



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA
TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

***ESTUDO DE NOVOS NÚCLEOS MAGNÉTICOS EM CONVERSORES BOOST COM
INDUTORES ACOPLADOS***

Aluno: Glauber de Medeiros Maciel Mat: 20621496

Orientador: Edison Roberto Cabral da Silva

Campina Grande

Dezembro/2009

GLAUBER DE MEDEIROS MACIEL

***ESTUDO DE NOVOS NÚCLEOS MAGNÉTICOS EM CONVERSORES BOOST COM
INDUTORES ACOPLADOS***

*Trabalho de Conclusão de Curso do curso
de Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Campina Grande.*

*Orientador: Edison Roberto Cabral da
Silva*

Campina Grande

Dezembro/2009

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pela oportunidade de viver, ser feliz e estar rodeado de pessoas que amo tanto.

Ao meu pai, Alvaro Bezerra Maciel por ser meu modelo de ser humano, me ensinando os caminhos que o homem correto deve seguir.

A minha mãe, Maria Araci de Medeiros Maciel por todo o amor que me foi doado neste meu curto tempo de vida.

Aos meus irmãos por sempre serem companheiros fieis na minha caminhada.

A minha namorada Renally Leal da Costa, que sempre esteve do meu lado e me deu forças para alcançar meus objetivos.

A todos meus amigos pelas alegrias e tristezas compartilhadas.

A Edison Roberto, por ter aceitado ser meu orientador neste trabalho de conclusão de curso e ter tido paciência em todos os momentos.

1. Introdução	5
2. Funcionamento do modelo clássico de Boost	7
3. Introdução ao funcionamento do Boost com indutores acoplados	9
3.1. Funcionamento no Tempo	9
3.2. Característica ideal de funcionamento	13
3.3. Tensão na chave	14
3.4. Estresse de tensão e de corrente	15
3.5. Eficiência	17
4. Considerações magnéticas	19
4.1. Análise Magnética	19
4.2. Descrição dos núcleos propostos	22
4.2.1. Ferrite	22
4.2.2. Molypermaloy	24
4.2.3. Nanoperm	26
5. Dimensionamento dos núcleos	28
5. Simulação do Circuito	33
5.1. Construção do Modelo	33
5.2. Resultados da Simulação	38
5.2.1. Resultados da Simulação para a corrente de entrada.	40
5.2.2. Resultados da simulação para a tensão de saída.	41
5.2.3. Resultados da simulação para a tensão na chave.	43
5.2.4. Resultados da simulação para eficiência de transferência de potência.	45
6. Conclusão	47
7. Referencias Bibliográficas	48

1. Introdução

Conversores elevadores sempre foram utilizados na indústria para as mais variadas funções, como, por exemplo, implementação de fontes CC chaveadas. Um dos conversores de mais simples construção é o boost, com uma topologia compacta de chaveamento único. Porém, para este tipo de circuito o ganho da saída é restrito ao ciclo de trabalho, tornando aquele sensível a este nos níveis de conversão de tensão mais elevados, i.e., acima de cinco, além disso, o estresse de tensão sobre a chave é igual à tensão de saída [1].

Com o surgimento da idéia de utilizar indutores acoplados no funcionamento do boost, foi possível diminuir a sensibilidade do ganho em relação ao ciclo de trabalho e concomitantemente o estresse de tensão sobre a chave [3], podendo-se elevar pequenas tensões até níveis mais elevados que eram de difícil concretização com o modelo clássico do circuito.

No entanto, para o funcionamento adequado do circuito é preciso que o acoplamento magnético entre os indutores seja satisfatório, caso contrário teremos perdas por fuga de energia e conseqüentemente estresses transitórios sobre os componentes do circuito, principalmente em baixas frequências, níveis nos quais é possível transmitir mais potência com uma tensão de entrada relativamente baixa.

A utilização de novos materiais como núcleo dos indutores pode melhorar o acoplamento magnético dos mesmos. Pode-se, dessa forma, ter redução significativa das perdas e a possibilidade de utilizar o circuito para transmitir mais potência.

A abordagem magnética para este tipo de circuito é válida no intuito de melhorar seu funcionamento. É possível alterar a forma e o material que compõe o núcleo dos indutores do circuito, com o intuito de confinar as linhas de campo magnético no interior das bobinas, melhorando o acoplamento das mesmas.

Este trabalho visa propor e observar o comportamento do circuito quanto ao uso de diferentes materiais magnéticos utilizados como núcleo dos

indutores. Mais especificamente comparar a utilização da Ferrite, que é mais amplamente usada com dois outros materiais: O Molypermaloy e o Nanoperm.

Primeiramente será feita uma abordagem sobre o funcionamento do conversor boost com indutores magneticamente acoplados em relação ao modelo clássico do circuito para em seguida efetuar as considerações magnéticas necessárias a fim de aperfeiçoar o funcionamento do circuito e, finalmente, proceder à análise dos materiais propostos juntamente com o dimensionamento dos indutores e a simulação dos circuitos.

2. Funcionamento do modelo clássico de Boost

O circuito boost é um conversor do tipo elevador, isto é, a tensão de entrada é menor que a tensão de saída. Seu funcionamento é baseado no acúmulo de energia magnética no indutor L enquanto a chave $Q1$ está conduzindo e a liberação desta energia para a carga em forma de corrente quando se dá a abertura da chave. O modelo do circuito é dado na figura 1.

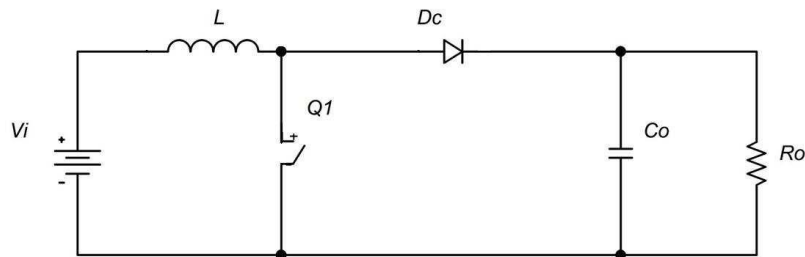


Figura 1 – Modelo do Boost clássico.

Quando a chave $Q1$ está fechada e supondo que a corrente cresça linearmente de I_1 para I_2 tem-se:

$$V_i = \frac{L(I_2 - I_1)}{t_1} = \frac{L\Delta I}{t_1} \quad (1)$$

onde t_1 é o tempo no qual $Q1$ conduz e ΔI é a variação de corrente.

Quando a chave é aberta a corrente no indutor decrescerá. Se este decréscimo for considerado linear também, então:

$$V_i - V_0 = -\frac{L\Delta I}{t_2} \quad (2)$$

sendo t_2 o tempo de chave aberta.

Ao se fazer $t_1 = D.T_s$ e $t_2 = (1-D).T_s$, sendo T_s o período de chaveamento e D definindo o ciclo de trabalho, pode-se rearranjar e substituir 1 em 2 para se obter a relação:

$$V_0 = \frac{V_i}{1 - D} \quad (3)$$

ou

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (4)$$

que é o ganho estático do conversor.

O estresse de tensão neste tipo de circuito será sempre 100%, ou seja, enquanto a chave está aberta a tensão na mesma será sempre igual à tensão de saída V_0 .

Levando em conta que o boost trabalha em modo de condução crítico, ou seja $I_1 = 0$ e $\Delta I = I_2 = I_{q1\text{pico}}$, pode-se chegar facilmente a eficiência deste tipo de circuito, levando em conta as perdas de condução nos semicondutores.

Sabendo-se que:

$$I_M = \frac{V_i D}{2f_s L} \quad (5)$$

$$I_{q1\text{RMS}} = I_M \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (6)$$

$$P_i = \frac{V_i^2 D}{2L f_s} \quad (7)$$

onde I_M é a corrente média da fonte, $I_{q1\text{RMS}}$ a corrente RMS na chave e P_i a potência média de entrada e a eficiência definida por:

$$\eta = 1 - \frac{P_{\text{cond}}}{P_i} \quad (8)$$

juntamente com

$$P_{\text{cond}} = I_{q1\text{RMS}}^2 \cdot r_{ds} + v_d \cdot I_0 \quad (9)$$

sendo r_{ds} a resistência de condução da chave, v_d a tensão de condução do diodo D_c e I_0 a corrente média na carga, chega-se a:

$$\eta = \left[1 - \frac{r_{ds} 4 I_M (G - 1)}{3 V_i G} \right] \left(\frac{V_0}{V_0 + v_d} \right) \quad (10)$$

3. Introdução ao funcionamento do Boost com indutores acoplados

Antes da introdução da análise sobre modos de se melhorar o desempenho do Boost com Indutores Magneticamente Acoplados (BIMA), é preciso entender seu funcionamento. A seguir, tem-se uma breve explanação de como funciona o circuito no tempo. De forma a simplificar a análise, o circuito será considerado sem perdas e o acoplamento entre os indutores ideal.

O funcionamento será dividido em duas etapas e será feito de forma mais generalista.

3.1. Funcionamento no Tempo

O modelo do BIMA utilizado no desenvolvimento a seguir é mostrado na figura 2 abaixo:

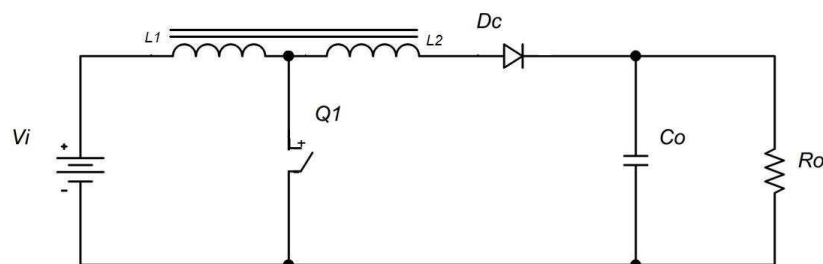


Figura 2 - Modelo do BIMA.

3.1.1. Etapa1

Nesta etapa será considerado que o indutor $L1$ possui uma corrente residual, a tensão sobre o diodo de condução D_C é tal que este não está possibilitado de conduzir e a chave $Q1$ está fechada.

Para $0 < t < t_1$ tem-se as seguintes condições iniciais:

$$i_i(0) = I_{i0} \quad (I)$$

$$v_c(0) = V_{c0} \quad (II)$$

onde I_{b0} e V_{c0} são a corrente residual e a tensão residual no indutor $L1$ e no capacitor C_0 , respectivamente. Neste instante, o circuito equivale ao da figura 3, onde a configuração representa a chave $Q1$ fechada.

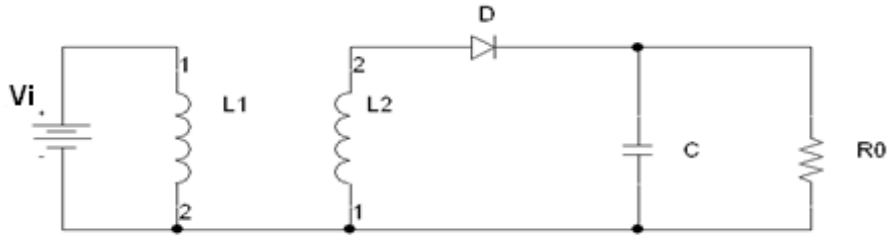


Figura 3 – BIMA com a chave fechada.

Como o diodo D_C não conduz, na parte direita do circuito, o capacitor C está em paralelo com a carga R_0 o que, pela Lei dos Nós, dá a seguinte equação diferencial:

$$C \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_0} = 0 \quad (11)$$

Resolvendo-se a equação diferencial e considerando as condições iniciais I e II, já mencionadas, obtém-se a tensão na carga para esta etapa do funcionamento do circuito:

$$v_0(t) = \frac{V_{c0}}{R_0} e^{-\frac{t}{R_0 C}} \quad (12)$$

Para a fonte em paralelo com $L1$ tem-se também uma equação diferencial, dada neste caso pela Lei das Malhas:

$$V_i = L_1 \frac{di_i}{dt} \quad (13)$$

Resolvendo-se a equação diferencial e aplicando-se as condições iniciais, obtém-se a corrente de entrada da etapa 1 do circuito:

$$i_i(t) = \frac{V_i t}{L_1} + I_{i0} \quad (14)$$

3.1.2. Etapa 2

Nesta etapa de funcionamento, a chave $Q1$ é então aberta, de forma que, efetivamente, uma corrente considerável atravessa o indutor $L2$, porém o fluxo é compartilhado pelos dois indutores, de modo que a energia armazenada em ambos é a mesma.

