

# MICROINVERSOR SOLAR UTILIZANDO UM CONVERSOR LLC RESSONANTE

José Airton Beckhäuser Filho – jose.beckhauser@gmail.com

Ivo Barbi – ivobarbi@gmail.com

Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica

**Resumo.** Com o crescente aumento do mercado de energias renováveis, diversas soluções vêm sendo apresentadas a fim de obter o melhor rendimento na conversão de energia, confiabilidade e segurança. Para que a energia proveniente do vento ou do sol sejam convertidas em energia elétrica se faz necessário o emprego de conversores estáticos. Atualmente a maioria das soluções para energias renováveis utiliza inversores centralizados, que apresentam algumas desvantagens quando se trata de confiabilidade e segurança. Para a área fotovoltaica, uma das alternativas é o emprego de microinversores, que possuem baixa potência, operam em tensões inferiores aos inversores centralizados e aumentam a confiabilidade do sistema. Dentre várias topologias disponíveis, optou-se por empregar um conversor ressonante para o estágio cc-cc e um inversor VSI (Voltage Source Inverter) para compor o estágio cc-ca. Este trabalho apresenta a análise teórica e simulada de um conversor LLC ressonante para aplicações em sistemas fotovoltaicos de baixa potência. O microinversor terá potência nominal de 250 W e terá capacidade de injetar a potência gerada por um único módulo fotovoltaico à rede elétrica. Para o seguimento do ponto de potência máxima (SPPM), foi utilizada a técnica P&O (Perturba e Observa) com variação em frequência, obtendo uma rápida resposta para variações da potência gerada pelo módulo. Um protótipo está sendo desenvolvido a fim de validar o comportamento encontrado nas simulações.

**Palavras-chave:** Energia solar, Conversor ressonante, Microinversor.

## 1. INTRODUÇÃO

Com a demanda crescente por fontes renováveis de energia, surge também a necessidade do desenvolvimento de tecnologias que possam realizar as conversões da energia destas fontes de forma cada vez mais eficiente. Os inversores centralizados são os equipamentos mais comuns encontrados atualmente em sistemas fotovoltaicos. Destacam-se por serem um único equipamento capaz de converter a energia proveniente de uma quantidade de módulos que pode ser de algumas unidades até dezenas deles. Geralmente apresentam uma ou mais entradas com seguimento do ponto de potência máxima (SPPM), que possibilitam a instalação de *strings* em posições ou inclinações azimutais diferentes (Teodorescu et al., 2011). Como a tensão de entrada normalmente é um valor muito próximo ao valor eficaz da rede elétrica, não se faz necessária a utilização de conversores de alto ganho, simplificando assim o sistema de uma forma geral.

Os microinversores, por sua vez, são equipamentos que se dedicam à conversão da energia proveniente de um único módulo fotovoltaico. Com isso, eles permitem que cada módulo opere em seu ponto de máxima potência sem sofrer a influência dos demais, seja por questões de sombreamento ou de falhas. Além do mais, aumentam a confiabilidade do sistema, já que a falha de um único equipamento pouco afetará a geração como um todo. (Gui et al., 2014) O nível de tensão em corrente contínua também será inferior se comparado aos inversores tradicionais, em torno de 30 V contra 500 V, refletindo assim numa maior segurança na instalação, operação e manutenção do sistema.

Apesar de apresentarem diversas vantagens, os microinversores devem apresentar um alto ganho estático, entre 10 e 20 vezes a tensão de entrada, uma vez que a tensão de máxima potência ( $V_{mp}$ ) de um módulo fotovoltaico com 60 células se encontra na faixa de 30 V. Estes desafios estão trazendo foco aos microinversores, que cada vez mais vêm sendo estudados com uma solução para instalações descentralizadas de energia de pequeno porte.

### 1.1 Classificação dos Microinversores

Os microinversores são basicamente classificados quanto à quantidade de estágios: um ou dois, como na Fig. 1. Nas topologias de estágio único, o conversor cc-ca deve possuir um elevado ganho estático, além de ser responsável pelo SPPM e por adequar a corrente a ser entregue à rede. Já nos conversores de dois estágios, o estágio cc-cc é responsável pelo ganho estático e pelo SPPM, enquanto o conversor cc-ca é responsável por controlar o barramento cc e adequar a corrente a ser injetada na rede elétrica. Apesar de possuir uma estrutura mais simples, os microinversores de estágio único geralmente apresentam um rendimento inferior aos de dois estágios.

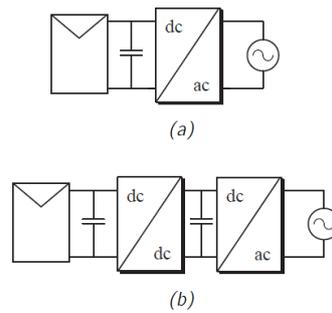


Figura 1 – Microinversor de (a) estágio único (b) dois estágios.

Este trabalho foca na aplicação de um microinversor de dois estágios, sendo que o estágio cc-cc será feito por um conversor do tipo LLC ressonante e o estágio cc-ca será composto por um inversor de tensão com modulação de três níveis, tendo em vista que a isolamento do estágio cc-cc elimina o problema de correntes de modo comum.

