

## ESTUDO DE PERDAS DE POTÊNCIA EM UM CONVERSOR RESSONANTE: ABORDAGEM POR SIMULAÇÃO

Johan Noah Franke<sup>1</sup>, Natália de Santi Pilonetto<sup>2</sup>, Gustavo Batista da Costa<sup>3</sup> e Alberto Vinicius de Oliveira<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Toledo, Toledo, Brasil  
(johan@alunos.utfpr.edu.br)

<sup>2</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Toledo, Toledo, Brasil

<sup>3</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Toledo, Toledo, Brasil

<sup>4</sup>Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Toledo, Toledo, Brasil

**Resumo:** Os conversores ressonantes empregam comutação suave sob tensão ou corrente nula para anular idealmente as perdas de comutação que limitam o rendimento dos conversores chaveados convencionais. Este trabalho apresenta o projeto e a simulação de um inversor ressonante auto-oscilante do tipo Mazzilli, de aproximadamente 6 W, e o levantamento analítico de suas perdas de condução e comutação, quantificando o rendimento e a distribuição das perdas entre os elementos do circuito.

**Palavras-chave:** Eletrônica de potência; Conversor ressonante; Comutação suave; ZVS.

### INTRODUÇÃO

O aquecimento por indução é um método de aquecimento sem contato no qual uma bobina, percorrida por corrente alternada de alta frequência, gera um campo magnético variável que induz correntes parasitas (correntes de *Foucault*) na peça metálica. Essas correntes dissipam calor por efeito *Joule* diretamente no material, tornando o processo rápido, limpo e de alta eficiência energética, razões pelas quais a técnica é amplamente empregada em aplicações industriais, domésticas e médicas. O desempenho desses sistemas depende diretamente do conversor eletrônico de potência responsável por alimentar a bobina de trabalho em alta frequência (Lucia et al., 2014).

Um dos objetivos da eletrônica de potência é o processamento eficiente de energia elétrica por meio de conversores estáticos que operam com semicondutores em comutação. Nos conversores CC-CC, a elevação da frequência de chaveamento reduz o volume dos elementos passivos, porém intensifica as perdas associadas à comutação dos interruptores, que passam a limitar o rendimento e a exigir maior esforço térmico do projeto (Ahmed, 2000).

Uma alternativa para mitigar essas perdas é a comutação suave, obtida em conversores ressonantes, nos quais um tanque *LC* impõe formas de onda senoidais que permitem comutar os interruptores no cruzamen-

to por zero da tensão ou da corrente, anulando idealmente as perdas de comutação (Kazimierczuk e Czarkowski, 1995).

Neste contexto, o presente trabalho visa estudar uma topologia de conversor ressonante auto-oscilante, chaveado por MOSFETs, operando em comutação

suave e quantificar, por meio de simulação, suas perdas de potência e o rendimento resultante, para utilização futura em práticas de ensino de Engenharia Eletrônica.

### CONVERSORES RESSONANTES

O processamento de energia em conversores estáticos fundamenta-se na operação de semicondutores de potência como interruptores comandados (Ahmed, 2000). Conversores ressonantes são estruturas estáticas que incluem um par reativo *LC* no caminho de processamento de energia. Esse par impõe formas de onda senoidais sobre os interruptores, permitindo a comutação no cruzamento por zero da tensão (ZVS) ou da corrente (ZCS), modos denominados de comutação suave (Kazimierczuk e Czarkowski, 1995). Em aquecimento por indução, em que se opera entre dezenas e centenas de quilohertz para explorar o efeito pelicular, a comutação suave é um requisito de projeto.

No conversor PWM, a chave comuta com tensão  $V_{DS}$  e corrente  $I_D$  não nulas, gerando perdas de comutação,

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_{DS} I_D (t_r + t_f) f_s, \quad (1)$$

em que  $t_r$  e  $t_f$  são os tempos de subida e descida e  $f_s$  é a frequência de chaveamento. Estas perdas crescem com  $f_s$  e limitam a operação em alta frequência (Ahmed, 2000). No conversor ressonante, o tanque *LC* impõe  $V_{DS}(t_{on})$  é aproximadamente zero (ZVS) ou  $I_D(t_{off})$  é aproximadamente zero (ZCS), de modo que o termo da Equação (1) torna-se desprezível (Kazimierczuk e Czarkowski, 1995).

