

# PROJETO DO CONVERSOR CLASSE-E NORMALIZADO COM APLICAÇÃO DE PSO

FABIO ECKE BISOGNO

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle  
Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Maria, Brasil  
fbisogno@gepoc.ufsm.br

JOSÉ WILSON SOUSA PRADO

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle  
Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Cruz do Sul, Brasil  
jpradors@gmail.com

**Resumo** — Este artigo apresenta a aplicação do método Particle Swarm Optimization na obtenção de valores otimizados para o fator de qualidade, razão cíclica e uma das frequências angulares de ressonância normalizada do conversor Classe-E, operando como rebaixador de tensão quando acoplado ao Retificador Classe-E. As equações de projeto são desenvolvidas de modo a possibilitar a representação e solução em espaço de estados.

**Palavras-chave** — Classe-E, PSO, Normalizado, Ressonante.

## I. INTRODUÇÃO

Conversores ressonantes têm a capacidade de operar em altas frequências, ter elevada densidade de processamento de energia, [1] e alta eficiência [2], além do fato de operar em ZVS (zero-voltage-switching) que é comutar a chave que não houver tensão sobre a própria chave. Esses aspectos são relevantes para aplicações automotivas, por exemplo, quando é necessária a conversão rebaixadora de 12 V para 5 V, com corrente média de 0,5 A. Logo, o projeto de conversores para essa aplicação é imprescindível que seja o mais otimizado possível. Este artigo descreve o projeto do conversor Classe-E acoplado no retificador Classe-E, por ser o seu homólogo [3].

Algumas metodologias de projeto do conversor arbitram certos parâmetros de projeto para solução dos sistemas de equações como em [4], e algumas aproximações, como indutor de entrada com indutância elevada, para que a corrente de entrada do fosse assumida constante [4]. Já [5] fez a análise normalizada fornecendo a decomposição em parâmetros ressonantes, técnica utilizada em [6] que contribuiu com a automatização do processo de normalização com uma matriz de transformação de equivalência, baseada em termos da energia dos componentes reativos. Ainda no estudo de [6], para o Classe-E, calculava-se a solução das equações em espaço de estados arbitrando valores para três variáveis de um sistema de equações.

Em relação ao algoritmo PSO (Particle Swarm Optimization), é um método de otimização inspirado no comportamento de um bando ou enxame de algumas espécies de animais para encontrar um melhor caminho para obter alimento, por exemplo.

Este artigo apresenta a aplicação do algoritmo PSO na obtenção dos valores otimizados para as variáveis arbitradas, sendo estes valores validados por meio de simulação e pela

implementação do conversor. Além disto, este artigo está organizado em V seções, sendo na Seção II, a topologia, as etapas de funcionamento, o equacionamento dos estados e a normalização do sistema em parâmetros ressonantes. Na Seção III, a aplicação do PSO para obtenção da razão cíclica de operação do conversor, do fator de qualidade Q e da frequência angular de ressonância normalizada, relacionada ao indutor de entrada e ao capacitor ressonante, paralelo à chave. Na Seção IV, são apresentados os resultados teóricos, da simulação e da implementação do conversor, e na Seção V, as conclusões.

## II. ANALISE DA TOPOLOGIA

O Circuito completo é conforme mostrado na Fig. 1, entretanto, é analisado de forma separada da etapa retificadora, como feito em [1]. Desta forma, o circuito da Fig. 2 é utilizado como topologia equivalente para equacionamento das etapas de operação.

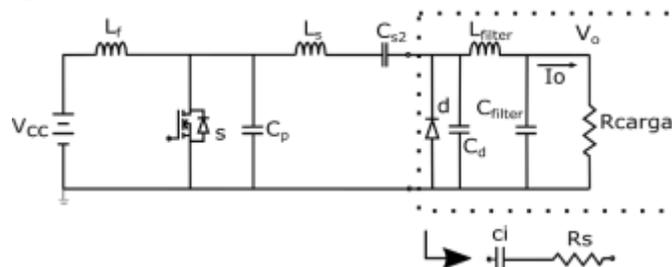


Fig. 1. Topologia completa, do inversor Classe-E e Retificador Classe-E, em destaque

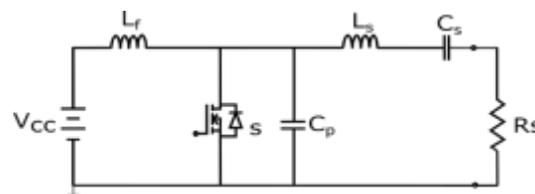


Fig. 2. Topologia do conversor Classe-E inversor.