Para $t_1 < t < t_2$, o circuito equivalente é mostrado na figura 4:

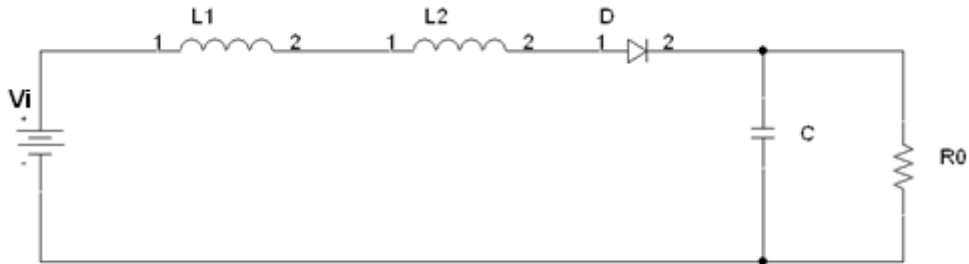


Figura 4 – BIMA com a chave aberta.

O diodo D_C agora conduz, pois a corrente nos indutores não pode ser interrompida abruptamente. Como os indutores L_1 e L_2 estão magneticamente acoplados, o fluxo que percorre os dois é o mesmo, logo, a energia de L_1 no momento da transição de $t = t_1$ será igual à energia de $L_3 = L_1 + L_2$:

$$\frac{1}{2}L_1 \left(\frac{V_i t_1}{L_1} + I_{i0} \right)^2 = \frac{1}{2}L_3 I_{i1}^2$$

$$I_{i1} = \sqrt{\frac{L_1}{L_3} \left(\frac{V_i t_1}{L_1} + I_{i0} \right)}$$

com isso, apresenta-se as seguintes condições iniciais para esta etapa de funcionamento:

$$i_i(0) = I_{i1} \quad (III)$$

$$v_0(0) = V_{c1} \quad (IV)$$

$$i_0(0) = \frac{V_{c0}}{R_0} e^{\left(-\frac{t_1}{R_0 C}\right)} = I_{01} \quad (V)$$

Para o cálculo da tensão sobre a carga, v_0 , tem-se:

$$\frac{1}{L_3} \int_{t_1}^{t_2} (V_i - v_0(t)) dt + I_{i1} = C \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_0} \quad (15)$$

$$v_0'' + \frac{v_0'}{CR_0} + \frac{v_0}{CL_3} = \frac{V_i}{CL_3} \quad (16)$$

que é uma equação diferencial ordinária (EDO) de segunda ordem não homogênea, de coeficientes constantes, e tem a solução dada pela solução homogênea e uma solução particular:

$$v_0(t) = v_0(t)_H + v_0(t)_P \quad (17)$$

$$v_0(t)_P = V_i \quad (18)$$

$$v_0(t)_H = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} \quad (19)$$

onde r_1 e r_2 são raízes da equação característica da EDO homogênea equivalente a:

$$r^2 + \frac{r}{CR_0} + \frac{1}{CL_3} = 0 \quad (20)$$

e r_1 e r_2 são dados por:

$$r_1 = -\frac{1}{2R_0C} + \sqrt{\frac{1}{(2R_0C)^2} - \frac{1}{L_3C}} \quad (21)$$

$$r_2 = -\frac{1}{2R_0C} - \sqrt{\frac{1}{(2R_0C)^2} - \frac{1}{L_3C}} \quad (22)$$

Através das condições iniciais pode-se chegar aos coeficientes C_1 e C_2 de forma que, finalmente, a solução da tensão sobre a carga é dada da seguinte maneira:

$$v_0(t) = \frac{V_{c1}}{r_2 - r_1} \left[\left(r_2 + \frac{I_{01} - I_{i1}}{V_{c1}} \right) e^{r_1 t} + \left(\frac{I_{i1} - I_{01}}{V_{c1}} - r_1 \right) e^{r_2 t} \right] + V_i \quad (23)$$

Com este resultado pode-se chegar à equação que representa a corrente de entrada $i_i(t)$ pela solução de:

$$i_i(t) = \frac{1}{L_3} \cdot \int_0^t (V_i - V_0) \cdot dt + I_{i1} \quad (24)$$

$$i_i(t) = \frac{V_{c1}}{L_3(r_1 - r_2)} \left[\left(r_2 + \frac{I_{01} - I_{i1}}{V_{c1}} \right) \frac{e^{r_1 t}}{r_1} + \left(\frac{I_{i1} - I_{01}}{V_{c1}} - r_1 \right) \frac{e^{r_2 t}}{r_2} \right] - \frac{V_{c1}}{R_0} - C \cdot (I_{i1} - I_{01}) + I_{i1} \quad (25)$$

No final desta etapa a chave é aberta e o circuito voltará a funcionar como descrito na etapa 1.

3.2. Característica ideal de funcionamento

Como o boost naturalmente é um conversor do tipo elevador (Step-Up), é importante verificar como sua característica de funcionamento é afetada pela adição dos indutores acoplados. Nesta parte da análise, tanto para facilitar os cálculos, quanto pelo fato de ser considerado como base os valores de potência ativa do circuito, todos os valores apresentados abaixo são referentes aos valores médios das variáveis.

Considerando-se o circuito sem perdas, a potência de entrada é igual à potência de saída, logo se tem a igualdade:

$$W_{V_i} = W_{V_0} \quad (26)$$

onde cada uma das potências é expressa como:

$$W_{V_i} = V_i \cdot I_{i1} \cdot t_C + V_i \cdot I_{i2} \cdot t_A \quad (27)$$

$$W_{V_0} = V_0 \cdot I_{i2} \cdot t_A \quad (28)$$

Como os indutores estão acoplados magneticamente e sendo este acoplamento considerado ideal, todo o fluxo magnético passa por ambos indutores, de forma que no momento da comutação suas F_{mm} 's são iguais:

$$N_1 \cdot I_{i1} = N_2 \cdot I_{i2} \quad (29)$$

e

$$I_{i2} = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{i1} \quad (30)$$

sendo N_1 menor que N_2 , a razão $\frac{N_1}{N_2}$ pode ser descrita como $\frac{1}{N}$ e a relação entre I_{i1} e I_{i2} torna-se:

$$I_{i2} = \frac{I_{i1}}{N} \quad (31)$$

e como o mesmo fluxo magnético passa pelos dois indutores, a energia armazenada em ambos no momento da comutação é também a mesma, logo:

$$\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{i1}^2 = \frac{1}{2} \cdot (L_1 + L_2) \cdot I_{i2}^2 \quad (32)$$

Fazendo $L_3 = L_1 + L_2$, tem-se:

$$\frac{L_3}{L_1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = N^2 \quad (33)$$

logo:

$$N = \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \quad (34)$$

Igualando a equação 27 à equação 28, aplicando a 31 em ambas e dividindo pelo período, chega-se a seguinte equação:

$$\frac{V_0 \cdot (1 - D)}{N} = V_i \cdot D + \frac{V_i \cdot (1 - D)}{N} \quad (35)$$

onde D é a razão cíclica.

Finalmente, encontra-se a equação de ganho na forma:

$$G = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1 + D \cdot (N - 1)}{1 - D} \quad (36)$$

onde percebemos que o ganho de saída deste circuito é proporcional não somente à razão cíclica como também à razão entre os enrolamentos dos indutores acoplados.

3.3. Tensão na chave

A tensão na chave é uma das questões mais importantes a ser averiguada quando se trata de boosts com indutores acoplados, pois o princípio da utilização dos indutores acoplados é justamente a diminuição de referida tensão. Esta pode ser descrita como a soma da tensão no indutor L_2 com a tensão na carga.

A tensão sobre o indutor resultante L_3 é dada por:

$$V_{L3} = V_i - V_0 \quad (37)$$

$$V_{L3} = V_{L1} + V_{L2} \quad (38)$$

no entanto, os indutores estão acoplados magneticamente:

$$V_{L1} = \frac{V_{L3}}{N} \quad (39)$$

logo:

$$V_{L2} = \frac{V_{L3}(N-1)}{N} = \frac{(V_i - V_0)(N-1)}{N} \quad (40)$$

como a tensão na chave é dada pela soma das tensões em L_2 e na carga, então:

$$V_s = V_{L2} + V_0 \quad (41)$$

Em suma, a tensão sobre a chave é da forma:

$$V_s = \frac{V_i(N-1) + V_0}{N} \quad (42)$$

3.4. Estresse de tensão e de corrente

A tensão na chave também serve como parâmetro para escolher a relação de espiras N entre os indutores, neste caso, utiliza-se um fator denominado estresse de tensão, que nada mais é do que a razão entre a tensão na chave e a tensão de saída V_0 . Dessa forma, dividindo-se a equação 40 por V_0 e rearranjando os termos tem-se:

$$\delta_{VQ} = \frac{V_s}{V_0} = \frac{N + G - 1}{GN} \quad (43)$$

Deve-se salientar que, neste caso, trabalha-se com as tensões máximas nos elementos.

Estresse de corrente é a razão entre as correntes máximas que passam pela chave e pelo diodo com a corrente média de entrada. Deve-se definir primeiro quais são as correntes máximas nestes elementos e a corrente média de entrada.

A corrente máxima sobre a chave Q, ou seja, a corrente de pico é definida da seguinte forma:

$$I_{Qpico} = \frac{V_i}{L_1 f_s} D \quad (44)$$

A corrente no diodo D_C difere da corrente na chave Q por um fator de $\frac{1}{N}$, em virtude dos indutores acoplados, assim, a corrente de pico sobre o diodo D_C é:

$$I_{Dcpico} = \frac{V_i}{N L_1 f_s} D \quad (45)$$

Por fim, a corrente média de entrada no circuito é calculada da forma abaixo apresentada:

$$I_M = \frac{I_{Q3pico}}{2} D + \frac{I_{Dcpico}}{2} (1 - D) \quad (46)$$

no qual, substituindo os valores de pico das correntes sobre a chave e o diodo, tem-se:

$$I_M = \frac{V_i D}{2 L_1 N f_s} (D(N - 1) + 1) \quad (47)$$

Consequentemente, o estresse de corrente sobre a chave Q1 é dado por:

$$\delta_{I_{Qpico}} = \frac{I_{Qpico}}{I_M} = \frac{2N}{D(N - 1) + 1} \quad (48)$$

e o estresse sobre o diodo D_C é:

$$\delta_{I_{Dcpico}} = \frac{I_{Dcpico}}{I_M} = \frac{2}{D(N - 1) + 1} \quad (49)$$

3.5. Eficiência

Eficiência em conversores é a relação entre as perdas no circuito, devido à condução dos componentes, e a potência de entrada. As perdas se dão pelo efeito resistivo dos fios e os semicondutores, abrangendo, inclusive, aquelas ocorridas nos núcleos dos indutores magneticamente acoplados. Nesta parte do trabalho, serão consideradas apenas as perdas nos semicondutores, deixando a análise dos outros componentes em seções futuras.

Pode-se definir as perdas de condução como sendo

$$P_{cond} = P_{Qcond} + P_{DCcond} \quad (50)$$

as quais podem ser escritas, como:

$$P_{cond} = r_{DS} I_{Qrms}^2 + v_d I_0 \quad (51)$$

onde r_{DS} é a resistência do semiconductor de chaveamento e v_d é a tensão de condução do diodo.

Sabendo que a corrente RMS na chave é dada por

$$I_{Qrms} = I_{Qpico} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (52)$$

e a potência de entrada é:

$$P_i = \frac{V_i^2 (D^2 (N - 1) + D)}{2L_1 N f_s} \quad (53)$$

que também pode ser escrita em função do ganho G , na forma:

$$P_b = \frac{V_b^2 (G - 1) G}{2L_1 f_s (N + G - 1)^2} \quad (54)$$

a razão cíclica pode ficar em função também do ganho G :

$$D = \frac{G - 1}{N + G - 1} \quad (55)$$

e a eficiência é definida na equação 8, chega-se a:

$$\eta = \left[1 - \frac{r_{DS}(4I_M(N + G - 1)^2(G - 1))}{3V_iNG^3} \right] \left(\frac{V_0}{V_0 + v_d} \right) \quad (56)$$

3.6. Comparação entre as duas topologias de circuito

Para a comparação entre as topologias dos circuitos, serão tomados como parâmetros de comparativos os ganhos em função do ciclo de trabalho, equações 4 e 36, e a eficiência com relação às perdas de condução dos semicondutores, equações 10 e 56.