A frequência de ressonância do tanque, na qual as reatâncias indutiva e capacitiva se cancelam (Alexander e Sadiku, 2013), é,

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2)$$

sendo o fator de qualidade  $Q$  uma medida da seletividade e da razão entre a energia armazenada e a energia dissipada por ciclo no circuito ressonante (Alexander e Sadiku, 2013). Em função da resistência refletida  $R_s$ , conforme Bisogno e Prado (2021), tem-se,

$$Q = \frac{\omega_r L}{R_s} = \frac{1}{\omega_r C R_s}. \quad (3)$$

Para  $Q$  alto, a corrente no tanque é senoidal e amplificada por um fator  $Q$  em relação à corrente média de entrada. Os elementos passivos devem ser dimensionados para a corrente eficaz circulante, e não para a corrente média do barramento CC.

As topologias ressonantes são classificadas pela forma de conexão do tanque à carga (Kazimierczuk e Czarkowski, 1995), conforme a Tabela 1.

Tabela 1. Classificação das principais topologias ressonantes.

| Topologia                  | Tanque                    | Característica    |
|----------------------------|---------------------------|-------------------|
| Série Ressonante (SRC)     | $L$ -C série              | Fonte de corrente |
| Paralelo Ressonante (PRC)  | C paralelo à carga        | Fonte de tensão   |
| Série-Paralelo (LCC / LLC) | $L$ -C série + C paralelo | Ganho elevado     |
| Classe-E                   | $L_f, L_s, C_p, C_s$      | Único interruptor |
| ZVS Royer (Mazzilli)       | $L$ -C paralelo           | Auto-oscilante    |

Fonte: Adaptado de Kazimierczuk e Czarkowski (1995).

A topologia série ressonante comporta-se como fonte de corrente e é controlada pela variação de frequência ( $f_s \approx f_r$ ), mas apresenta dificuldades de regulação a vazio. A paralelo ressonante comporta-se como fonte de tensão e é empregada em fontes de alta tensão (Dal Pont *et al.*, 2018). As estruturas série-paralelo (LCC e LLC) combinam as duas características e são usadas em fontes de telecomunicações e sistemas de carga indutiva.

O conversor Mazzilli é composto por duas chaves semicondutoras  $s_1$  e  $s_2$  (geralmente MOSFETs) que operam em comutação alternada, um indutor de choque central  $L_f$  conectado à alimentação, e um tanque ressonante paralelo formado por um capacitor  $C_r$  e um indutor  $L_r$ .

O circuito utiliza uma malha de realimentação passiva com diodos rápidos e resistores conectados aos ter-

minais de porta das chaves, o que garante a auto-oscilação sem a necessidade de um circuito de controle externo dedicado (Malik *et al.*, 2021). A operação baseia-se na alternância natural de condução entre as duas chaves, determinada pela frequência de ressonância do tanque  $L_r$ - $C_r$ .

Quando uma das chaves está conduzindo, a tensão de dreno da chave oposta desenvolve-se como um semiciclo senoidal. Devido à natureza simétrica e auto-oscilante, a comutação ocorre exatamente quando a tensão sobre a chave atinge zero, garantindo intrinsecamente a condição de *Zero Voltage Switching* (ZVS) para ambos as chaves semicondutoras.

Três aspectos justificam o uso de topologia ressonante em aquecedores por indução de baixa potência:

A) Comutação suave (ZVS): conforme a Equação (1), as perdas de chaveamento crescem com  $f_s$  (Ahmed, 2000). Operar em ressonância elimina o produto  $V_{DS} \cdot I_D$  na transição, viabilizando  $f_s$  entre 40 kHz e 100 kHz com o IRF630 sem dissipador.

B) Amplificação de corrente por  $Q$ : a corrente que aquece a peça é a do tanque,  $I_{tank}$  aproximadamente de  $Q \cdot I_{in}$ . Para  $V_{cc}$  de 30 V e  $I_{in}$  de 333 mA, um  $Q$  moderado já produz picos acima de 5 A na bobina de trabalho.

C) Adaptação à carga: topologias auto-oscilantes (ZVS Mazzilli) reajustam  $f_s$  conforme a peça metálica altera o  $L$  refletido, mantendo  $f_s \approx f_r$  sem malha de controle.