### A. Considerações sobre a equivalência entre as topologias equivalentes

O retificador Classe-E consiste nos elementos em destaque na Fig. 1, que são modelados como uma impedância equivalente, formada por  $c_i$  em série com  $R_s$ . Por conseguinte,  $c_i$  está em série com  $C_{s2}$ , sendo  $C_s$  o equivalente dessa

associação série de capacitores. Desta forma, a Fig.2 é um modelo equivalente da Fig. 2.

A razão entre a resistência equivalente  $R_s$  e a resistência de carga  $R_{carga}$  é o elo para o projeto do retificador, assim como também  $R_s$  estabelece a taxa de transferência de potência [7], importante para a determinação da impedância de entrada.

O ganho de tensão deste conversor é a razão entre a tensão de entrada  $V_{cc}$  e a tensão de saída  $V_o$ , isto é:

$$G = \frac{V_o}{V_{cc}} \quad (1)$$

Entretanto, o ganho (1) é o produto dos ganhos da etapa inversora e da etapa retificadora [1].

### B. Análise do conversor Classe-E

Algumas considerações são assumidas, tais são elas:

- A rede ressonante  $L_s$ ,  $C_s$  é ideal, linear. O capacitor ressonante  $C_p$  absorve a capacitância intrínseca da chave  $s$ .
- A chave ativa  $s$  é ideal, sem perdas e comuta instantaneamente.
- A corrente de saída  $i_{R_s}$  é senoidal.

A primeira etapa de operação do conversor ocorre quando a chave  $s$  permanece ativa ( $0 \leq \omega t < 2\pi D_c$ ), conforme Fig. 3(a); e a segunda etapa, ocorre no tempo complementar ( $2\pi D_c \leq \omega t < 2\pi$ ) do período  $\omega t$ , conforme Fig. 3(a).

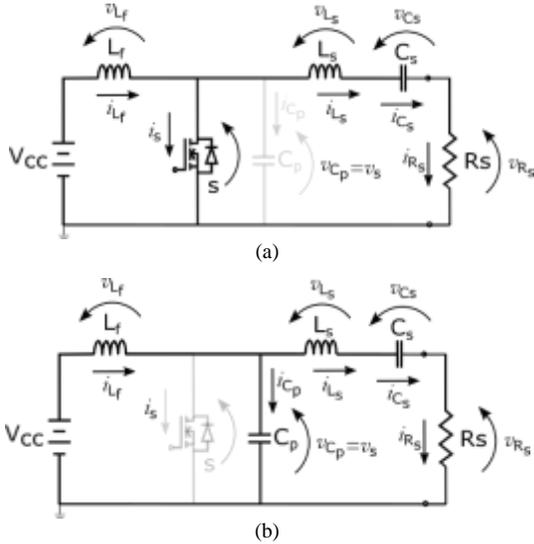


Fig.3 Etapas de operação do conversor (a) etapa I (b) etapa II

Aplicando LKT aos circuitos equivalentes das etapas I e II, obtém-se para I:

$$L_f \frac{d}{dt} i_{L_f(t)} = V_{cc} \quad (2)$$

$$L_s \frac{d}{dt} i_{L_s(t)} = -R_s i_{L_s(t)} - v_{C_s(t)} \quad (3)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{C_s(t)} = i_{L_s(t)} \quad (4)$$

$$C_p \frac{d}{dt} v_{C_p(t)} = 0 \quad (5)$$

e para a etapa de operação II:

$$L_f \frac{d}{dt} i_{L_f(t)} = -v_{C_p(t)} + V_{cc} \quad (6)$$

$$L_s \frac{d}{dt} i_{L_s(t)} = -R_s i_{L_s(t)} - v_{C_s(t)} + v_{C_p(t)} \quad (7)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{C_s(t)} = i_{L_s(t)} \quad (8)$$

$$C_p \frac{d}{dt} v_{C_p(t)} = i_{L_f(t)} - i_{L_s(t)} \quad (9)$$

### C. Representação em espaço de estados, matriz de transformação e normalização.

De posse das equações básicas das etapas I e II de operação, cabe estruturar na representação em espaço de estados, conforme (10) e (11) de acordo com [7], definindo como estados as correntes em  $L_f$  e  $L_s$ , e as tensões em  $C_s$  e  $C_p$ , e o vetor de saída como  $i_{L_f(t)}$ ,  $i_{L_s(t)}$ ,  $v_{C_s(t)}$ ,  $v_{C_p(t)}$ .