## 2. CONVERSORES RESSONANTES

Os esforços crescentes em busca de topologias que possuam um elevado rendimento e uma elevada densidade de potência encontram como obstáculos o volume de componentes passivos, como indutores, filtros e transformadores. Uma das formas de reduzir o peso e o volume desses elementos é o emprego de comutação em alta frequência. (Choi, 2007) Porém, com o aumento da frequência aumentam-se também as perdas por comutação nos conversores PWM (*Pulse Width Modulation*). A fim de reduzir as perdas de comutação e possibilitar a operação em alta frequência, empregam-se técnicas de comutação suave, uma característica intrínseca dos conversores ressonantes. Essa configuração permite que o conversor reduza as perdas de comutação, seja por ZCS (*Zero Current Switching*) ou ZVS (*Zero Voltage Switching*), possibilitando que ele possa comutar em frequências superiores aos conversores PWM convencionais.

Um conversor ressonante é composto por estágio de comutação, podendo ser do tipo *half-bridge* ou *full-bridge* e um tanque ressonante composto por elementos indutivos e capacitivos. A literatura contempla uma grande quantidade de conversores de características ressonantes, dentre os principais estão o série-ressonante, paralelo-ressonante, LCC ressonante e LLC ressonante (Kazimierzuk e Czarkowski, 2011), ilustrados na Fig. 2. Todos eles apresentam ganhos variáveis com a frequência, porém cada um apresenta características únicas. Neste trabalho serão abordadas somente as características do LLC.

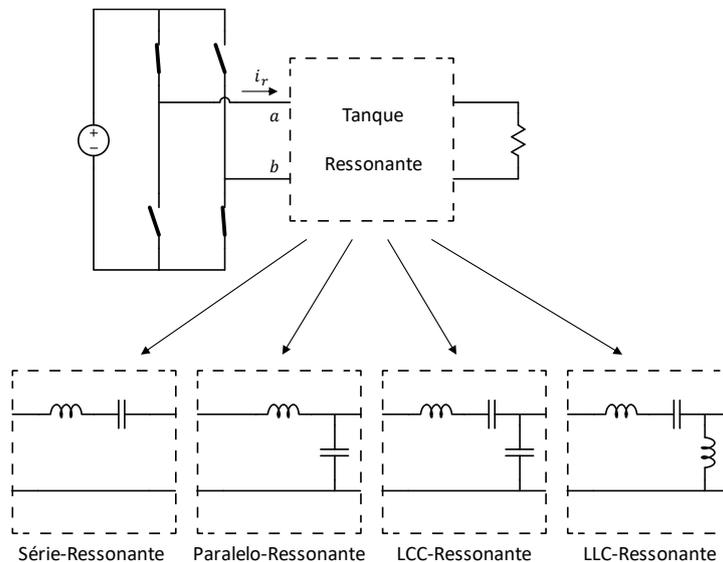


Figura 2 – Diferentes exemplos de tanques ressonantes.

Um dos motivos pela preferência do conversor LLC para aplicações fotovoltaicas é que tanto a indutância de dispersão quanto a indutância magnetizante do transformador compõem o tanque ressonante, sendo necessário somente a adição de um capacitor em série para completar o tanque ressonante. O fato de que o conversor opera em ZVS permite também que os efeitos causados por EMI (*electromagnetic interference*) sejam reduzidos, dispensando assim o uso de volumosos filtros para conter interferências eletromagnéticas.

### 3. CONVERSOR LLC RESSONANTE

O conversor LLC em estudo está representado na Fig. 3. No primário é possível observar a presença de um conversor do tipo *full-bridge*, que é responsável por produzir uma tensão, cuja forma de onda é quadrada, que irá excitar o tanque ressonante. O *duty cycle* é sempre constante em 50%, pois caso contrário haveria assimetrias na corrente ressonante, o que ocasionaria redução no rendimento do conversor. Neste caso, para realizar o controle da tensão de saída faz-se necessário alterar a frequência de comutação, como será visto no decorrer desta seção. O tanque ressonante é composto por dois indutores e um capacitor. Como se costuma empregar um transformador nesta topologia, os indutores  $L_r$  e  $L_m$  podem ser incorporados ao próprio transformador, sendo a indutância de dispersão e magnetizante, respectivamente. Isso traz como benefício a redução da quantidade de componentes discretos no circuito (Yang, 2003).

No secundário há a presença de um estágio retificador, que pode ser ativo ou passivo. Neste caso está sendo empregado um retificador de onda completa em ponte que irá injetar uma corrente contínua para a carga, representada por  $R_o$ . Uma das principais vantagens de se utilizar o conversor LLC no estágio cc-cc é sua propriedade de manter um rendimento elevado para toda a faixa de carga (Tian et al., 2016).

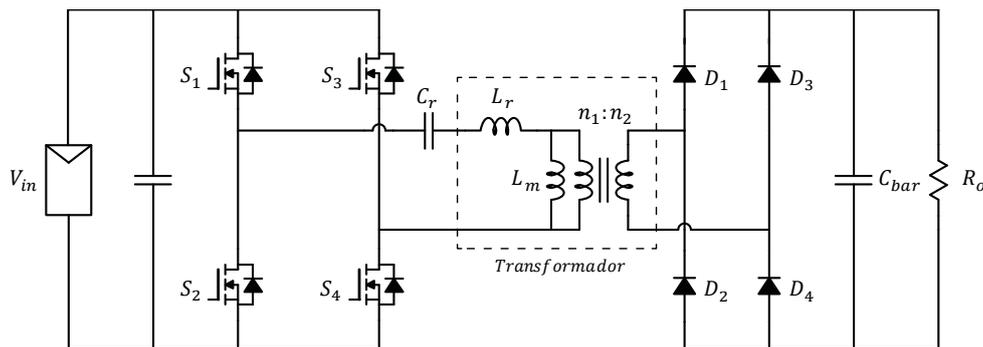


Figura 3 – Conversor LLC ressonante.