## MATERIAL E MÉTODOS

O inversor ressonante foi projetado para uma potência próxima de 6 W e sua análise foi conduzida integralmente por simulação. A partir da equação da potência, manipulam-se as variáveis para calcular o valor de  $V_{out}$ , de forma que:

$$V_{out} = V_p = \pi \cdot V_s \approx 3,1416 \cdot V_s, \quad (4)$$

$$V_{out,rms} = \frac{\pi \cdot V_s}{\sqrt{2}} \approx 2,22 \cdot V_s. \quad (5)$$

Em que  $V_s$  é a tensão da fonte de alimentação.

No entanto, devido às perdas por resistência interna da fonte e da resistência entre os terminais de dreno e o fonte do MOSFET IRF630 de aproximadamente 0,4  $\Omega$ , têm-se a seguinte modificação:

$$V_{out} = V_p = \pi \cdot (V_s - (I_s \cdot R_s) - (I_{dreno} \cdot R_{ds(on)})) \quad (6)$$

Dessa forma, obteve-se  $V_{out}$  de 36,60 V e seu valor eficaz de ( $V_{out,rms}$ ) de 25,88 V. Sua frequência é definida pela relação entre a indutância combinada de  $L_2$  e  $L_3$  e a capacitância de  $C_1$ , em que

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2+L_3)\cdot C_1}} \quad (9)$$

Sabendo que  $L_2$  e  $L_3$  possuem o valor de  $15 \mu\text{H}$  e  $C_1$  possui  $150 \text{ nF}$  de capacitância, teremos:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15 \times 10^{-6} + 15 \times 10^{-6}) \cdot (150 \times 10^{-9})}} \approx 75026 \text{ Hz} \quad (10)$$

O circuito Mazzilli projetado é apresentado na Figura 1. O seu controle e a auto-oscilação são realizados de forma passiva por meio de uma malha de realimentação cruzada constituída pelos diodos de comutação rápida 1N4148 ( $D_1$  e  $D_3$ ), dispensando um circuito integrado de controle externo.

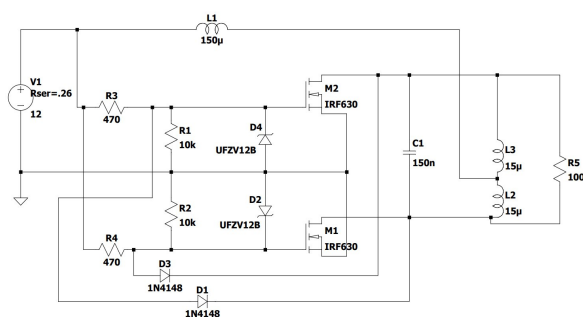


Figura 1. Circuito Mazzilli implementado

O processo inicia-se com uma assimetria natural nos limiares de condução dos MOSFETs IRF630 ( $M_1$  e  $M_2$ ) durante a energização, onde a corrente proveniente da fonte flui através dos resistores de polarização de  $470 \Omega$  ( $R_3$  e  $R_4$ ) para carregar os terminais de porta, enquanto os resistores de *pull-down* de  $10 \text{ k}\Omega$  ( $R_1$  e  $R_2$ ) garantem a descarga controlada desses nós para o terra.

Assim que uma das chaves entra em condução ligeiramente mais rápido (por exemplo  $M_1$ ), seu dreno é direcionado para  $0 \text{ V}$ , o que polariza diretamente o diodo  $D_3$  e consequentemente drena a carga do terminal de porta de  $M_2$  para o referencial, forçando o seu bloqueio imediato, ao passo que os diodos Zener UFZV12B ( $D_2$  e  $D_4$ ) atuam ceifando a tensão de comando para proteger os *gates* contra sobretensões vindas do circuito ressonante.

Esta comutação alternada mantém-se sincronizada intrinsecamente com a frequência de ressonância natural do tanque paralelo formado pelo capacitor  $C_1$  e pelos indutores  $L_2$  e  $L_3$ , pois as transições de estado ocorrem nos exatos instantes em que a tensão senoidal sobre o dreno da chave bloqueada atinge zero, garantindo a comutação sob tensão nula de forma autorregulada e independente de variações dinâmicas na carga.