Na figura 5 é apresentada a variação do ciclo do ganho em função do ciclo de trabalho, na qual $N = 0$ representa o boost clássico e $N = 3, 4, 5$ e 6 a relação de espiras do BIMA.

É possível verificar que, com o aumento da relação de espiras, o ganho fica menos sensível ao ciclo de trabalho e mais significativo para valores menores deste.

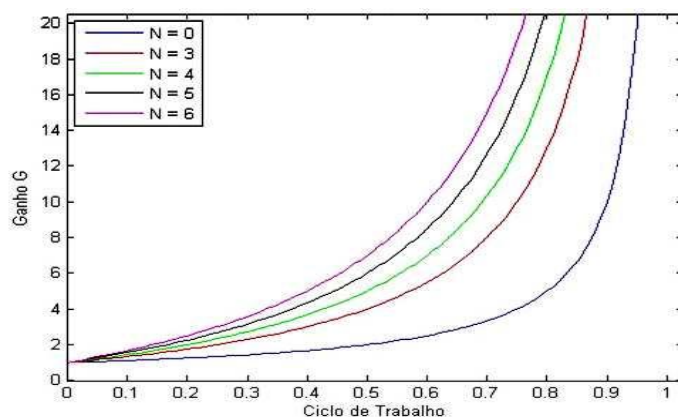


Figura 5 - Ganho em função do ciclo de trabalho.

Tabela 1

Modelo	Eficiência para $I_M=5^a$, $r_{ds}=0,3\Omega$, $V_0=240V$, $v_d=0,7$ e $G=20$				
	-	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
Boost	83,92%	-	-	-	-
BIMA	-	93,34%	94,49%	95,16%	95,60%

Na tabela 1 é possível verificar que a eficiência do BIMA é superior a do boost e progride com o aumento da relação de espiras.

4. Considerações magnéticas

É interessante analisar, quando se quer aperfeiçoar o funcionamento do BIMA, a qualidade precisa do acoplamento. Com um melhor acoplamento, haveria menor estresse de tensão sobre a chave e diminuição das indutâncias de fuga, as quais podem impedir o funcionamento correto de semicondutores de chaveamento. Com a escolha da forma e do material do núcleo pode-se diminuir as perdas por histerese e correntes parasitas. Por esses e por outros fatores, esta seção resume uma análise do BIMA para seu funcionamento magnético, e, a partir desta perspectiva, propor as cabíveis melhorias.

Primeiramente, será feita uma análise do circuito magnético em questão, e, posteriormente, a adaptação para um modelo elétrico.

4.1. Análise Magnética

O BIMA funciona usando os princípios de um autotransformador, de forma que, pode-se analisá-lo sob este ponto de vista. A forma do núcleo mais simples e que se adéqua à maioria dos materiais magnéticos é a toroidal. Na figura 6 tem-se representação do toroide com a derivação e a representação dos fluxos magnéticos, onde ϕ_c representa o fluxo concatenado e ϕ_f o fluxo de fuga. O fluxo concatenado percorre um caminho mais longo, porém de baixa relutância, enquanto o fluxo de fuga, apesar do caminho mais curto, encontra uma relutância mais alta, isto pode ser representado por um circuito equivalente magnético, como mostra a figura 7.

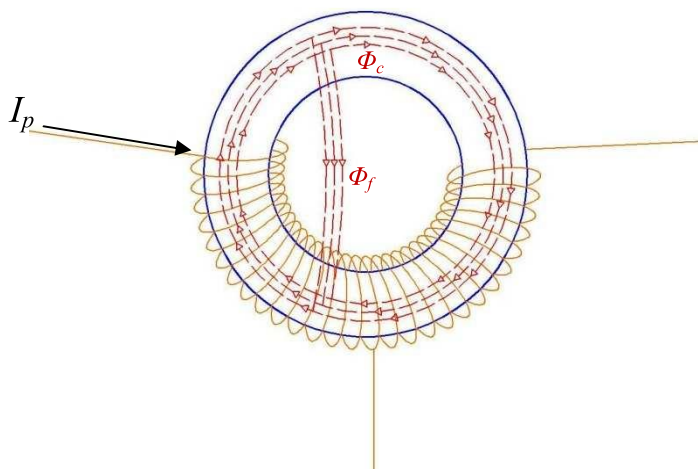


Figura 6 – Esquemática dos fluxos em um toroide.

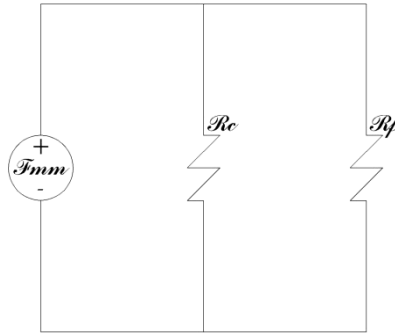


Figura 7 – Circuito magnético equivalente da figura 6

Onde a força magnetomotriz é dada por:

$$\mathcal{F}mm = N_1 I_i \quad (57)$$

e as relutâncias são dadas por:

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c A_c} \quad (58)$$

$$\mathcal{R}_f = \frac{l_f}{\mu_f A_f} \quad (59)$$

sendo l o percurso do fluxo magnético, μ a permeabilidade magnética e A_c a área transversal por onde o fluxo percorre.

Para o caso do fluxo concatenado, l_c representa o caminho médio do percurso do fluxo dentro do núcleo, que pode ser calculado de acordo com a geometria do mesmo, assim como A_c , que é a área da seção transversal do mesmo. Estes parâmetros podem ser visualizados na figura 8.

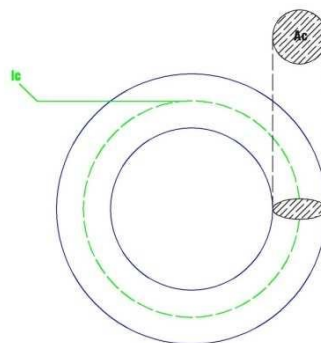


Figura 8 – Representação do caminho médio magnético l_c e da área da seção transversal A_c

Já a permeabilidade magnética depende do material do núcleo e é ela que determina o fluxo que o percorre. Pelas leis básicas do eletromagnetismo, a intensidade de um campo magnético \vec{H}_c produz uma indução magnética em toda a região onde ele existe, de valor:

$$\vec{B}_c = \mu \vec{H}_c \quad (60)$$

Os valores de \vec{H}_c ao longo do caminho são independentes deles atravessarem o material ou não. Porém a indução magnética \vec{B}_c produzida pelo campo magnético é desprezível em todos os pontos, exceto no núcleo. Em termos de módulo:

$$N_1 i_i(t) = H_c(t) l_c \quad (61)$$

e o fluxo é dado como:

$$\phi_c(t) = B_c(t) A_c \quad (62)$$

Ou seja, na relutância do fluxo concatenado, os parâmetros são bem definidos, quais são os parâmetros do núcleo. Já na relutância de fuga, o único parâmetro de que se tem posse é a permeabilidade do ar que é próxima a do vácuo, ou seja, μ_0 . A relutância de fuga é um parâmetro em aberto no qual não se tem absolutamente nenhum domínio, diferentemente da relutância concatenada. Porém, quanto menor a relutância do núcleo do indutor, menos fluxo escapará, de forma que as indutâncias de fuga serão reduzidas. Para uma melhor visualização, o modelo do circuito elétrico equivalente será mostrado na figura 9 abaixo:

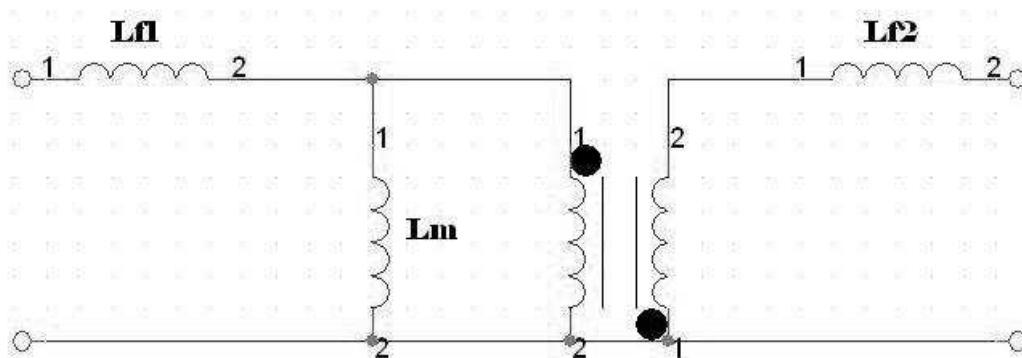


Figura 9 – Representação elétrica do circuito magnético.

Podemos, assim, observar as duas indutâncias de fuga juntamente com a indutância de magnetização em paralelo com o autotransformador ideal.

É preciso reduzir estas indutâncias de fuga para garantir que a maior parte da energia magnética será transmitida da entrada para a saída do circuito e, com isso, os picos de tensão sobre a chave sejam diminuídos.

4.2. Descrição dos núcleos propostos

Tem-se, a seguir, a descrição de cada material, propiciando analisar suas características magnéticas.

4.2.1. Ferrite

Ferrites magneticamente moles são utilizadas em circuitos de potência como núcleo de indutores. Suas características magnéticas são deveras satisfatórias, além de ser um material bastante acessível e confiável, porém sua saturação ocorre em níveis relativamente baixos de fluxo, geralmente em torno de 0,2 a 0,35 Teslas. Por ser mais difundida elas serão usadas como parâmetro de comparação, tendo em vista que seus desempenhos no artigo [3], no qual este trabalho se baseia, foi satisfatório.

Este estudo usa uma liga de ferrite de MnZn produzida pela TDG, utilizada para filtros eletromagnéticos de alta frequência que também é usada para transformadores de pulso e outras aplicações de frequências elevadas. Ela foi escolhida por ter uma alta permeabilidade inicial que pouco se modifica com o aumento da frequência e as perdas apresentadas por este núcleo são relativamente baixas. Em virtude dos valores de densidade de fluxo remanentes baixos, as regiões B-H são próximas da linearidade. Na tabela 2, tem-se as características da liga de ferrite utilizada:

Tabela 2

Características	Condições de Medição	Unidades	Liga TS10
Permeabilidade inicial	10kHz, 25°C, $H < 0.08$ A/m	Adimensional	10000 $\pm 30\%$
Fator de Desacomodação	1 a 10 minutos	10^{-6} adimensional	<2,0
Fator de perdas Relativo	100kHz	10^{-6} adimensional	30
Coefficiente de temperatura relativo	20°C – 60°C	$10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	-5,0 ~2,0
Densidade de Fluxo de Saturação	25°C	mT	380
Remanência	25°C	mT	120
Coercividade	25°C	A/m	6
Resistividade	...	Ωm	0,2
Temperatura de Curie	...	$^{\circ}\text{C}$	>125
Densidade	...	Kg/m^3	4,9m

Nas figuras 10 e 11 são apresentados os gráficos característicos do comportamento do material devido à mudança de frequência. As características mostradas são a permeabilidade magnética inicial μ_i e o fator de perdas específico, todos em função da frequência:

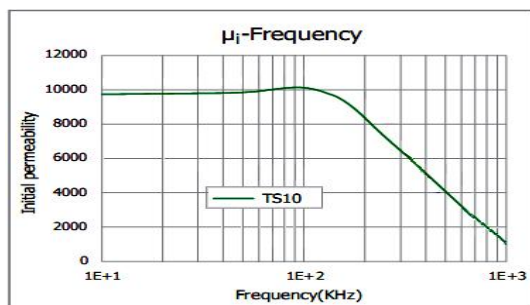


Figura 10 – Permeabilidade inicial em função da frequência.

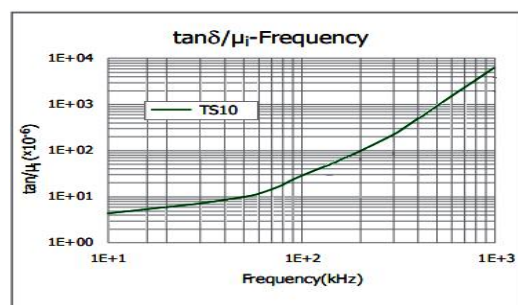


Figura 11 – Variação do fator de perdas em função da frequência.