#### 3.1. Modos de Operação do Conversor LLC

Como o conversor apresenta modulação em frequência, os modos de operação dependem exclusivamente da carga e da tensão de entrada aplicada. Quando a frequência de comutação é igual a frequência de ressonância, ou seja,  $f_n = 1$ , o conversor opera com ganho constante para qualquer que seja a carga. Esse é o melhor ponto de operação do conversor LLC, pois operando na ressonância a corrente do tanque ressonante será essencialmente senoidal. A frequência de ressonância pode ser obtida através da Eq. (1).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

Para os casos em que  $f_n < 1$ , o conversor se comporta como um conversor elevador de tensão e é a região recomendada de operação, pois apesar de haver um aumento nas perdas por correntes circulantes no tanque ressonante devido ao aumento da corrente de magnetização, ainda há comutação suave nos diodos do retificador do secundário e uma boa regulação de tensão com pequenas variações na frequência. Há um limite mínimo de frequência de operação em que o conversor permanece operando em ZVS, mesmo a vazio, que é determinada pela Eq. (2). A partir desse ponto o conversor entra numa região ZCS, que deve ser evitada por apresentar perdas de recuperação reversa, ruídos e *spikes* de corrente que podem levar o conversor a uma falha completa (Specovius, 2017).

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2)$$

Nos casos em que  $f_n > 1$ , o conversor opera acima da frequência de ressonância e se comporta como um conversor abaixador de tensão. Apesar do conversor ainda se encontrar numa região de ZVS, recomenda-se que a operação acima da ressonância seja evitada, pois os diodos do retificador do secundário passam a sofrer comutação forçada, o que reduz o rendimento do conversor. Além do mais, é necessário que haja uma variação muito grande na frequência de comutação para atingir pequenas reduções na tensão do secundário. Neste caso, não há uma frequência limite de operação.

A Fig. 4 resume todos os modos de operação do conversor LLC descritos anteriormente. Estão representadas as formas de onda para a tensão aplicada no tanque ressonante ( $v_s$ ); corrente no tanque ressonante ( $i_{Lr}$ ); corrente magnetizante ( $i_{Lm}$ ); e corrente nos diodos do retificador do lado secundário ( $i_{D1}$  e  $i_{D2}$ ).

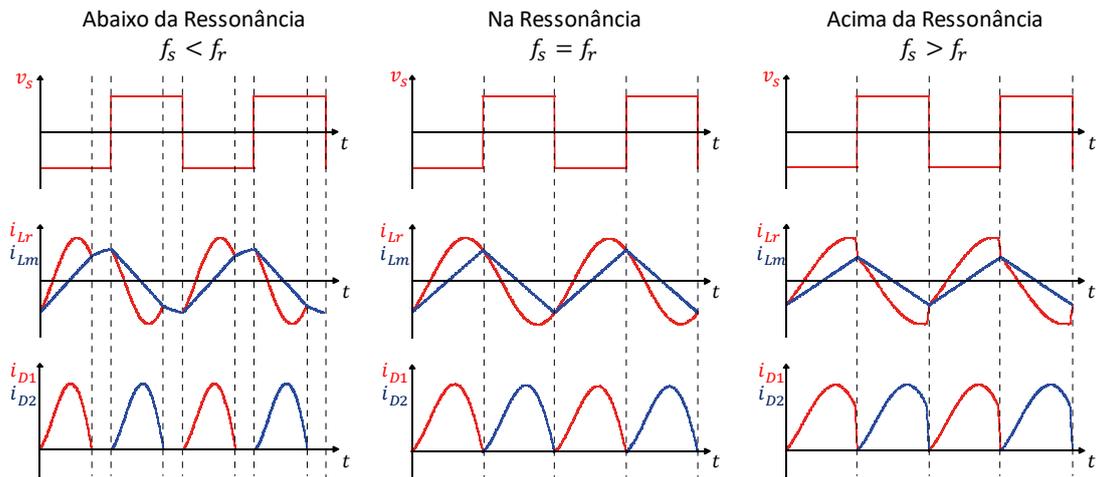


Figura 4 – Modos de operação do conversor LLC.

#### 4. APROXIMAÇÃO DE PRIMEIRA HARMÔNICA

Os conversores ressonantes são assim caracterizados por possuírem um tanque LC, cuja corrente varia senoidalmente durante um período de comutação. Essas variações são de grande amplitude, não sendo possível empregar métodos convencionais de modelagem como análise por espaço de estados (Erickson e Maksimovic, 2004). Uma das formas de se obter o ganho estático destes conversores é empregando a técnica FHA (*First Harmonic Approximation*), que considera somente os efeitos provocados pela primeira harmônica da tensão aplicada no tanque ressonante enquanto o conversor opera na frequência de ressonância (De Simone et al., 2006).

A Fig. 5 ilustra as formas de onda da tensão aplicada no tanque ressonante e a corrente resultante dessa excitação. A tensão no tanque ressonante é gerada por comutação em alta frequência e possui o formato quadrado, cuja amplitude é igual ao valor da fonte cc na entrada do conversor. Quando a frequência de comutação coincide com a frequência de ressonância, a corrente observada no tanque ressonante apresenta característica essencialmente senoidal. Desta forma, considera-se que na frequência de ressonância somente a componente fundamental da tensão é responsável pela potência demandada pela carga. À medida que a frequência de comutação se afasta da ressonância, erros vão surgindo em virtude de terem sido desprezados os efeitos das harmônicas de ordens superiores na tensão de entrada.