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (10)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (11)$$

Ainda de acordo com [7], é necessário obter uma matriz  $\mathbf{P}$  a partir da transformação de equivalência (12), matriz esta que [6] definiu com base na raiz quadrada da energia armazenada nos 4 elementos reativos.

$$\mathbf{x}_e(t) = \mathbf{P}\mathbf{x}(t) \quad (12)$$

Desta forma, modelo do sistema, para as 2 etapas de operação de acordo com (10) está em (13) e (14), respectivamente:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f(t)} \\ i_{L_s(t)} \\ v_{C_s(t)} \\ v_{C_p(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f(t)} \\ i_{L_s(t)} \\ v_{C_s(t)} \\ v_{C_p(t)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{cc} \quad (13)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f(t)} \\ i_{L_s(t)} \\ v_{C_s(t)} \\ v_{C_p(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} & \frac{1}{L_s} \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & -\frac{1}{C_p} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f(t)} \\ i_{L_s(t)} \\ v_{C_s(t)} \\ v_{C_p(t)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{cc} \quad (14)$$

Com  $\mathbf{P}$  podendo ser calculado a partir de (12), é possível encontrar novas matrizes com as seguintes definições, dadas por [7].

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{1}{\omega} \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{P}^{-1} \quad (15)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \frac{1}{\omega} \mathbf{P} \mathbf{B} \quad (16)$$

$$\bar{\mathbf{C}} = \mathbf{C} \mathbf{P}^{-1} \quad (17)$$

Convém ressaltar que essas novas matrizes devem ser recalculadas a partir de um  $\mathbf{P}_k$ , sendo  $k$  um valor que torne os

elementos da matriz  $\mathbf{B}$  iguais a 1 [6]. O acréscimo de  $\omega$  nas expressões acima é devido ao objetivo de deixar o sistema dependente do período, e não somente do tempo.

Agora, procede-se para normalização do sistema que tem por objetivo obter a independência de parâmetros de projetos.

Portanto, fazem-se agora algumas definições. De acordo com [5], o número de frequências angulares de ressonância normalizadas para este sistema deve ser 3, assim como o número de resistores define o número de fatores de qualidade envolvidos, que no caso, é 1.

As frequências de ressonância são definidas em (18), (19) e (20). A frequência angular de ressonância normalizada é a razão de outras duas frequências, a de ressonância  $\omega_n$  e a de operação,  $\omega$ , que está definido em (21). Já o fator de qualidade é definido em (22)[4].

Para a matriz de saída, ainda é necessária a definição de mais um termo, que é referente à taxa de transferência de potência, calculada a partir da integral da tensão de saída, conforme (23)[6].

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (18)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \quad (19)$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_p}} \quad (20)$$

$$A_n = \frac{\omega_n}{\omega} \quad (21)$$

$$Q = \frac{\omega_1 L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega_1 C_s R_s} \quad (22)$$

$$T_{pot} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_{R_s(\omega t)})^2 d\omega t = \frac{1}{a} \quad (23)$$

O inverso da taxa de transferência de potência ainda possui relação com a impedância de entrada do sistema, definido como  $R_{dc}$  por [4]. Em (24) tem-se as relações, as quais são úteis para auxiliar na determinação do ganho da etapa inversora.

$$a = \frac{R_{dc}}{R_s} = \frac{V_{cc}^2}{P_{R_s} R_s} \quad (24)$$

O ganho do inversor pode ser definido relacionando a tensão RMS sobre o resistor  $R_s$  com a tensão de entrada  $V_{cc}$ , mostrado em (25)[1]:

$$G_{inv} = \frac{V_{R_s RMS}}{V_{cc}} \quad (25)$$

Este ganho é determinado após a otimização feita pelo PSO, e o complemento do ganho é feito na etapa retificadora. O ganho da etapa retificadora e da etapa inversora fornecem o ganho geral dos conversores acoplados (Classe-E inversor e Classe-E retificador).

Efetuando as operações matriciais (15), (16) e (17) para as matrizes respectivas às etapas I e II, e reescrevendo os elementos dessas matrizes em termos das definições feitas em (18-23),

chega-se ao conjunto de resultados seguintes, que são as matrizes normalizadas respectivas a cada etapa de operação.

$$\bar{A}_{Im} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{A_1}{Q_1} & -A_1 & 0 \\ 0 & A_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\bar{B}_{Im} = \bar{B}_{IIm} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\bar{C}_{Im} = \begin{bmatrix} \frac{aA_1A_3^2}{A_2^2Q_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{aA_1A_3}{A_2Q_1} & -A_1 & 0 \\ 0 & A_1 & \frac{A_1A_3}{A_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\bar{A}_{IIIm} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -A_3 \\ 0 & -\frac{A_1}{Q_1} & -A_1 & -A_2 \\ 0 & A_1 & 0 & 0 \\ A_3 & -A_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\bar{C}_{IIIm} = \begin{bmatrix} \frac{aA_1A_3^2}{A_2^2Q_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{aA_1A_3}{A_2Q_1} & 0 & 0 \\ 0 & A_1 & \frac{A_1A_3}{A_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_3 \end{bmatrix} \quad (30)$$

Note que as matrizes  $\bar{B}_{Im}$  e  $\bar{B}_{IIm}$  têm seus elementos iguais a 1 ou a zero, devido ao fator  $k$ . Quanto às matrizes  $\bar{D}_{Im}$  e  $\bar{D}_{IIm}$ , ambas são iguais a zero.