Com os gráficos, tem-se que a utilização do material na frequência de operação de 20kHz do circuito não gera modificações na permeabilidade inicial nem grandes perdas e, conseqüentemente, não gera grandes aumentos de temperatura no material.

Devido a essas características pode-se esperar um funcionamento adequado do circuito para servir de parâmetro quanto à utilização de outros materiais.

4.2.2. Mollypermaloy

Mollypermaloy é uma liga composta geralmente de 79% de níquel, 17% de ferro e 4% de molibdênio, com entreferro distribuído. Com isso, núcleos de mollypermaloy oferecem perdas menores e, juntamente com o entreferro distribuído, eliminam a dispersão do campo magnético. Ultimamente, vem sendo muito usado como núcleo de transformadores para fontes do tipo flyback e dos indutores dos circuitos buck e boost. É interessante usá-lo para observar seu comportamento em relação ao BIMA, devido a seu limite de saturação ser alto, entre 0,4 a 0,8 T, e seu comportamento ser aproximadamente linear.

O núcleo de mollypermaloy escolhido foi da fabricante Arnold Magnetics, uma liga típica de MPP. Foi utilizado um núcleo de permeabilidade 60μ , que, apesar de ter um elevado valor de saturação, possui um comportamento predominantemente linear. Na tabela 3 segue as especificações das ligas de MPP do fabricante:

Tabela 3

Característica	Unidades	MPP
Tipo de entreferro	...	Distribuído
Instalação do entreferro	...	Inorgânico
Campo H para permeabilidade a 50%	A/m	8000
Perdas típicas a 100kHz, 0,01T	mW/cm ³	120
Varição da permeabilidade de 0 a 0,4T	...	-6%
Faixa de permeabilidade relativa	...	14 a 350
Temperatura de Curie	°C	400
Temperatura máxima	°C	130 a 200

Características mais específicas deste tipo de material, para o dado fabricante, são apresentadas nos gráficos das figuras 12 a 15:

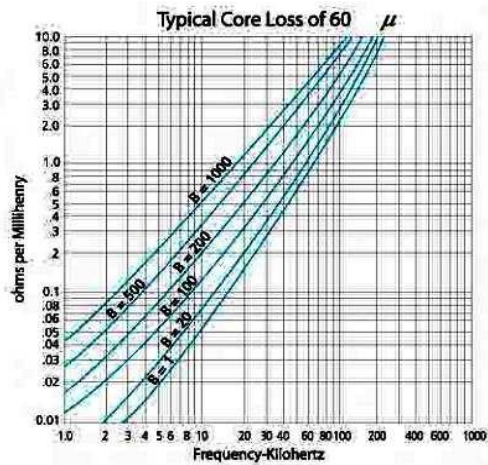


Figura 12 – Perdas do núcleo em Ω/mH

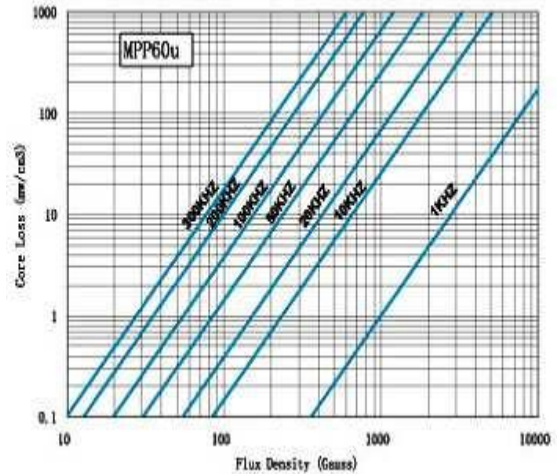


Figura 13 – Curva típica de perdas

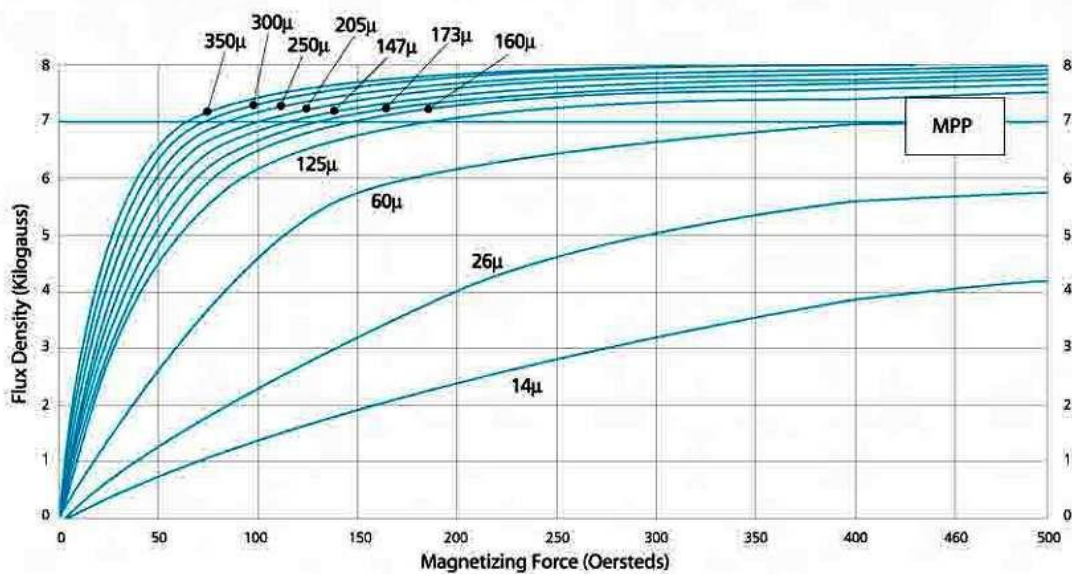


Figura 14 – Curva típica de magnetização.

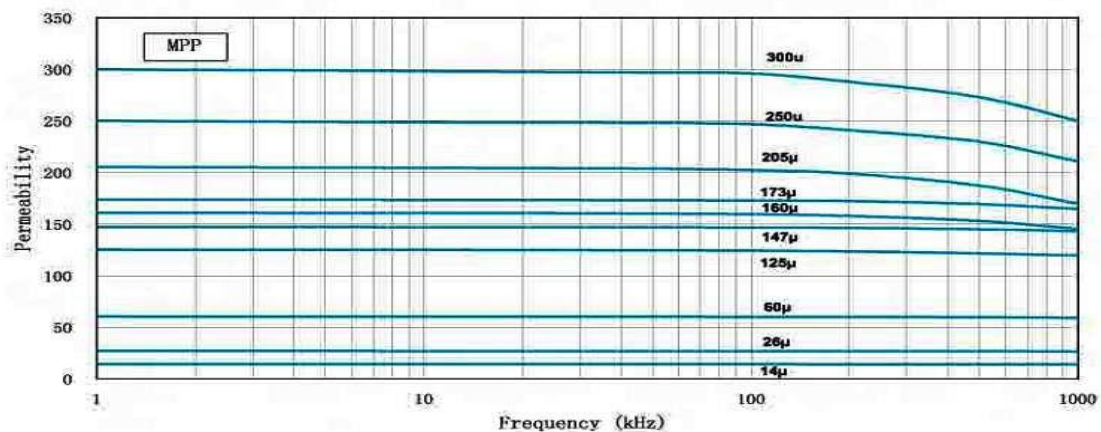


Figura 15 – Permeabilidade em função da frequência.

Com as informações dos gráficos, na frequência de operação de 20kHz, não há nenhuma variação na permeabilidade, porém os índices de perdas são

relativamente altos devido ao aproveitamento do alto índice de densidade de fluxo esperado. O comportamento B-H é bastante linear, e a saturação ocorre em aproximadamente 0,7 Teslas.

4.2.3. Nanoperm

Nanoperm é uma liga nanocristalina. Esse material têm os melhores desempenhos devido a sua alta permeabilidade. É uma liga de ferromagnética obtida a partir de uma liga amorfa com uma fina estrutura nanocristalina. O tamanho típico dos grãos é de 10 nanômetros e a fina estrutura do material é a razão do seu alto desempenho como material magnético mole, que é controlado por processos de recozimento em presença de campos magnéticos externos.

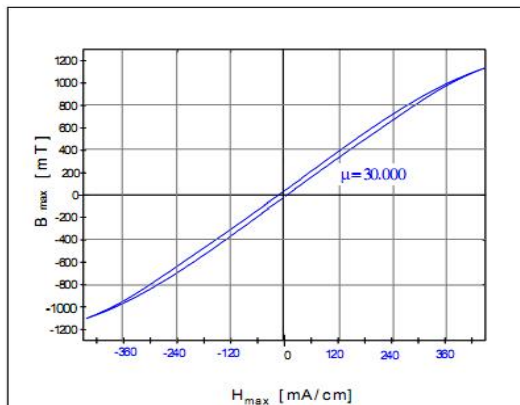
Os valores típicos da liga de Nanoperm, dados pelo fabricante MAGNETEC são apresentados na tabela 4:

Tabela 4

Característica	Unidade	Nanoperm
Densidade de fluxo de saturação	Tesla	1,2
Saturação – Magnetostricção	ppm	<0,5
Resistividade Elétrica	$\mu\Omega\text{cm}$	115
Densidade	g/cm^3	7,35
Temperatura de Curie	°C	600
Temperatura Máxima	°C	120~180
Perdas do núcleo (0,3T/100kHz)	W/kg	<110
Espessura da fita	μm	17/23
Tamanho do grão	μm	10
Permeabilidade	...	20000 – 2000000
Composição da liga	...	$\text{Fe}_{73,5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{15,5}\text{B}_7$

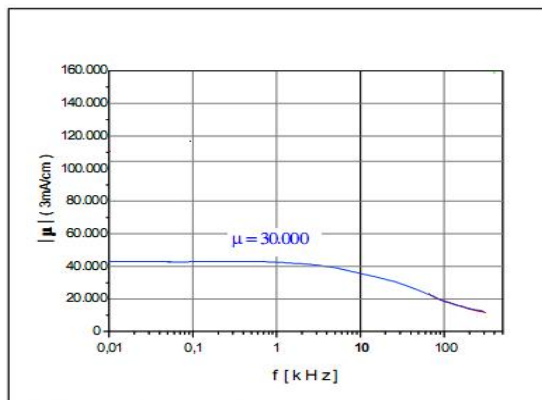
O material escolhido foi um material com permeabilidade média, ou seja, entre 20.000 e 50.000 μ c.a.

Outras características são dadas nas curvas representadas nas figuras 16 a 19:



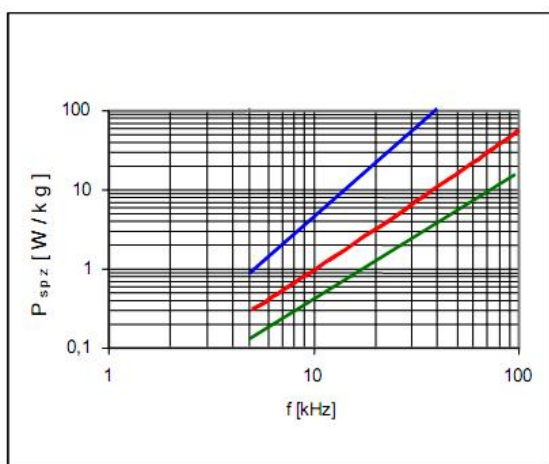
Possible hysteresis shapes (static, 50 Hz)

Figura 16 – Curva de histerese.



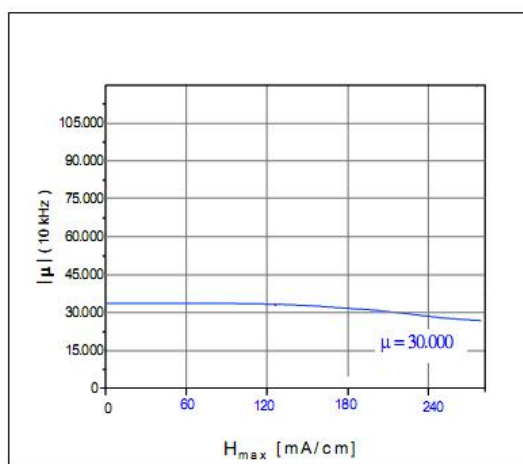
Frequency response

Figura 17 – Variação da permeabilidade em função da frequência.