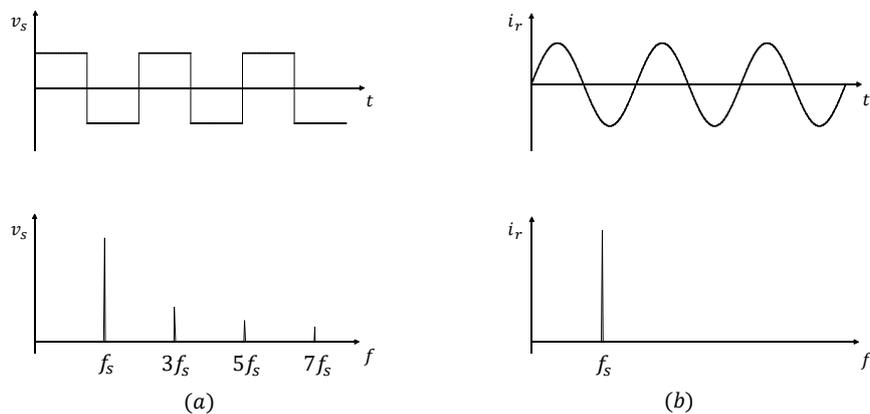


Figura 5 – Formas de onda e espectro da (a) tensão e (b) corrente aplicadas no tanque ressonante.

Como a tensão aplicada no tanque ressonante é uma onda quadrada, sua expansão em Série de Fourier, resulta na Eq. (3), sendo sua fundamental de primeira harmônica representada pela Eq. (4). Ambas as formas de onda estão ilustradas na Fig. 6.

$$v_s(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad (3)$$

$$v_{s1}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (4)$$

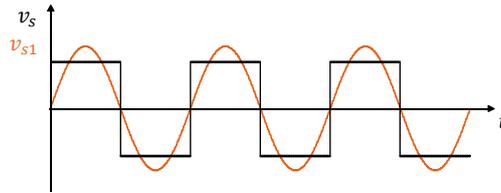


Figura 6 – Tensão de entrada no tanque ressonante.

Através da aplicação de análises de circuito, considerando somente a primeira harmônica de tensão e refletindo a carga do secundário do transformador para o lado primário, como mostra a Fig. 7, podemos obter a função de transferência (5) que descreve a variação do ganho estático em função da frequência de comutação. Diferentemente dos conversores convencionais, os conversores ressonantes são modulados em frequência, o que torna a análise mais complexa.

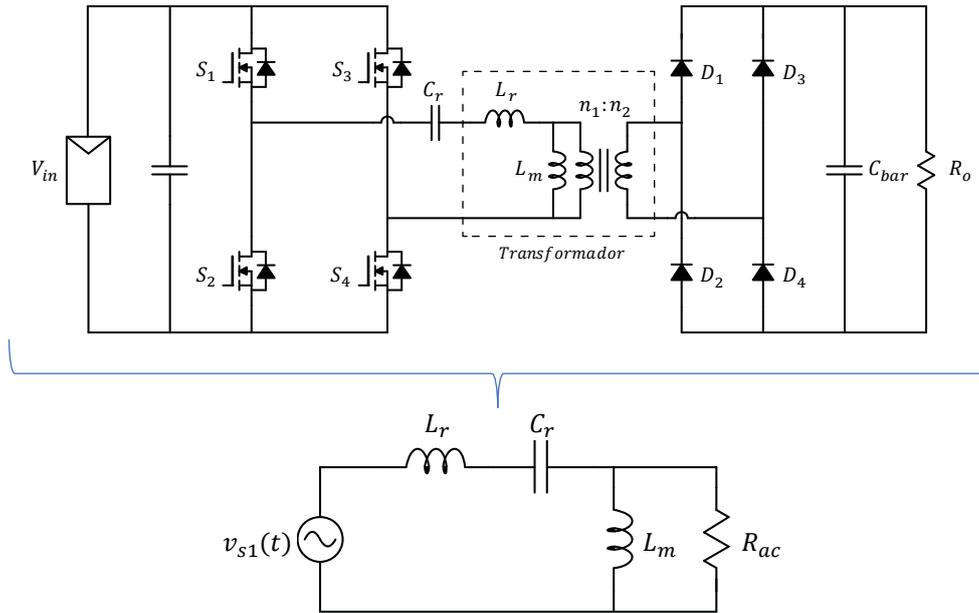


Figura 7 – Circuito equivalente simplificado do conversor LLC.

$$M(Q, \lambda, f_n) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{f_n^2}{\sqrt{[f_n^2(\lambda + 1) - \lambda]^2 + [Q f_n(1 - f_n^2)]^2}} \quad (5)$$

Sendo:

- $Q = \frac{1}{R_{ac}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  Fator de qualidade;
- $R_{ac} = \frac{8R_o}{\pi^2} \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$  Resistência de carga refletida;
- $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$  Frequência de ressonância;
- $f_n = \frac{f_s}{f_r}$  Frequência de comutação normalizada;
- $\lambda = \frac{L_r}{L_m}$  Razão entre indutância de ressonância e indutância magnetizante.