## RESULTADOS E DISCUSSÃO

Os resultados do conversor ressonante são fixos, pois dependem quase que exclusivamente dos valores da fonte de alimentação, dos indutores e do capacitor. Esses elementos alteram especificamente a frequência de operação, o que impacta as perdas de chaveamento; no entanto, para uma carga puramente resistiva como a simulada, essa variação não influencia os valores de tensão ou corrente.

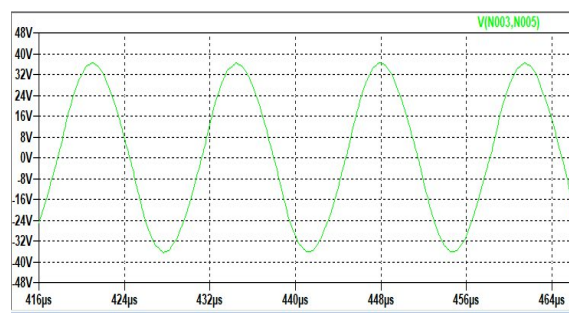


Figura 2. Sinal de tensão de saída sobre a carga.

Em relação ao comportamento da tensão nos MOSFETs, observa-se que, durante o semiciclo positivo, ocorre o acionamento de  $M_2$  enquanto  $M_1$  permanece em corte. Ao inverter para o semiciclo negativo, o circuito passa a apresentar condução por meio de  $M_1$ , mantendo  $M_2$  em corte. Esse comportamento dinâmico fundamenta os resultados sintetizados na Tabela 2.

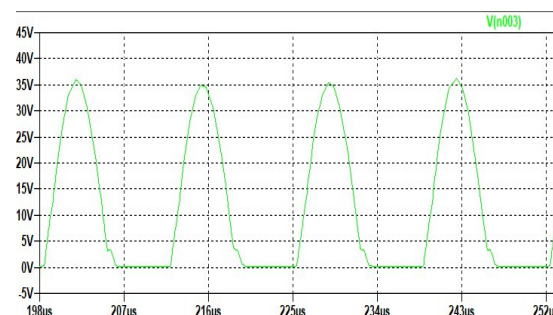


Figura 3. Sinal de tensão no MOSFET  $M_2$ .

Devido à natureza alternada do circuito, as variáveis de entrada e saída necessárias para a análise do circuito ressonante devem ser expressas em termos de valores eficazes (rms). Esses parâmetros de desempenho estão detalhados na Tabela 2.

Tabela 2. Dados de tensão, corrente e potência de entrada e saída do conversor ressonante.

|               | V (V) | I (A)  | P (W)  |
|---------------|-------|--------|--------|
| Entrada (RMS) | 12,00 | 0,6010 | 7,2168 |
| Saída (RMS)   | 25,88 | 0,2588 | 6,6978 |

Uma parcela considerável dessas perdas ocorre nos semicondutores de chaveamento (MOSFETs e diodos). Como pode ser observado, quando um dos elementos está em corte, sua contraparte encontra-se em



condução. Desse modo, as perdas nestes componentes ( $P_{MOSFETs}$  e  $P_{Diodos}$ ) podem ser modeladas analiticamente por, para os MOSFETs:

$$P_{m,on} = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(on)}, \quad (11)$$

resultando em  $(0,6014)^2 \times 0,4 = 0,1446 \text{ W}$ .

$$P_{m,off} = V_{DS(pico)} \cdot I_{DSS}, \quad (12)$$

resultando em  $36,6 \times 25 \mu = 0,000915 \text{ W}$ , e

$$P_{MOSFETs} = P_{m,on} + P_{m,off}, \quad (13)$$

Onde  $I_{RMS}$  é a corrente eficaz limitada pela carga,  $R_{DS(on)}$  é a resistência equivalente do MOSFET ligado,  $V_{DS(pico)}$  é a tensão de pico entre o terminal de dreno e de fonte e  $I_{DSS}$  é a corrente de fuga.

sendo  $P_{MOSFETs}$  de  $0,145515 \text{ W}$ . Enquanto para os diodos:

$$P_{d,on} = V_F \cdot I_{\text{médio}}, \quad (14)$$

resultando em  $0,7 \text{ V} \times 0,024 \text{ A} = 0,0168 \text{ W}$

$$P_{d,off} = V_{RMS} \cdot I_{fuga}, \quad (15)$$

resultando em  $18,3 \text{ V} \times 25 \text{ nA} = 0,4575 \text{ nW}$  e

$$P_{Diodos} = P_{d,on} + P_{d,off}, \quad (16)$$

por tanto,  $P_{Diodos}$  é de  $0,0168 \text{ W}$ .