Losses (— B = 0,15T, — B = 0,3T, — B = 0,6T)

Figura 18 – Curvas de perdas devido à densidade de fluxo.



DC-behaviour

Figura 19 – Comportamento da permeabilidade perante um campo contínuo.

A liga nanoperm é muito promissor quanto à permeabilidade e à saturação magnética, porem deixa a desejar quanto ao comportamento em altas frequências, devido ao rápido decaimento da permeabilidade e crescimento de perdas.

5. Dimensionamento dos núcleos.

Para dimensionar os núcleos, deve-se verificar, primeiramente, a indutância desejada. Como explicado em seções anteriores, a indutância pretendida pode ser calculada de acordo com a potência de entrada requerida para o circuito, segundo a equação 61, tendo-se:

$$P_i = \frac{V_i^2(D^2(N-1) + D)}{2L_1 N f_s}$$

Ao se rearranjar os termos de referida equação, pode-se especificar a indutância do primário como:

$$L_1 = \frac{V_i^2(D^2(N-1) + D)}{2P_i N f_s} \quad (63)$$

onde se precisa especificar a razão de espiras. Tal razão é obtida quando se determina qual o valor do estresse de tensão permitido para a chave. Segundo a equação 43:

$$\delta_{VQ} = \frac{N + G - 1}{GN}$$

e a razão de espiras pode ser especificada como:

$$N = \frac{G - 1}{\delta_{VQ} G - 1} \quad (64)$$

Obtida a razão de espiras, pode-se calcular o último parâmetro necessário para o dimensionamento do indutor, a razão cíclica D , que é obtida quando se define o ganho pela equação 25. Ao reorganizar os termos tem-se:

$$D = \frac{G - 1}{N + G - 1} \quad (65)$$

Basta especificar parâmetros do circuito para se obter o indutor do primário. Para este caso, especificamente, pretende-se auferir o comportamento do circuito perante uma potência de entrada de 100W, um estresse de tensão na chave de 0,25, um ganho de tensão na saída de 20,

tensão de entrada de 12V e frequência de chaveamento de 20kHz. Tem-se, então:

Tabela 5

Característica desejada	Valor
V_i	12V
f_s	20kHz
P_i	100W
δ_{QV}	0,25
G	20

As equações 64 , 65 e 63 fornecem a relação de espiras, a razão cíclica e a indutância do primário, respectivamente, cujo valores são:

Tabela 6

Característica calculada	Valor
N	4,75
D	0,8
L_1	24,253 μ H

Para o dimensionamento físico do indutor, foi adotada a aproximação pelo produto de áreas proposta por [5], que nada mais é que a área da janela (onde se encontram os enrolamentos), multiplicada pela área da secção transversal do núcleo, salientando que a geometria de núcleo é a toroidal.

Antes de mais nada, deve-se escolher a densidade de corrente no condutor. Ela será determinada pela corrente RMS que circulará no indutor e é a própria corrente RMS da fonte, a qual pode ser calculada da seguinte forma, para um período de 50 μ s e razão cíclica de 0,8:

$$I_{irms} = \sqrt{\frac{1}{50\mu} \left(\int_0^{40\mu} (500.000t)^2 dt + \int_0^{20\mu} (4,3 - 215.000t)^2 dt \right)} = 10,443A \quad (66)$$

Deve ser considerado, inicialmente, o efeito pelicular da corrente no condutor. O diâmetro máximo em centímetros sugerido, segundo [5], é:

$$d_{max} = \frac{13,24}{\sqrt{f_s}} \text{ cm} \quad (67)$$

No caso específico, como a frequência de chaveamento é igual a 20kHz, tem-se um diâmetro máximo de aproximadamente 0,094cm, ou equivalentemente 0,94mm. Segundo a tabela AWG, o fio 20 suporta até 11A de corrente máxima e possui um diâmetro em milímetros de aproximadamente 0,81mm. Fazendo os cálculos, chega-se a estabelecer a densidade de corrente máxima como sendo:

$$J_{MAX} = 645A/cm^2 \quad (68)$$

O segundo passo é determinar a corrente de pico que circulará pelo indutor. Da equação 52, esse valor para a dada especificação do circuito, é:

$$I_{pico} = 19,59A \quad (69)$$

neste caso será considerado 20A para facilitar os cálculos.

O ultimo fator a se determinar é a utilização da janela, K_u , que será proposto como sendo no máximo 0,7, ou seja, da área de enrolamento dos núcleos, será utilizado somente até 70% da mesma.

Segundo [5], o produto de áreas que definirá a escolha dos núcleos é dado por:

$$A_p = \frac{L_1 I_{pico}^2 10^4}{B_{MAX} J_{MAX} K_u} \text{ cm}^4 \quad (70)$$

Os valores de B_{MAX} irão variar de acordo com o material do núcleo. Para o melhor desempenho de cada material será selecionado um valor máximo para a densidade de fluxo um pouco abaixo dos valores de saturação, de forma que, cada material será utilizado até um ponto próximo ao limite de saturação, mas mantendo-se ainda certa linearidade do fator B-H e diminuindo as perdas. Os limites escolhidos seguem na tabela 7:

Tabela 7

<i>Material</i>	$B_{MAX}(T)$
<i>Ferrite</i>	0,3
<i>MPP</i>	0,6
<i>NANOPERM</i>	1,2

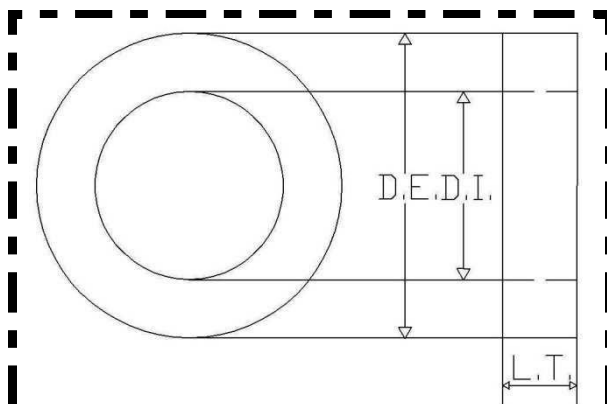
Aplicando a equação 70 aos valores da tabela 7, tem-se o seguinte resultado:

Tabela 8

<i>Material</i>	$A_p(cm^4)$
<i>Ferrite</i>	0,71613
<i>MPP</i>	0,35807
<i>NANOPERM</i>	0,17906

Para esses valores havia a disposição os seguintes núcleos:

Tabela 9



<i>Material</i>	<i>Dimensões</i>			<i>Área efetiva da secção transversal (A_e)</i>	<i>Caminho Magnético Efetivo (l_e)</i>	A_p
	<i>Diâmetro externo (D.E.)</i>	<i>Diâmetro interno (D.I.)</i>	<i>Largura (L.T.)</i>			
<i>Ferrite</i>	31,00mm	20,0mm	15,00mm	0,812cm ²	8,011cm	2,551cm ⁴
<i>MPP</i>	33,83mm	19,3mm	11,61mm	0,672cm ²	8,147cm	1,966cm ⁴
<i>NANOPERM</i>	22,90mm	13,0mm	6,80mm	0,150cm ²	5,530cm	0,199cm ⁴

Onde todos possuem o produto de áreas dentro das especificações da tabela 8.

Finalmente, para o cálculo do número de voltas basta utilizar a fórmula:

$$N = \sqrt{\frac{L_p \cdot I_e \cdot 10^8}{0,4\pi \cdot \mu_r \cdot A_e}} \quad (71)$$

de onde se obtém a seguinte tabela de enrolamentos:

Tabela 10

Material	Número de voltas calculadas do primário	Número de voltas a ser utilizado	Indutância prevista	Número de voltas totais
Ferrite	1,3799	2	51,00μH	7
MPP	19,748	20	24,88μH	95
NANOPERM	1,3337	2	54,54μH	7

É preciso ainda calcular o acoplamento magnético de cada núcleo, a fim de se poder estimar a indutância de fuga de cada um, para tanto é utilizado o método indicado em [6].

Neste método, primeiramente é medido com um indutímetro a indutância do primário com os terminais do secundário abertos. Este valor é indicado por L_{psOPEN} . Então, fecha-se os terminais do secundário do indutor e mede-se novamente a indutância do primário, indicada por $L_{psSHORT}$. O valor do coeficiente de acoplamento é dado por:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{psSHORT}}{L_{psOPEN}}} \quad (72)$$

devido às limitações do indutímetro utilizado, todos os núcleos foram enrolados com 20 voltas no primário e no secundário. Os valores obtidos estão na tabela 11.

Tabela 11

N_p e $N_s = 20$	L_{psOPEN}	$L_{psSHORT}$	k
Nanoperm	05,450 mH	02,725 μH	0,999752
MPP	24,877 μH	11,610 μH	0,730297
Ferrite	05,095 mH	16,304 μH	0,998395

6. Simulação do Circuito

A simulação do circuito será feita no Capture CIS, ferramenta do pacote OrCad®, versão 10.5. Utiliza quatro modelos: o primeiro é o circuito ideal, sem perdas; no segundo, terceiro e quarto circuitos foi inserido o modelo para perdas no núcleo proposto em [7].

6.1. Construção do Modelo

Neste trabalho é proposto a construção de um modelo no pspice que simula as perdas ocorridas no núcleo de transformadores utilizados em circuitos de eletrônica de potência. Tal modelo é feito a partir de elementos básicos de circuitos, como fontes de corrente e tensão dependentes e independentes, diodos e resistores.

O modelo é inserido nos terminais do primário do transformador e, para sua construção, é levado em consideração as dimensões do núcleo, a quantidade de espiras do primário e a permeabilidade na região B-H, não saturada e saturada. Na figura 20 segue o esquema elétrico do modelo:

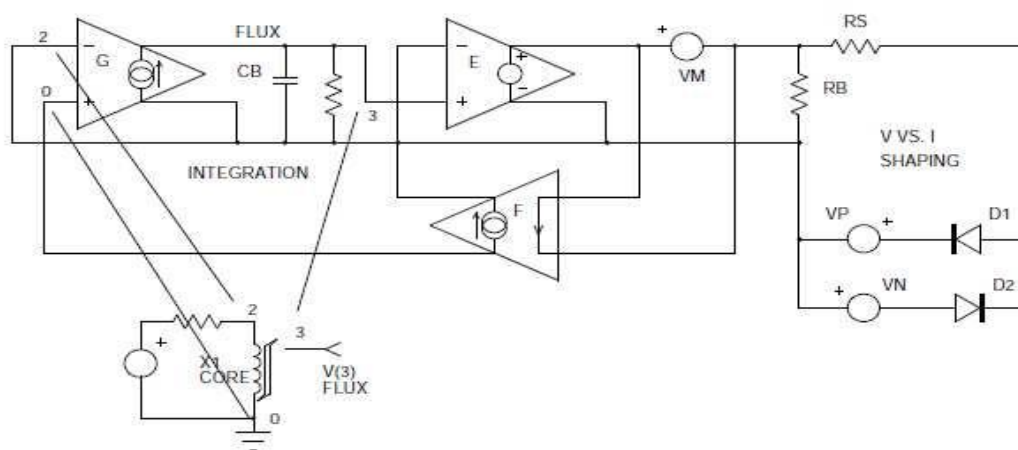


Figura 20 - Modelo elétrico do circuito de perdas.

Como $\int edt = N\phi_T$, ou seja, a integral da tensão do indutor primário é proporcional ao fluxo magnético do mesmo, esse comportamento no modelo é expresso pela fonte de corrente dependente de tensão G, conectada ao indutor primário. Esta corrente tem valor igual à tensão do primário que é integrada pelo capacitor C_B , proporcionando uma tensão transferida pela fonte de tensão dependente de tensão, E, aos resistores R_b e R_s , que são proporcionais as

indutâncias de magnetização e saturação, respectivamente do transformador. Dependendo da tensão de E , tem-se a corrente de magnetização ou de saturação. Esse comportamento é simulado pelos diodos em série com as fontes V_n e V_p . As perdas no núcleo são inseridas ao se definir as capacitâncias de junção dos diodos que dão forma a corrente do indutor.

Para a definição dos valores do modelo é preciso calcular uma série de parâmetros do transformador em questão. São eles:

VSEC: Capacidade do núcleo em volts-segundos.

LMAG: Indutância de magnetização em henrys.

LSAT: Indutância de saturação em henrys.

FEDDY: Frequência crítica de perdas em Hz.