Agora, com essas matrizes, pode-se encontrar as soluções para os estados e para as saídas pelas equações (31) e (32), fornecidas em [7]. Ressalta-se que estas equações estão expressas em termos das matrizes descritas em (10) e (11), porém, a solução se aplica individualmente a cada etapa, sendo as condições finais de uma etapa iguais às condições iniciais da segunda.

$$x_{(\omega t)} = e^{A\omega t}x_{(0)} + \int_0^{\omega t} e^{A(\omega t-\tau)}Bu_{(\tau)}d\tau \quad (31)$$

$$y_{(\omega t)} = Ce^Ax_{(0)} + C \int_0^{\omega t} e^{A(\omega t-\tau)}Bu_{(\tau)}d\tau \quad (32)$$

Entretanto, o problema é composto de 4 equações de estado e possui 9 variáveis e para solucionar o sistema, e é necessário

reduzir o número de variáveis também para 4. Em termos gerais, as equações são dependentes das variáveis conforme (33).

$$\dot{x}(t) = \bar{A}_n [A_1, A_2, A_3, Q_1, D_c, i_{L_f(0)}, i_{L_s(0)}, v_{C_s(0)}, v_{C_p(0)}] \quad (33)$$

Uma das condições iniciais já é conhecida, no caso, a tensão  $v_{C_p(0)}$ , que é zero nos momentos de comutação, sendo um deles em  $\omega t = 0$  ou  $2\pi$ . Ainda é possível estabelecer uma relação entre  $i_{L_f(0)}$  e  $i_{L_s(0)}$ , reduzindo o número de variáveis a 7.

Ainda se tem que determinar 3 variáveis para ser possível a obtenção da solução analítica do sistema. Neste ponto, o algoritmo PSO é aplicado para obtenção dos valores ótimos das 3 variáveis excedentes, ficando viável a solução numérica do sistema, sem a necessidade de arbitrar valores para quaisquer variáveis.

### III. OBTENÇÃO DOS PARAMETROS DO CONVERSOR UTILIZANDO O ALGORITMO PSO

O PSO é um algoritmo estocástico, introduzido por [8] a partir da imitação de animais que se deslocam em bandos [9]. O PSO evita mínimos locais, possui simplicidade computacional e baixo tempo de execução. Para este artigo, a estrutura do algoritmo, é como demonstrada na Fig. 4, em que o critério de parada é o número de iterações. A otimização buscada nesse artigo é a minimização de uma função.

#### A. Considerações sobre o PSO utilizado neste artigo

A configuração para inicialização do PSO é conforme os dados mostrados na tabela I. Neste artigo, o método foi desenvolvido de forma a encontrar o melhor global. A velocidade de deslocamento no espaço de busca de cada partícula também sofre influência da melhor posição individual da própria partícula.

$$x_i^{t+1} = x_i^t + v_i^{t+1} \quad (34)$$

$$v_{ij}^{t+1} = \epsilon v_{ij}^t + c_1 r_1^t [P_{best,i}^t - x_i^t] + c_2 r_2^t [G_{best,i}^t - x_i^t] \quad (35)$$

O espaço de busca está limitado aos valores possíveis das variáveis, sendo isso uma condição do algoritmo. A equação (34) e a (35), ambas utilizadas por [9], mostram como se dá o deslocamento de cada partícula e a que velocidade pode ocorrer esse deslocamento, sendo  $x_i^{t+1}$  é um vetor composto por  $D_c$ ,  $A_3$  e  $Q_1$ . No caso proposto neste trabalho, foi colocado um coeficiente de inércia  $\epsilon$  para desacelerar a partícula quando ela se aproxima de uma possível melhor solução, além de atribuir pesos iguais, por  $c_1$  e  $c_2$ , as contribuições da melhor posição obtida individualmente por cada partícula ( $P_{best}$ ) e a melhor posição da melhor partícula dentre todo enxame ( $G_{best}$ ).