Através desta análise também é possível determinar as equações que relacionam as correntes de pico do tanque ressonante (6) e corrente de pico injetada no barramento cc (7) em função de parâmetros de projeto.

$$I_{r\_peak}(Q, \lambda, f_n) = \frac{V_{in}}{\pi^2 f_r L_m \lambda} \sqrt{\frac{f_n^4 Q^2 + f_n^2 \lambda^2}{[f_n^2(\lambda + 1) - \lambda]^2 + [Q f_n(1 - f_n^2)]^2}} \quad (6)$$

$$I_{o\_peak}(Q, \lambda, f_n) = \frac{V_{in}}{\pi^2 f_r L_m \lambda} \sqrt{Q^2 + \frac{\lambda^2}{f_n^2}} \quad (7)$$

Por terem sido deduzidas através da análise de primeira harmônica, os valores tendem a acumular erros à medida que são calculados para frequências de operação que não sejam a de ressonância, como explicado anteriormente.

## 5. MICROINVERSOR PROPOSTO

A Fig. 8 ilustra a topologia empregada nas simulações. O conversor consiste de um estágio LLC ressonante compondo o estágio cc-cc, já com o transformador incorporando a indutância de ressonância. Para o estágio cc-ca optou-se por um inversor VSI com modulação de três níveis, pois os filtros de saída são menores em comparação à modulação de dois níveis e também não há a presença de correntes de modo comum, devido à isolamento provida pelo transformador de alta frequência.

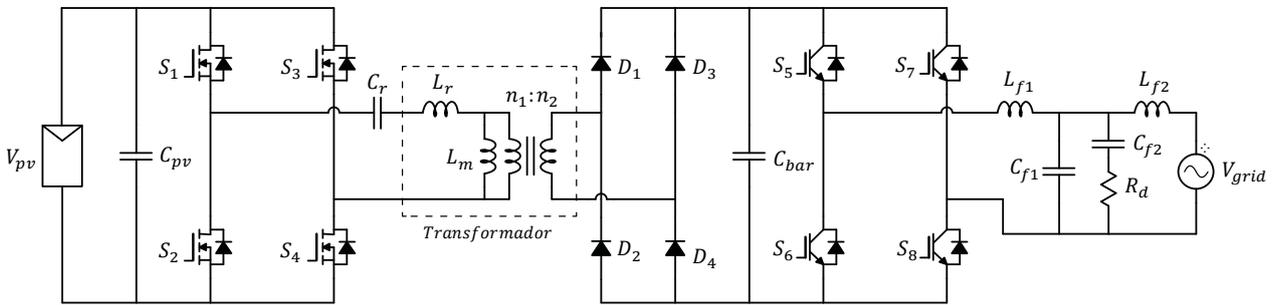


Figura 8 – Microinversor proposto.

O conversor será alimentado por um módulo fotovoltaico e foi projetado para processar uma potência máxima de 250 W. A frequência de ressonância foi alocada em 100 kHz, sendo que a frequência poderá variar entre 50 kHz e 125 kHz, cobrindo uma variação na tensão de entrada entre 18 V e 36 V. Os valores dos elementos que compõem o tanque ressonante podem ser determinados pelas Eqs. (8), (9) e (10), sendo capacitor ressonante, indutor ressonante e indutor magnetizante, respectivamente. A Tab. 1 resume as principais características do conversor LLC proposto.

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Q R_{ac}} \quad (8)$$

$$L_r = \frac{Q R_{ac}}{2\pi f_r} \quad (9)$$

$$L_m = \frac{Q R_{ac}}{2\pi f_r \lambda} \quad (10)$$

Tabela 1 - Especificações do Conversor LLC Ressonante.

CARACTERÍSTICAS E PARÂMETROS	VALOR
Máxima Potência	250 W
Tensão Nominal de Entrada	33 V
Variação da Tensão de Entrada	18 ~ 36 V
Frequência de Ressonância	100 kHz
Variação da Frequência de Comutação	50 ~ 125 kHz
Capacitor Ressonante ( $C_r$ )	1,13 $\mu$ F
Indutor Ressonante ( $L_r$ )	2,25 $\mu$ H
Indutor Magnetizante ( $L_m$ )	11,25 $\mu$ H
Tensão do Barramento cc	400 V
Tensão de Saída	220 V <sub>rms</sub>
Rendimento Esperado (CEC)	> 96 %

O ganho do tanque ressonante ( $M$ ) para diversos valores de fator de qualidade ( $Q$ ) para um valor fixo de  $\lambda$  pode ser observado na Fig. 9. Observa-se que para maiores valores de  $Q$  o conversor opera com cargas elevadas, enquanto menores valores de  $Q$  representam condições de carga leve.

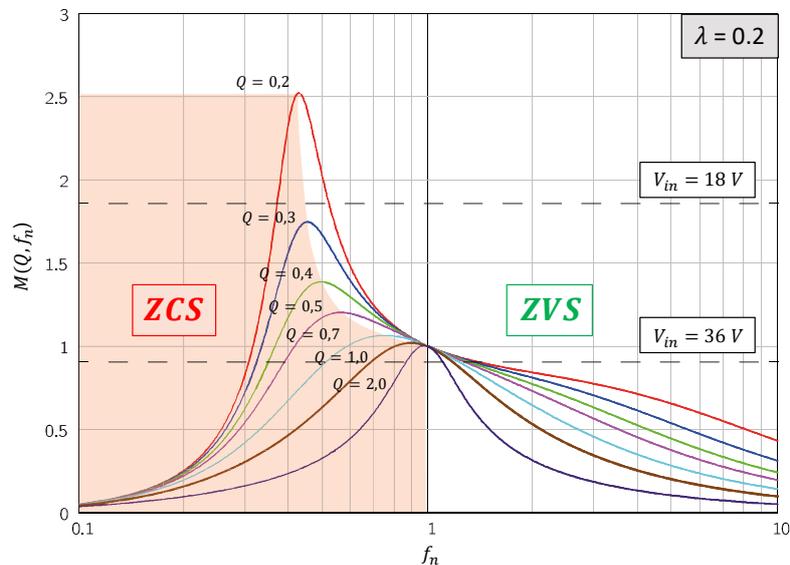


Figura 9 – Ganho do conversor LLC para diferentes valores de  $Q$ .