Cada parâmetro pode ser calculado com fórmulas simples baseadas nos parâmetros físicos do transformador:

$$V_{sec} = 2 * N * B_m * A_c * 10^{-8} \quad (90)$$

$$L(mag, sat) = \frac{\mu_r(mag, sat) * 0,4 * \pi * 10^{-8} * N^2 * A_c}{Ml} \quad (91)$$

Onde:

N = Número de espiras do primário;

B_m = Densidade máxima de fluxo em Gauss;

μ_r = Permeabilidade magnética relativa do núcleo;

A_c = Área da secção reta transversal do núcleo;

Ml = Caminho magnético médio.

A frequência crítica pode ser calculada através do gráfico da permeabilidade versus frequência no ponto onde a permeabilidade cai pela metade do valor original com o aumento da frequência.

Os componentes do modelo são calculados de forma parametrizada:

$$C_B = \frac{V_{sec}}{500} \quad (92)$$

$$R_b = L_{mag} * \frac{500}{V_{sec}} \quad (93)$$

$$R_s = L_{sat} * \frac{500}{V_{sec}} \quad (94)$$

$$CJO = \frac{3 * V_{sec}}{2 * \pi * L_{mag} * 500 * Feddy} \quad (95)$$

Onde CJO é a capacitância de junção dos diodos D_1 e D_2 do modelo.

As fontes de tensão V_n e V_p são do tipo contínua e cada uma possui valor de 250V representando os limites do fluxo para a saturação.

Os dados para a construção dos modelos de cada núcleo são discriminados abaixo. Para melhor comparar o funcionamento dos núcleos, as indutâncias de magnetização são referentes às quantidades de espiras calculadas na tabela 10.

Tabela 12

MPP					
Dados da Simulação			Dados do Indutor primário		
L_{mag}	2,42530E-05	H	N	19,748	Voltas
L_{sat}	1,38600E-05	H	Ac	0,672	cm ²
V_{sec}	1,59248E-03	V-Seg	le	8,147	cm
C_B	3,18496E-06	F	Bsat	6000	Gauss
R_b	7,61509	Ohm	μ	60	—
R_s	4,35148	Ohm	μ_{sat}	34,28571	—
CJO	6,27316E-08	F	feddy	1,00E+06	Hz

Tabela 13

Ferrite					
Dados da Simulação			Dados do Indutor primário		
<i>Lmag</i>	2,42530E-05	H	<i>N</i>	1,3799	Voltas
<i>Lsat</i>	1,21267E-05	H	<i>Ac</i>	0,812	cm ²
<i>Vsec</i>	6,72287E-05	V-Seg	<i>le</i>	8,011	cm
<i>C_B</i>	1,34457E-07	F	<i>Bsat</i>	3000	Gauss
<i>R_b</i>	1,80380E+02	Ohm	<i>μ</i>	10000	–
<i>R_s</i>	9,01902E+01	Ohm	<i>μsat</i>	5000	–
<i>CJO</i>	6,62083E-09	F	<i>feddy</i>	4,00E+05	Hz

Tabela 14

Nanoperm					
Dados da simulação			Dados do Indutor Primário		
<i>Lmag</i>	2,42530E-05	H	<i>N</i>	1,3337	Voltas
<i>Lsat</i>	1,20619E-05	H	<i>Ac</i>	0,15	cm ²
<i>Vsec</i>	4,80132E-05	V-Seg	<i>le</i>	5,53	cm
<i>C_B</i>	9,60264E-08	F	<i>Bsat</i>	12000	Gauss
<i>R_b</i>	2,52558E+02	Ohm	<i>μ</i>	4,00E+04	–
<i>R_s</i>	1,25610E+02	Ohm	<i>μsat</i>	1,99E+04	–
<i>CJO</i>	1,89147E-08	F	<i>feddy</i>	1,00E+05	Hz

Antes de utilizar o modelo é preciso fazer algumas alterações, pois ele leva em consideração dois fatores: estar em paralelo a um transformado ideal e funcionar integralmente como um transformador.

Deve-se frisar que o indutor do boost magneticamente acoplado só funciona como transformador em uma parte do ciclo de operação, que é o ciclo de carregamento, quando a chave se encontra fechada. Portanto, o modelo deve levar em conta este fato. Deve contar também com a característica de que se trata de um indutor, então a corrente na indutância de magnetização já é considerada no modelo original do circuito. O modelo modificado é mostrado na figura 21:

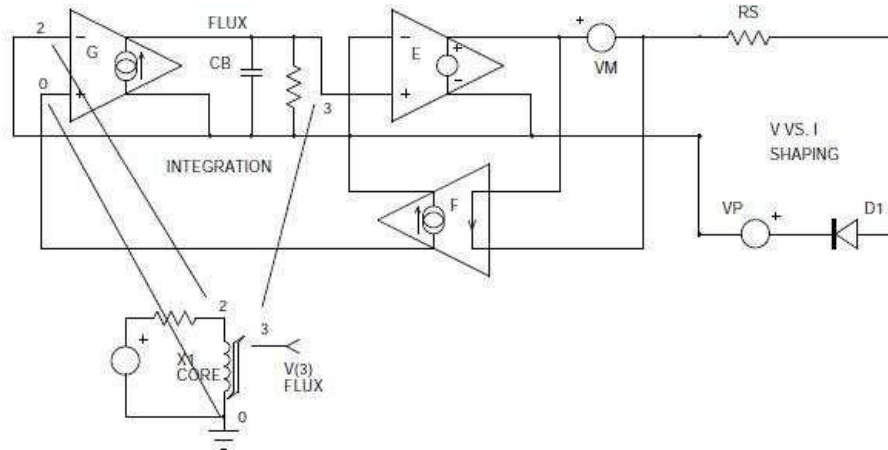


Figura 21 - Modelo modificado do circuito de perdas.

No modelo, fica sendo considerada somente a saturação no carregamento do indutor e a corrente de magnetização não é computada duas vezes.

O modelo completo do circuito é feito colocando-se o modelo de perdas em paralelo com os terminais do indutor primário do circuito e considerando-se o fator de acoplamento magnético k , calculado na tabela 22. Referido modelo completo encontra-se na figura 22.

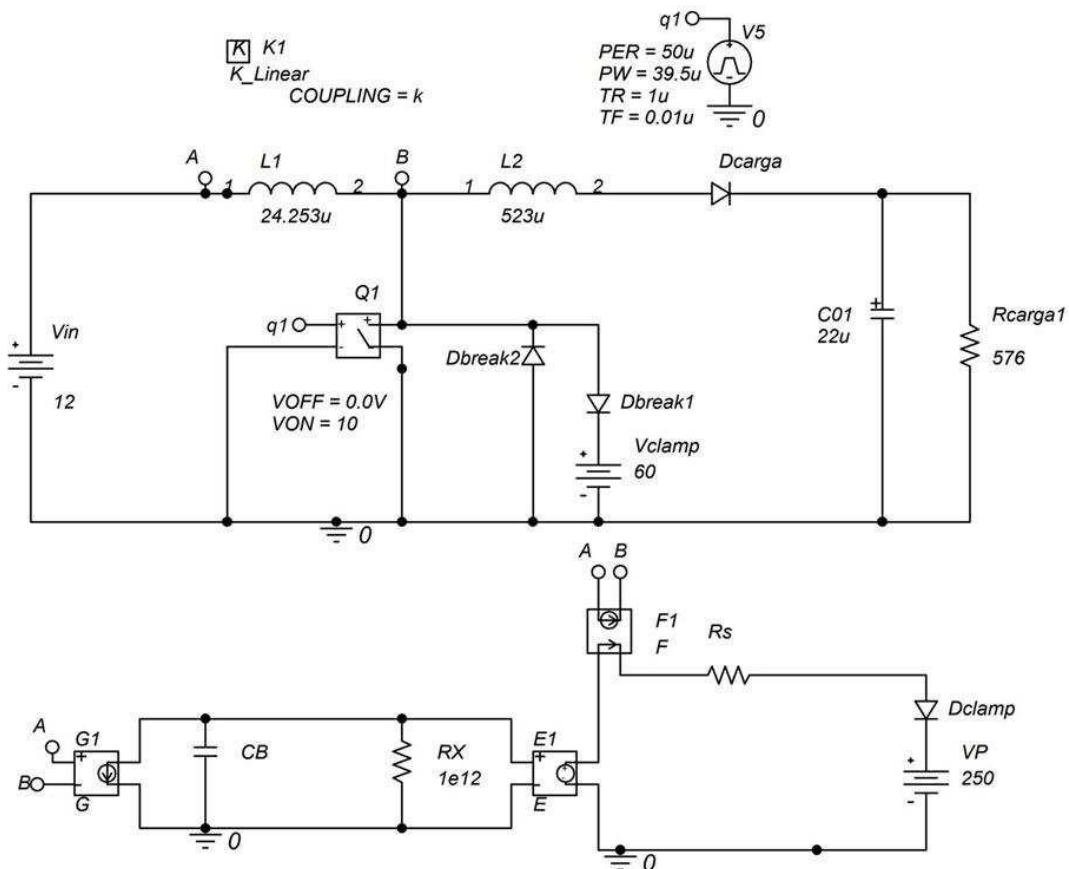


Figura 22 - Modelo completo para simulação do circuito no Capture CIS.

Com o intuito de observar somente as perdas ocorridas nos indutores, o mosfet foi substituído por uma chave controlada por tensão, para reduzir as perdas por condução.

5.2. Resultados da Simulação

Todos os circuitos foram simulados com as mesmas características de operação descritas nas tabelas 5 e 6. O que difere de cada um são somente as características do circuito de perdas e o coeficiente de acoplamento magnético. As figuras 23 a 26 evidenciam os resultados da simulação do circuito ideal sem perdas e nas seguintes subseções os resultados referentes a cada um dos núcleos.

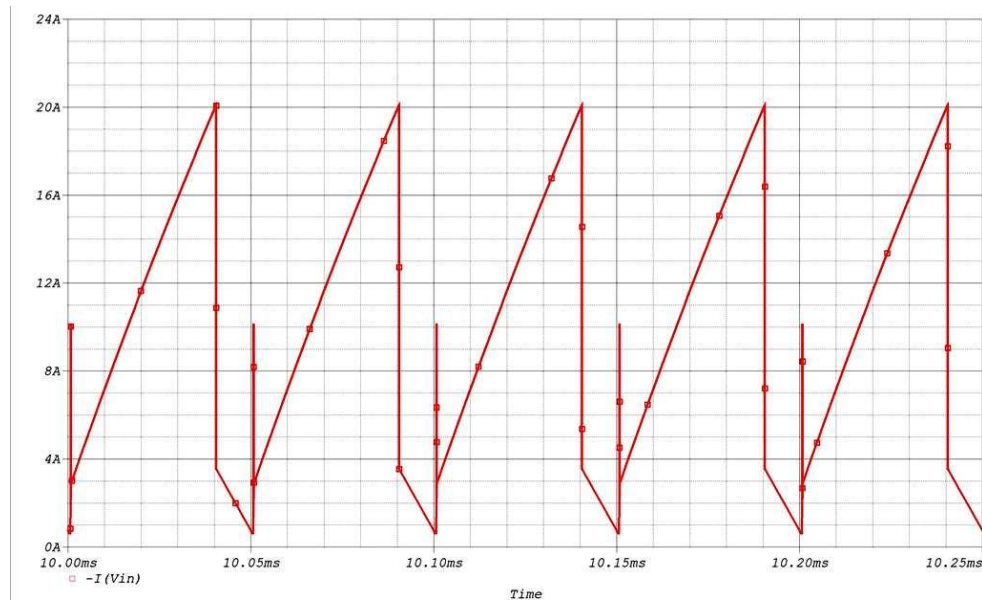


Figura 23 - Corrente de entrada ideal.