Os termos  $r_1$  e  $r_2$  na equação (35) são valores randômicos, podendo assumir valores entre 0 e 1. Ainda, destacam-se sobre os melhores globais e pessoais, as definições em (36) e (37), conforme [9], ressaltando que os valores desses termos são as possíveis melhores soluções para uma função  $f(x)$ .

$$P_{best}^{it+1} = \begin{cases} P_{best}^{it} & \text{if } f(x_i^{it+1}) > P_{best,i}^{it} \\ x_i^{it+1} & \text{if } f(x_i^{it+1}) \leq P_{best,i}^{it} \end{cases} \quad (36)$$

Em que  $it$  é a iteração atual do algoritmo, e a função  $custo$  é o valor da função objetivo para a iteração  $t$  com aquele respectivo conjunto de partículas.

$$G_{best} = \min\{P_{best,i}\} \quad (37)$$

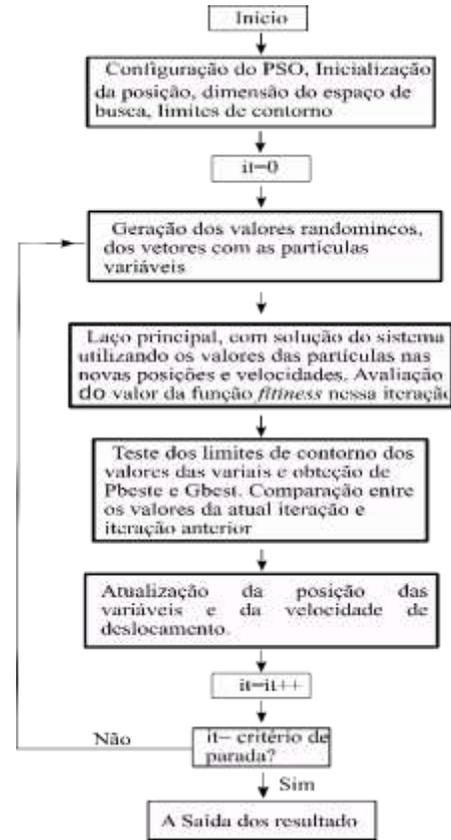


Fig.4 Fluxo do PSO para melhor global

A função objetivo é estabelecida para minimizar os valores de pico das correntes  $i_{L_f}$ ,  $i_{L_s}$  e das tensões  $v_{C_s}$  e  $v_{C_p}$ , na forma:

$$\sum (i_{L_f}, i_{L_s}, v_{C_s}, v_{C_p}) \rightarrow \text{menor valor} \quad (38)$$

TABELA I. CONFIGURAÇÃO DA FUNÇÃO OBJETIVO E DO PSO

Parâmetro	Descrição	Valor Mínimo	Valor máximo
Dc	Razão cíclica	0,3	0,8
Q1	Fator de qualidade	5	100
A3	Frequencia angular de ressonância normalizada	1	1,7
$\epsilon$	Coefficiente de inércia, para desaceleração das partículas	0,4	0,9
$c_1$	Peso do coeficiente pessoal	0,5	0,5
$c_2$	Peso do coeficiente global	0,5	0,5
it	Número de iterações	30	30
P	Número de partículas	30	30

## B. Definições para o conversor

Para a solução do sistema, algumas definições são necessárias para o conversor, conforme mostrado na Tabela II.

Essas definições são suficientes para o algoritmo encontrar os valores otimizados. Com isso, na Fig. 5 está demonstrado os valores da função *custo* de acordo com a evolução das iterações. Neste artigo, o critério de parada é o número de iterações, que com relativo número baixo no laço de repetição já ocorre a estabilização de valores da função *custo*, indicação de que a possível melhor solução já fora encontrada.

TABELA II. DEFINIÇÕES DE PROJETO DO CONVERSOR

Parâmetro	Descrição	Valor	Unidade
$P_{R_s}$	Potência sobre resistor $R_s$	3	Watt
$V_{cc}$	Tensão de entrada	12	Volt
f	Frequência de operação	40.000	Hertz

## C. Resultados do PSO

Com os valores iniciais, os valores de pico resultam em uma soma cujo resultado é superior a 150. Isso representaria um resultado em uma metodologia convencional de arbitrar valores para 3 variáveis do sistema, pois a primeira iteração é com base em valores puramente randômicos. Na segunda iteração, já ocorrem as contribuições dos melhores resultados encontrados individual e coletivamente, obtendo melhores valores para as variáveis de interesse.

Após a otimização do PSO, os melhores valores obtidos foram  $D_c = 0,40731$ ,  $Q_1 = 5,02097$  e  $A_3 = 0,32337$ , que são os valores que a melhor partícula encontrou.