A perda de bloqueio dos MOSFETs revelou-se desprezível ( $0,000915 \text{ W}$ ), resultado coerente com a operação em ZVS, na qual não há sobreposição dissipativa de tensão e corrente nas transições, anulando o termo da Equação (1). As perdas nos semicondutores são, portanto, dominadas pela condução, associada à resistência  $R_{DS(on)} \approx 0,4 \Omega$  do IRF630 e à queda direta dos diodos.

Diferentemente dos demais componentes, os diodos reguladores (Zener) operam no limiar da região de condução reversa, atuando estritamente no amortecimento de transientes de tensão e contribuindo apenas com capacitâncias parasitas pontuais. Em regime permanente, suas perdas associadas revelam-se estatisticamente desprezíveis.

Desta forma, conclui-se que as perdas totais nos elementos de chaveamento totalizam  $0,1623 \text{ W}$ . Este montante equivale a  $31,2 \%$  das perdas totais de potência registradas no circuito, indicando que o restante das perdas dissipa-se nos elementos resistivos, indutivos e capacitivos. Desse modo, a eficiência do conversor é mensurada analiticamente por meio da relação entre as potências de saída e de entrada apresentadas.

$$\eta = \frac{P_{\text{saída}}}{P_{\text{entrada}}} = \frac{6,6978 \text{ W}}{7,2168 \text{ W}} \approx 0,92808 \quad (17)$$

ou seja, aproximadamente  $92,81 \%$ .

## CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o projeto e a análise, do ponto de vista das perdas de potência, de um inversor ressonante do tipo Mazzilli operando em comutação suave. O circuito, projetado para uma potência próxima de  $6 \text{ W}$ , opera de forma auto-oscilante em aproximadamente  $75 \text{ kHz}$ , dispensando circuito de controle externo dedicado.

A análise mostrou que a comutação sob tensão nula (ZVS) imposta pelo tanque LC anula idealmente o produto  $V_{DS} \cdot I_D$  no instante da transição, tornando desprezível a parcela de perdas de comutação que, nos conversores PWM convencionais, cresce linearmente com a frequência de chaveamento. Conclui-se que, na faixa de frequência analisada, as perdas de condução constituem o mecanismo dominante de perdas do inversor ressonante. Por eliminar as perdas de comutação, que crescem linearmente com  $f_s$ , a topologia tende a se tornar ainda mais vantajosa em frequências mais elevadas, nas quais essas perdas passam a dominar o rendimento dos conversores em comutação dissipada.

## REFERÊNCIAS

- AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. Tradução de Bazán Tecnologia e Linguística. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- BISOGNO, F. E.; PRADO, J. W. S. Projeto do Conversor Classe-E Normalizado com Aplicação de PSO. In: *Seminar on Power Electronics and Control (SE-POC)*, 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.53316/sepoc2021.002>. Acesso em: 20 jun. 2026.
- DAL PONT, N. C.; BANDEIRA JR., D. G.; LAZZARIN, T. B.; BARBI, I. Conversor CC-CC Paralelo Ressonante Meia Ponte Assimétrico com Saída em Tensão. *Eletrônica de Potência*, Campo Grande, v. 23, n. 1, p. 108-117, jan./mar. 2018.
- KAZIMIERCZUK, M. K.; CZARKOWSKI, D. *Resonant Power Converters*. New York: John Wiley & Sons, 1995.
- LUCÍA, O.; MAUSSION, P.; DEDE, E. J.; BURDÍO, J. M. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 5, p. 2509-2520, 2014.
- MALIK, A. et al. Design of Mazzilli's Zero Voltage Switching (ZVS) Circuit as Plasma Glow Discharge Generator. *IEEE Transactions on Plasma Science*, v. 49, n. 2, p. 511-520, 2021.