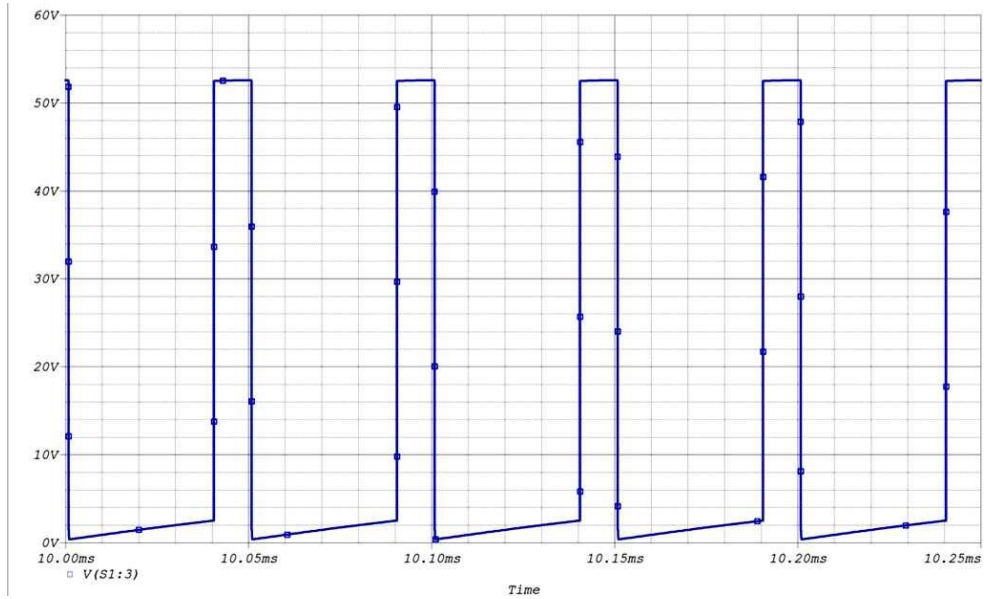


Figura 24 - Tensão ideal sobre a chave.

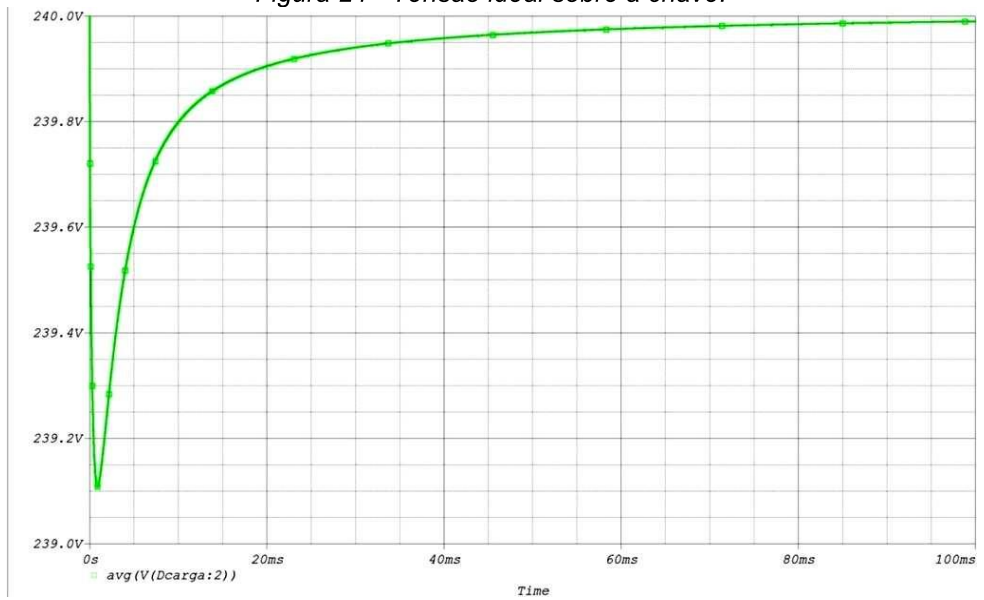


Figura 25 - Tensão de saída

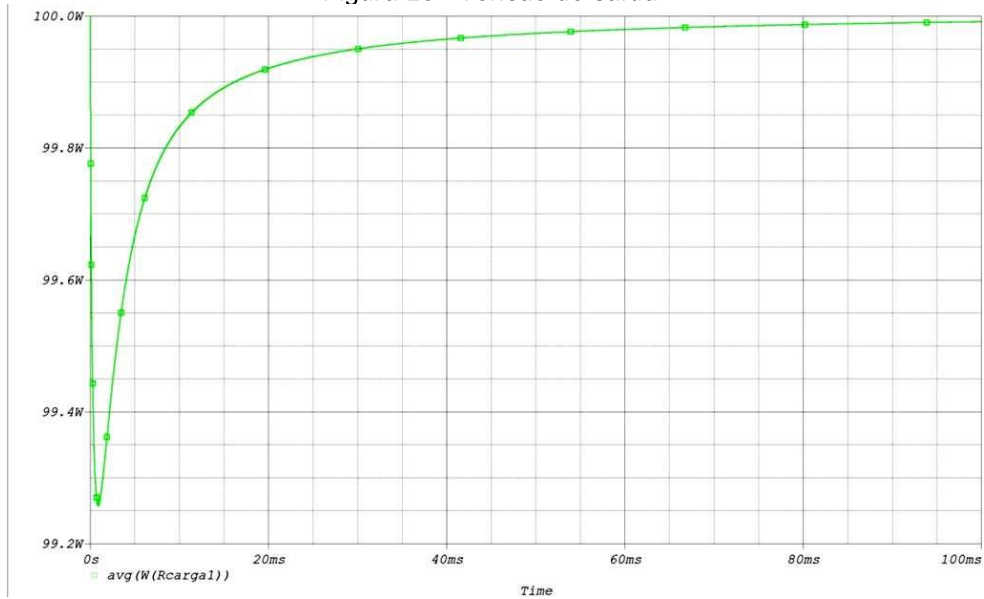


Figura 26 - Potência de Saída.

5.2.1. Resultados da Simulação para a corrente de entrada.

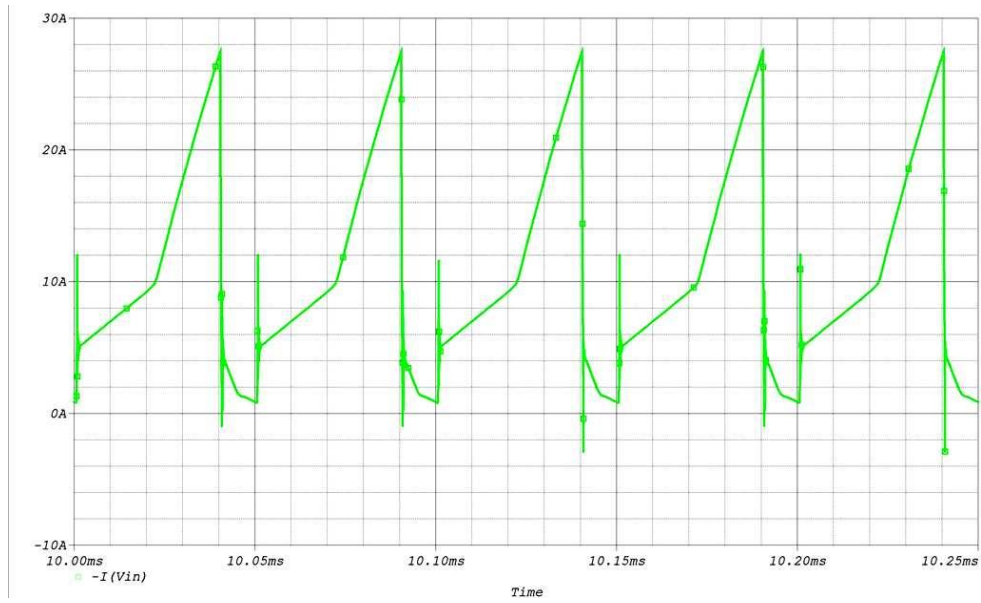


Figura 27 - Corrente de entrada utilizando núcleo de ferrite.

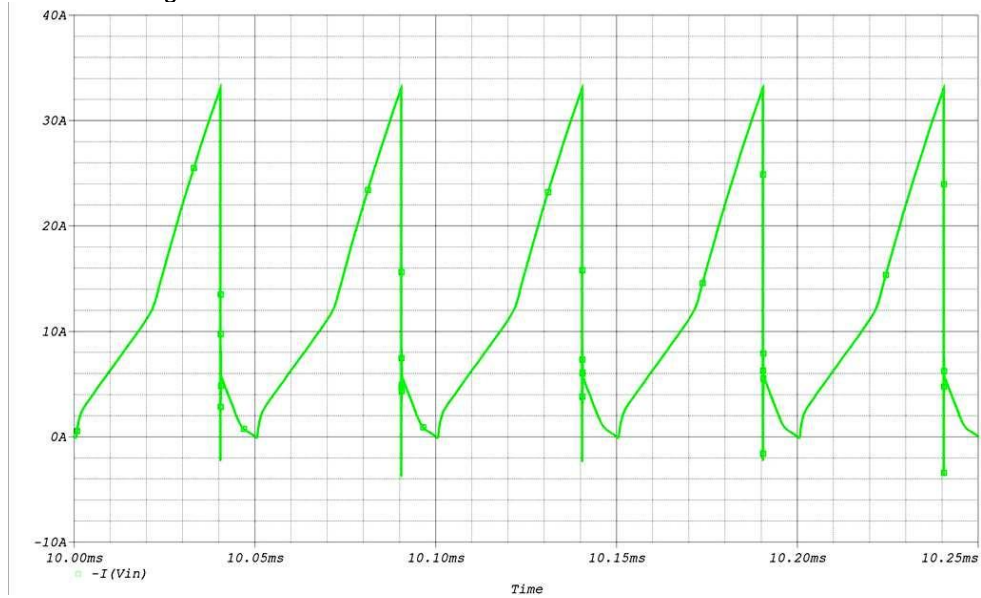


Figura 28 - Corrente de entrada utilizando núcleo de Nanoperm.

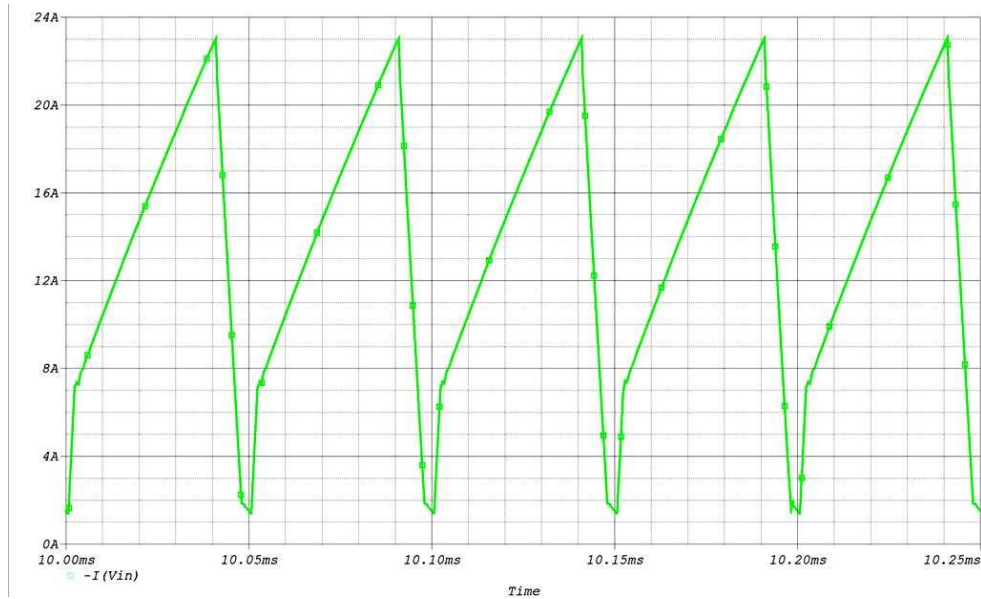


Figura 29 - Corrente de entrada utilizando núcleo de MMP.

Tanto no circuito com núcleo de ferrite quanto no de Nanoperm é observável a saturação dos núcleos. Isto se deve ao tamanho reduzido dos mesmos, considerando a potência a ser transferida. No núcleo de nanoperm a saturação é mais pronunciada levando a assumir que a potência exigida da fonte é a maior. O circuito com núcleo de MPP não apresenta saturação, porém a deficiência de acoplamento do núcleo conduz a uma forma de onda diferente das demais, na qual se percebe que pouca potência é transferida para a carga.