Nota-se que todas as curvas possuem um pico que separa as regiões de impedância capacitivas e indutivas do tanque ressonante. O objetivo em identificar essas regiões é que se deve manter o conversor sempre operando na região de impedância indutiva, pois desta forma ele comuta com tensão nula (ZVS).

O controle da tensão do barramento cc será feito exclusivamente pelo estágio inversor, sendo que o controle da tensão de entrada será realizado pela variação da frequência da tensão de excitação do tanque ressonante. A tensão de referência será gerada pelo SPPM, que é do tipo P&O (Perturba e Observa) adaptado para frequência.

### 5.1. Resultados de Simulação

Foram realizadas simulações a fim de se verificar a operação do conversor LLC como estágio cc-cc de um microinversor solar de 250 W. Foram simuladas variações na irradiância e temperatura para analisar o funcionamento do algoritmo de SPPM (*Maximum Power Point Tracker*) e a eficiência do PLL (*Phase Lock Loop*) empregado no sincronismo.

A Fig. 10 ilustra o a resposta do SPPM para uma variação da irradiância de 300 para 1000 W/m<sup>2</sup>, comparando o valor real de potência produzida pelo módulo ( $P_{in}$ ) e a potência calculada pelo algoritmo de SPPM ( $P_{mppt}$ ). Nota-se que o novo ponto de operação é atingido em aproximadamente 100  $\mu$ s.

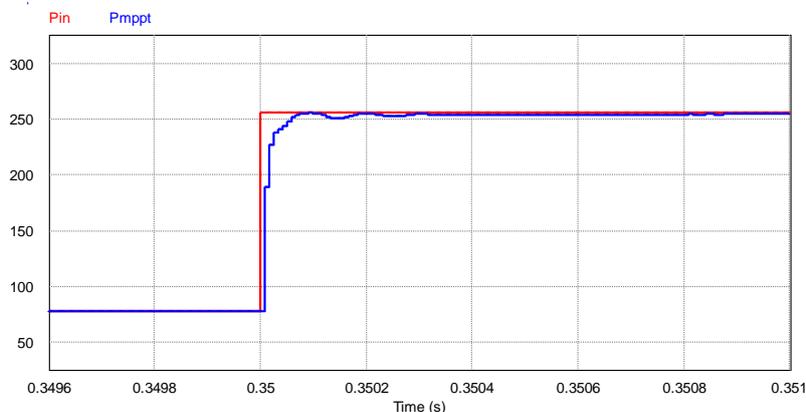


Figura 10 – Desempenho do SPPM.

A Fig. 11 mostra a operação do conversor com uma tensão de entrada reduzindo de 33 V para 23 V. Neste caso, a frequência será reduzida até se atingir um novo ponto de operação (60,6 kHz). Observa-se um aumento das correntes circulantes no tanque ressonante, ou seja, nos pontos em que a corrente de magnetização se iguala à corrente do tanque ressonante, não há transferência de potência para a carga.

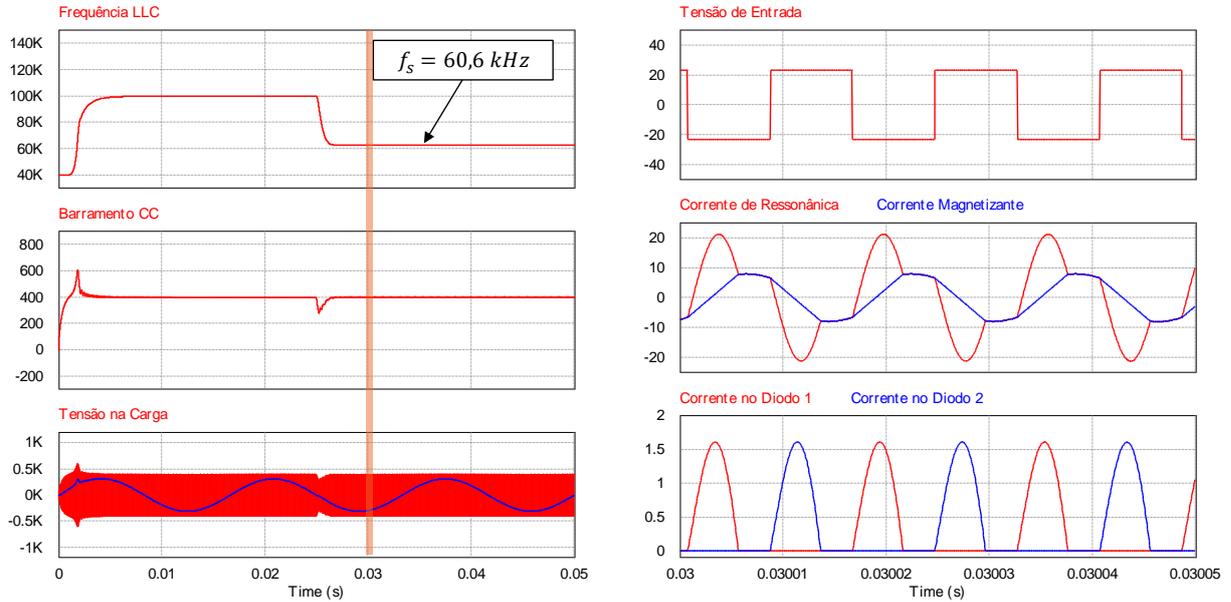


Figura 11 – Operação abaixo da ressonância.