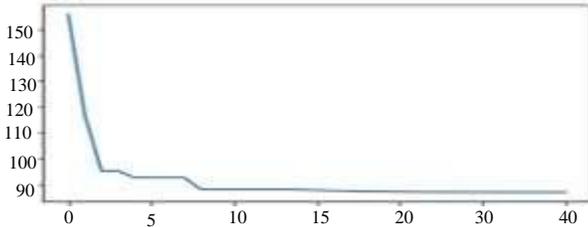


Fig.5 Valores da função *custo* no decorrer das iterações

## IV. RESULTADOS TEÓRICOS, SIMULADOS E EXPERIMENTAL

Com os resultados obtidos na seção anterior para os melhores valores de  $D_c$ ,  $A_3$  e  $Q_1$ , é possível resolver o sistema para solução em espaço de estados, já que o problema do excesso de variáveis presente em (33) foi minimizado pelo PSO. As Fig.6 mostra os resultados das soluções numéricas do sistema normalizado, para as variáveis de estado definidas na seção II.

### A. Resultados Teóricos

As respostas mostradas a seguir são os resultados normalizados do sistema. É possível observar na Fig.6(a), que a tensão sobre a chave, que é a mesma sobre o capacitor  $C_p$  por estarem em paralelo, é superior a três vezes a tensão de entrada

$V_{cc}$ , assim como a tensão sobre o capacitor  $C_s$ , mostrada na Fig.6(b) é superior a quatro vezes a mesma tensão de entrada. A corrente no indutor  $L_s$ , que é a mesma que circula em  $R_s$  que, por conseguinte, é a que será entregue ao retificador, tem uma forma aproximadamente senoidal, conforme esperado.

Com os valores fornecidos pelo PSO, as equações de estado ficaram dependente das variáveis  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $v_{C_s(0)}$ , e  $i_{L_f(0)}$ , que são obtidas a partir da solução das equações formuladas em (31) e (32). O valor da taxa de transferência de potência, conforme equação (23), pois os valores dos componentes, incluindo  $R_s$ , são obtidos a partir do valor de  $Q_1$ , o qual o próprio PSO determinou.

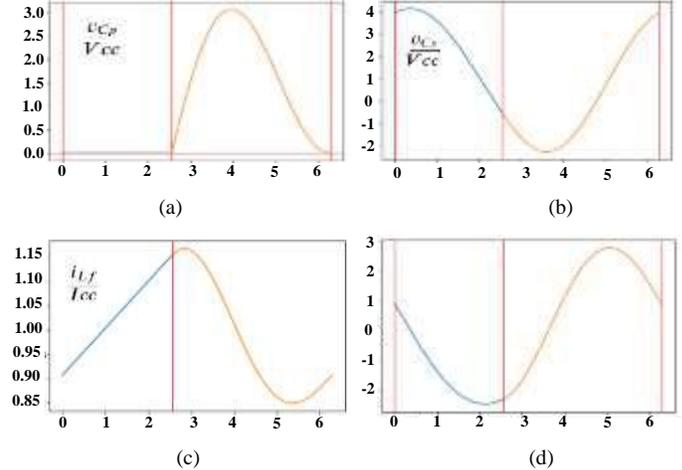


Fig.6 Tensão normalizada sobre a chave  $s$  (a), sobre o capacitor da carga ressonante  $C_s$  (b), da corrente no indutor  $L_f$  (c) e corrente de saída em  $L_s$  (d).

### B. Resultados Simulados

Na tabela III, estão organizados os valores obtidos da solução das equações (31) e (32), que junto com os resultados da otimização, permitem o uso do conjunto de equações (18-23) para determinação dos valores dos componentes  $L_f$ ,  $L_s$ ,  $C_p$  e  $C_s$ .

TABELA III. RESULTADOS CALCULADOS

Variável	Descrição	Valor	Unidade
$A_1$	Frequência angular normalizada - $L_s$ e $C_s$	0,8423	-
$A_2$	Frequência angular normalizada - $L_s$ e $C_p$	0,78919	-
$A_3$	Frequência angular normalizada - $L_f$ e $C_p$	0,3233	-
$Q_1$	Fator de qualidade	5,02097	-
$D_c$	Razão cíclica de operação	0,4073	-
$L_f$	Indutor de entrada	1,9723	mH
$L_s$	Indutor série ressonante	0,3311	mH
$C_p$	Capacitor série ressonante	76,757	nF
$C_s$	Capacitor ressonante	67,381	nF
$R_s$	Impedância da carga ressonante	13,9622	Ohm

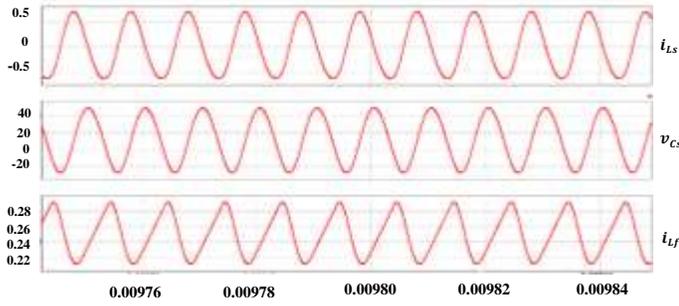


Fig.8 Corrente de saída  $i_{L_s}$  (a), tensão sobre o capacitor da carga ressonante  $v_{C_s}$  (b) corrente no indutor  $i_{L_f}$  (c).