Da mesma forma, a Fig. 12 mostra a operação do conversor com uma tensão de entrada de 33 V, encontrando-se assim na frequência de ressonância, cujo valor foi projetado para 100 kHz.

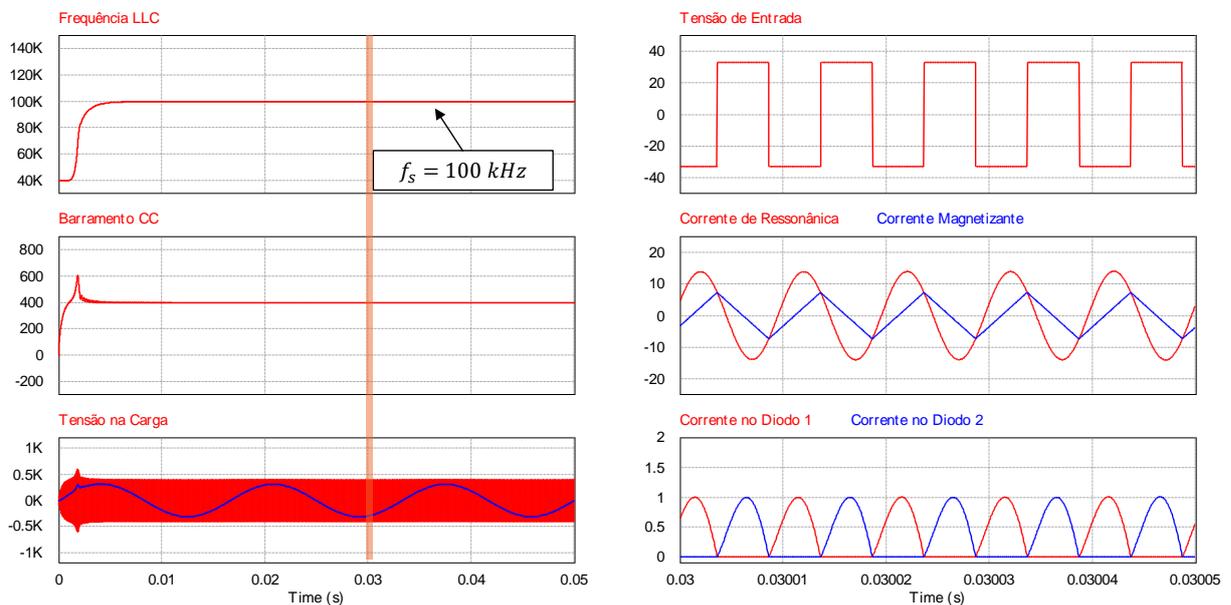


Figura 12 – Operação na ressonância.

A Fig. 13 mostra a operação do conversor com uma tensão de entrada passando de 33V para 38 V. Neste caso, a frequência será elevada até se atingir um novo ponto de operação em 128 kHz. A comutação nos diodos do secundário passa a ser forçada, reduzindo o rendimento do conversor.

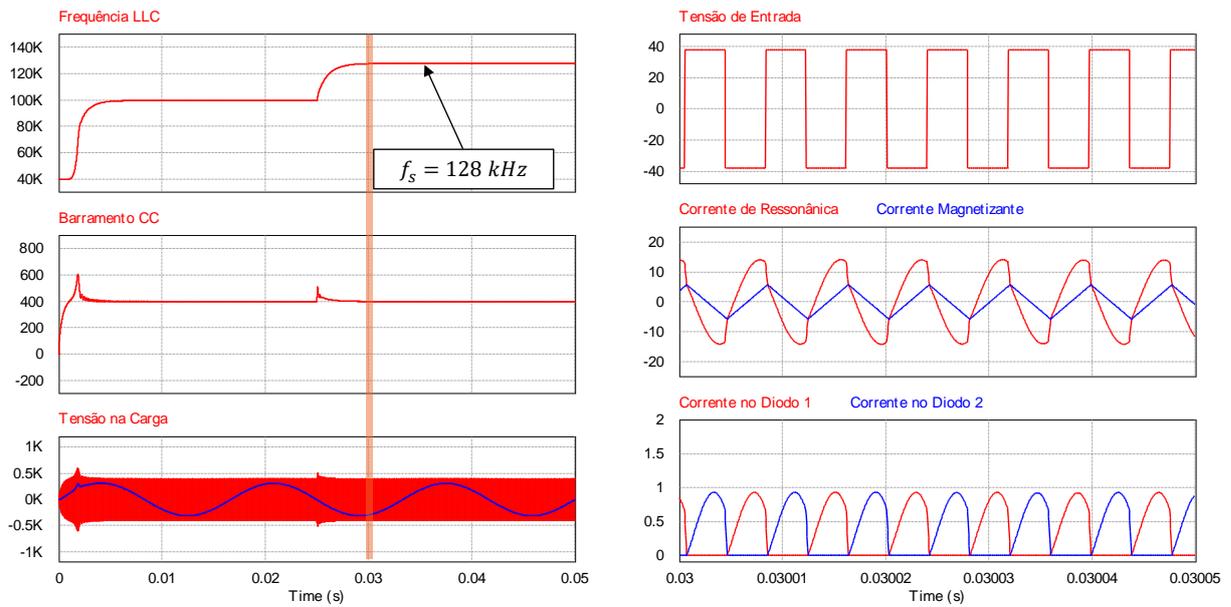


Figura 13 – Operação acima da ressonância.

A Fig. 14 mostra a atuação do controle para manter a tensão do barramento cc ( $V_{cc}$ ) controlada em 400 V e a corrente injetada na rede ( $I_{rede}$ ), cuja característica senoidal é mantida, mesmo sob bruscas variações de potência de entrada ( $P_{in}$ ).

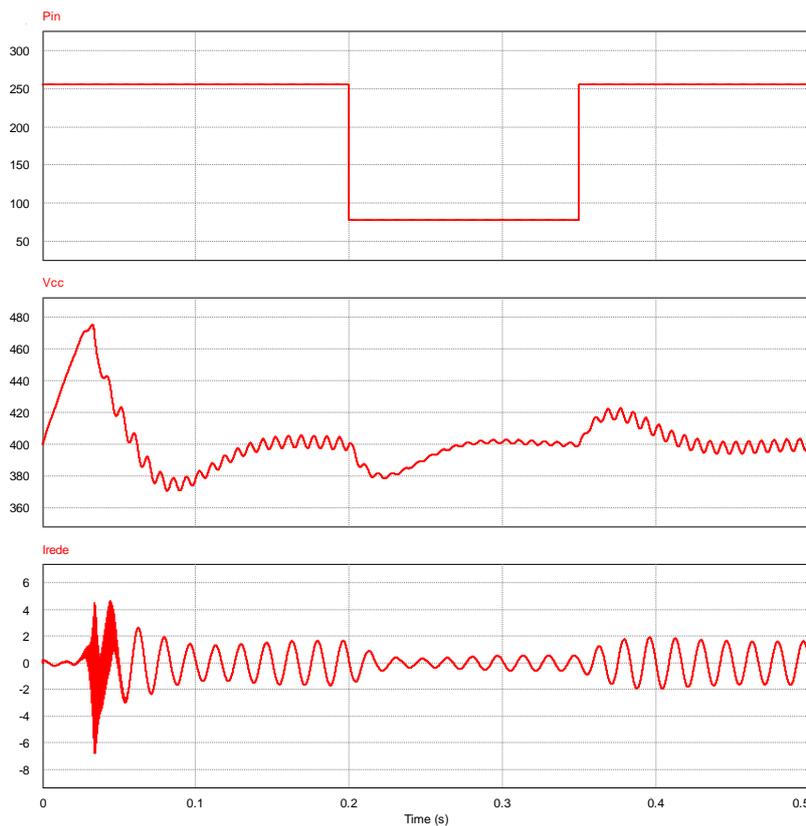


Figura 14 – Atuação do controle de tensão e corrente do inversor.

## 6. CONCLUSÃO

O conversor LLC apresenta muitas vantagens para aplicação em sistemas fotovoltaicos. Dentre eles destaca-se o fato de operar em ZVS em praticamente toda a faixa de potência, o que confere características que elevam o rendimento e dispensa a utilização de filtros volumosos para conter emissões de EMI. Estudos preliminares indicam que o conversor LLC apresenta um bom comportamento operando como rastreador do ponto de máxima potência, conforme resultados

apresentados neste artigo. Um protótipo está sendo desenvolvido a fim de validar o comportamento encontrado nas simulações.

### **Agradecimentos**

Os autores agradecem à EDP pelo suporte financeiro do projeto BD-ES-0019-15, fruto do Programa de Pesquisa e Desenvolvimento da ANEEL.

### **REFERÊNCIAS**

- Choi, H., 2007. Design considerations for an LLC resonant converter, Fairchild Power Seminar.
- De Simone, S., Adragna, C., Spini, C., Gattavari, G., 2006. Design-oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 16–23.
- Erickson, R. W., Maksimovic, D., 2004. Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers.
- Gui, H., Zhang, Z., He, X., Liu, Y., 2014. A high voltage-gain LLC micro-converter with high efficiency in wide input range for PV applications, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 637–642.
- Kazimierczuk, M. K., Czarkowski, D., 2011. Resonant Power Converters, John Wiley & Sons.
- Specovius, J., 2017. Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme. Springer Vierweg.
- Teodorescu, R., Liserre, M., Rodríguez, P., 2011. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems, John Wiley & Sons.
- Tian, S., Lee, F. C., Li, Q., 2016. Equivalent circuit modeling of LLC resonant converter, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1608–1615.
- Yang, B., 2003. Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system, Tese de Doutorado, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, EUA.

### **SOLAR MICROINVERTER USING A LLC RESONANT CONVERTER**

**Abstract.** *Considering the increase of renewable energies, several solutions have been proposed in order to reach the best efficiency, reliability and safety. For converting wind or solar energy in electrical energy, a static converter should be used. Nowadays, most of the solutions for renewable energies employs central inverters, that have some drawbacks if compared to microinverters. In the field of photovoltaics, one of the most promising alternatives is the use of microinverters, that process less power and operate in a lower voltage level in comparison to central inverters, but increase reliability and safety. From several available topologies, a resonant converter has been chosen as dc-dc stage and a VSI (Voltage Source Inverter) as ac-ac stage. This paper presents the theoretical analysis behind the LLC resonant converter and its simulation for photovoltaic energy conversion proposes. The proposed microinverter has a rated power of 250 W and will be able to inject the power generated by one photovoltaic module to the grid. For the Maximum Power Point Tracker (SPPM), the P&O (Perturb and Observe) technic with frequency variation was employed. It has a fast and accurate response, even under higher power variations.*

**Keywords:** *Solar energy, Resonant converter, Microinverter.*