De fato, a tensão sobre a chave  $s$  está na condição ressonante ZVS, e o valor de pico foi de 36.713 V, enquanto a calculada na normalização foi de três vezes a tensão de entrada, valor coerente, pois a tensão de entrada na simulação foi de 12 V.

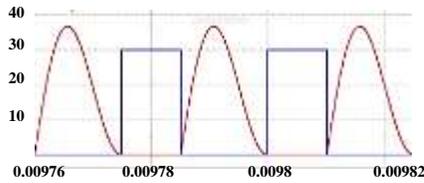


Fig.7 Tensão sobre a chave – Resultado obtido da simulação.

Conhecendo-se a corrente  $i_{L_s}$ , é possível calcular a tensão RMS sobre a resistência  $R_s$ , e com isso, determinar o ganho que a etapa inversora proporciona [1], dado na equação (25). Este valor está discriminado na tabela IV.

Para a etapa retificadora, a tensão de saída é uma definição de projeto, no caso, 5 V. A resistência de carga  $R_{carga}$  é calculada em (38), e pela relação desta com  $R_s$ , se utiliza a tabela e a metodologia fornecida em [1], e essa razão determina o ângulo  $\phi$ . Admitindo-se que a ondulação da corrente  $I_o$  seja de 10%, obtém-se os parâmetro e valores de componentes do retificador.

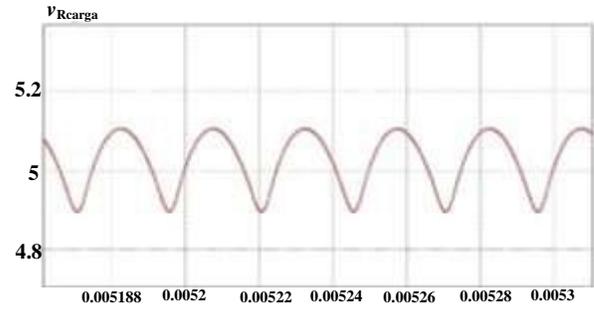
$$R_{carga} = \frac{V_o}{I_o} \quad (39)$$

$$\phi = \tan^{-1} \sqrt{\frac{R_s}{2 R_{carga}}} \quad (40)$$

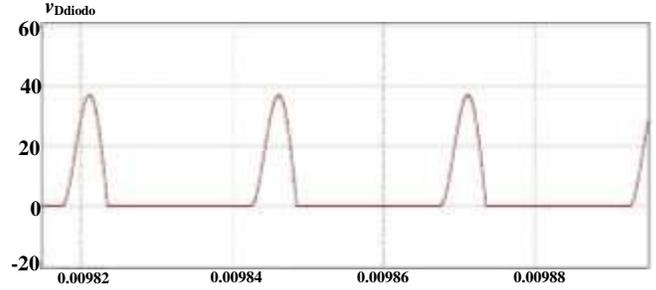
Ainda de acordo com [1], deve-se deduzir do valor de capacitância encontrado para  $C_s$ , pois a etapa retificadora foi modelada como uma impedância equivalente formada por um capacitor,  $c_i$ , em série com  $R_s$ . Conseqüentemente,  $c_i$  fica em série com  $C_s$ , formando uma capacitância  $C_{s2}$ .

O ganho do retificador é definido em (41), conforme fornecido em [3].

$$G_{retif} = \frac{1}{\sqrt{2} \sin \phi} \quad (41)$$



(a)



(b)

Fig.9 Tensão sobre a carga do retificador –  $R_{carga}$  e (b) tensão sobre o diodo do retificador. Resultados da simulação.

### C. Resultado experimental

O circuito mostrado na Fig. 2 foi simulado e implementado com os componentes determinados na tabela III, o qual foi possível coletar o valor de tensão sobre a chave  $s$ , conforme demonstrado na Fig. 10. Nota-se a ocorrência da ressonância sobre a chave.

Nota: Esses resultados foram coletados em um *home-lab*, em razão das restrições pandêmicas. Isso impossibilitou o acesso aos componentes necessários para a implementação da etapa retificadora em tempo hábil para submissão desse artigo neste evento.

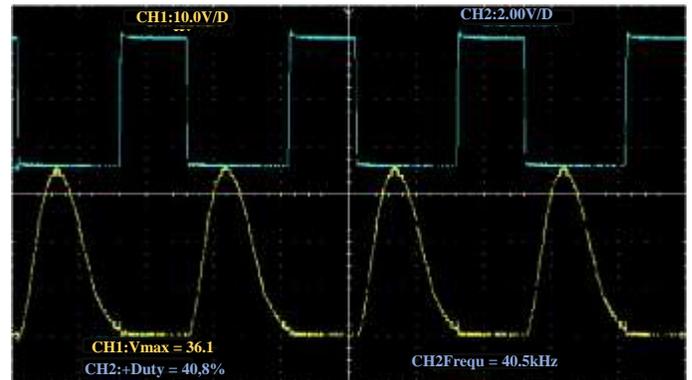


Fig.10 Tensão sobre a chave  $s$  da etapa inversora e PWM de comando



Fig.11 Foto do protótipo do conversor implementado em *lab-home*.

TABELA IV. RESULTADOS DO RETIFICADOR

Variável	Descrição	Valor	Unidade
$D_d$	Razão cíclica da etapa retificadora	0,7189	-
$\phi$	Ângulo $\phi$	56,6727	Grau
$c_i$	Capacitância da impedância modelada, série com $C_s$	55,459	nH
$C_3$	Capacitor paralelo diodo retificador	9,5474	nF
$L_{filter}$	Indutor do filtro de saída do retificador	0,70275	mH
$C_{filter}$	Capacitor do filtro de saída do retificador	2,252	uF
$R_{carga}$	Resistencia equivalente de carga do retificador	10	Ohm
$V_{R_s,RMS}$	Tensão RMS sobre resistor $R_s$	6,4719	V
$G_{inv}$	Ganho da etapa inversora	0,53933	-
$G_{retif}$	Ganho da etapa retificadora	0,7725	-

## V. CONCLUSÕES

A metodologia de projetos de conversores ressonantes já é bastante explorada na literatura, entretanto, a implementação conjunta com o PSO possibilitou a otimização do projeto, pois variáveis que eram arbitradas podem ser definidas de modo mais eficiente, podendo ser modificada a função objetivo de forma a ser mais favorável aos critérios mais específicos de cada projeto. Também, o PSO pode ser adaptado a qualquer outra metodologia, tendo em vista que os dados obtidos da etapa inversora, foram compatíveis com a metodologia proposta por [1].

Os objetivos deste projeto foram atingidos, como pode ser verificado na comparação entre as Fig. 6(a) e 10(a). Ressalta-se que numericamente, o valor de pico calculado, que gerou os pontos para o plot de gráfico da Fig. 6(a) foi de 36.7138 V. Logo, é uma aproximação razoável, pois o valor da implementação foi de 36.1 V, sendo que não foram consideradas perdas (sistema ideal). Em relação ao ganho, a partir da equação (1), o ganho total do conversor para esta aplicação deve ser de 0,416667, que é igual ao produto dos ganhos das etapas inversoras e retificadores. Da tabela IV, o produto entre  $G_{inv}$  e  $G_{retif}$  também resulta em 0,416667, validando o ganho geral do conversor.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001 e ao CNPQ – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico.

## REFERENCES

- [1] M. K. Kazimierczuk and J. Józwick, “Resonant dc/dc Converter with Class-E Rectifier”, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 36, NO. 4, November 1989.
- [2] M. Hayti, S. Roshani, M. K. Kazimierczuk and H. Sekiya, “Analysis and design of class E power amplifier considering MOSFT parasitic input and output capacitances. In IET Circuits Device Syst., 2016, Vol 10, Iss.5 , pp. 433-440
- [3] Kazimierczuk, Marians e Czarrkowski, Dariusz. *Resonant Power Converters*. 2nd ed. pp. 72-73. A John Wiley & Sons, INC., Publication. 2011
- [4] M. K. Kazimierczuk and K. Puczek, “Exact Analysis of Class E Tuned Power Amplifier at any Q Switch Duty Cycle”, in IEEE Transactions on circuits and Systems, VOL. CAS-34, NO. 2, February 1987.
- [5] BISOGNO, F.E. Energy-Related System Normalization and Decomposition Targeting Sensitivity Considerations, PhD dissertation. 2006.
- [6] Mendonça, Lucas Sangoi. “Abordagem normalizada para conversores ressonantes”. Dissertação de mestrado, Programa de pós graduação – UFSM, 2017.
- [7] Chen, C.T. *Linear system theory and design*. 3rd ed. New York Oxford, OXFORD UNIVERSITY PRESS, 1999, pp.3-60.
- [8] R. Eberhart and J. Kennedy, “A New Optimizer Using Particle Swarm Theory”, in Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science, October, 1995.
- [9] Talukder, S. *Mathematical Modelling and Applications of Particle Swarm Optimization*. Master’s thesis, February, 2011.