5.2.2. Resultados da simulação para a tensão de saída.

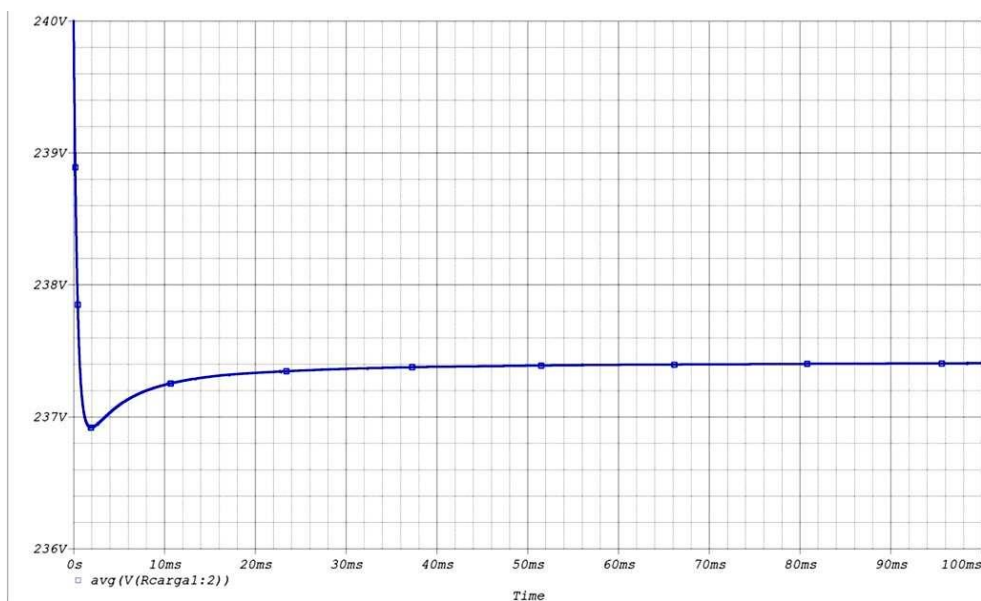


Figura 30 - Tensão de saída utilizando núcleo de Ferrite.

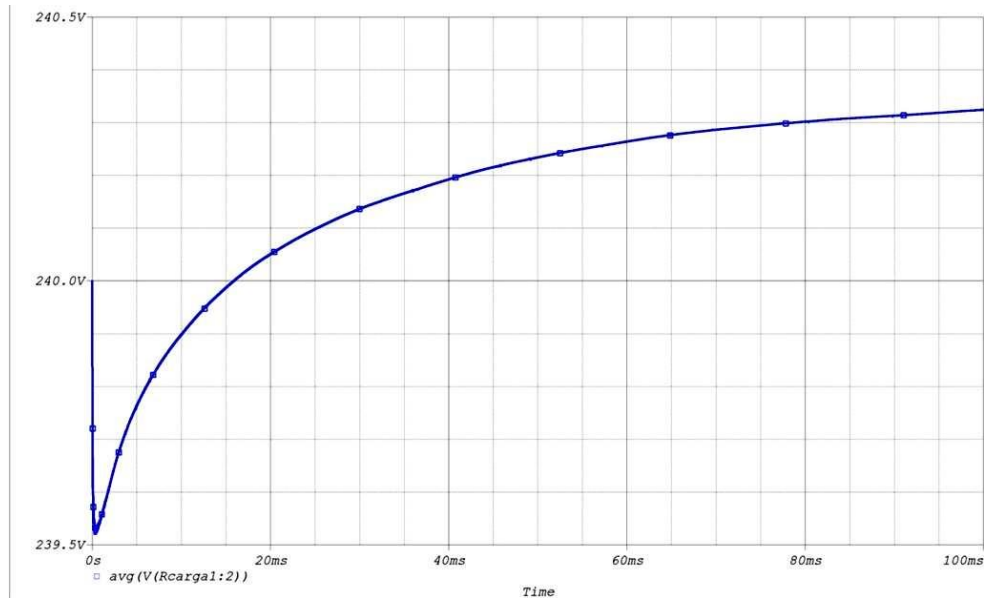


Figura 31 - Tensão de saída utilizando núcleo de Nanoperm.

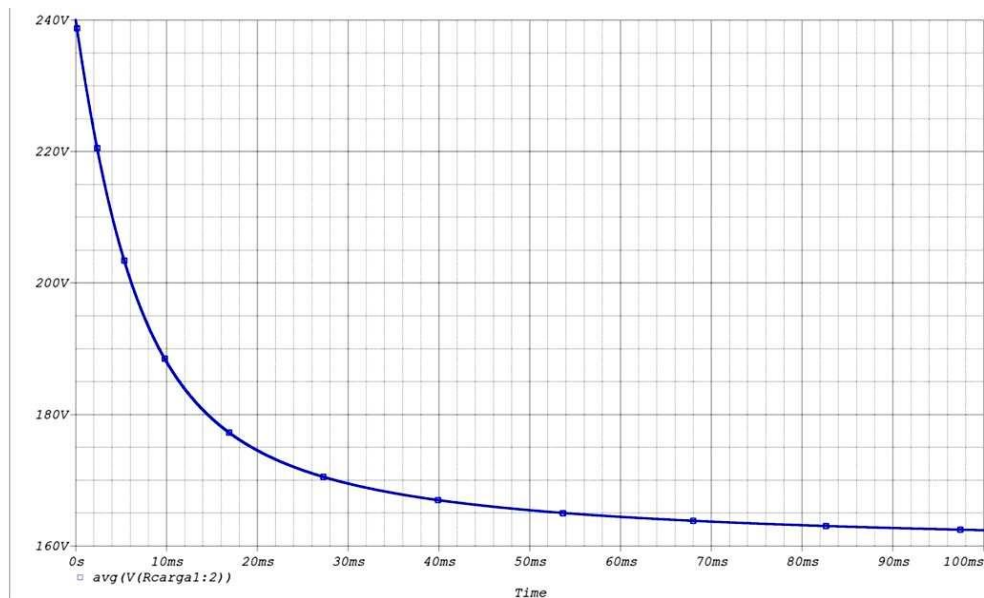


Figura 32 - Tensão de saída utilizando núcleo de MPP.

A tensão de saída do circuito com núcleo de Ferrite apresenta um leve decréscimo, dadas as perdas no núcleo. O circuito com Nanoperm, por sua vez, possui um discreto aumento na tensão de saída. Isso pode, além de ser devido às baixas perdas previstas para este núcleo, ser causado pelo fato de uma parte da energia, mesmo na saturação, ser transferida para a carga. O circuito com núcleo de MPP apresenta uma queda bastante acentuada para a tensão de saída prevista, também causada pelo acoplamento ineficiente para este material.

5.2.3. Resultados da simulação para a tensão na chave.

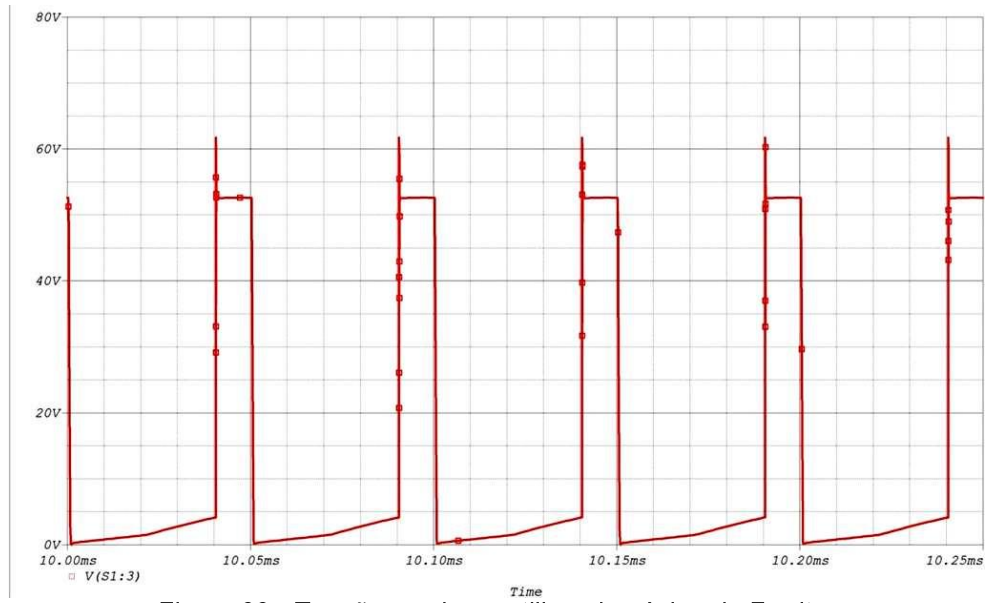


Figura 33 - Tensão na chave utilizando núcleo de Ferrite.

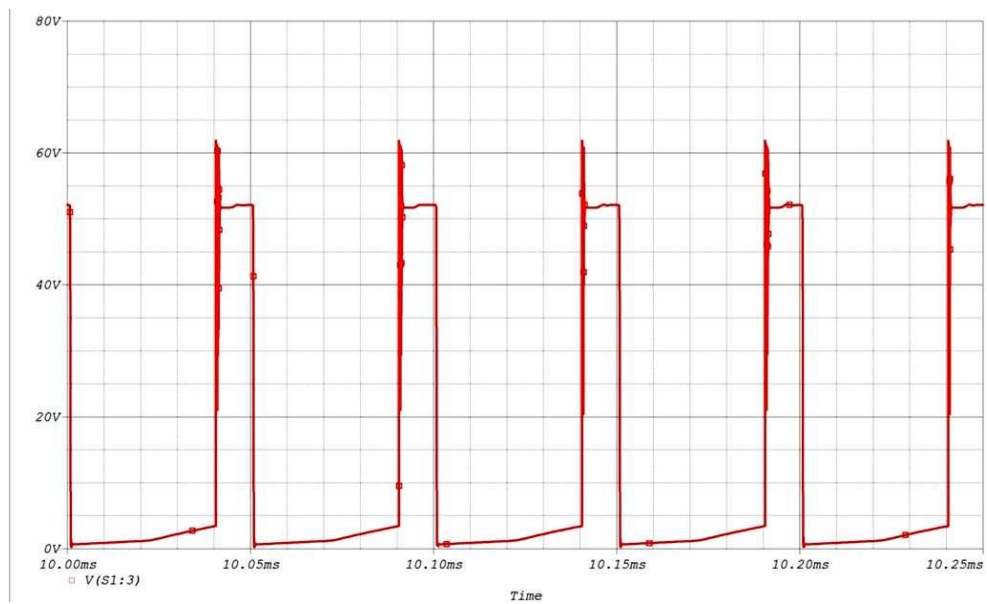


Figura 34 - Tensão na chave utilizando núcleo de Nanoperm.

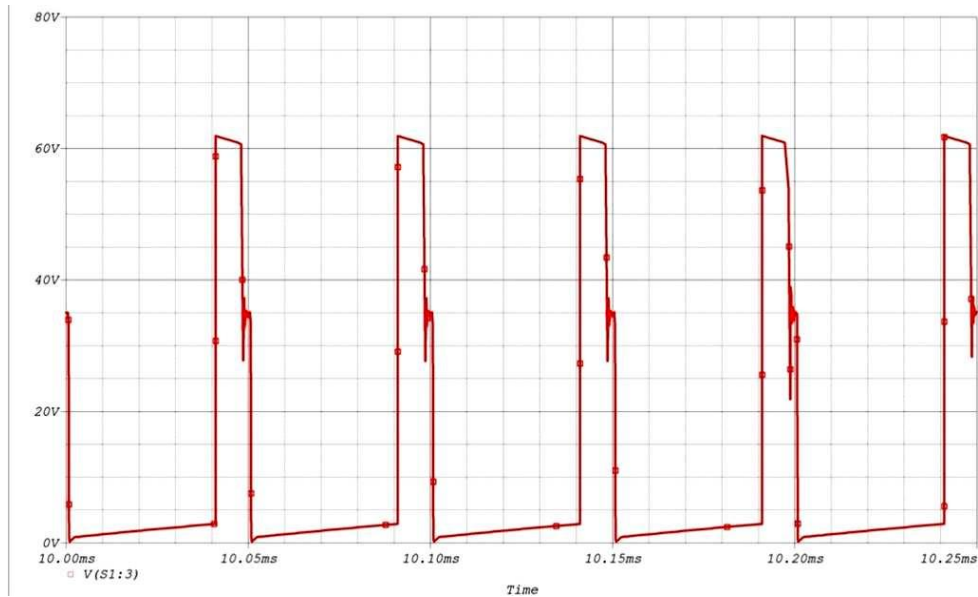


Figura 35 - Tensão na chave utilizando núcleo de MPP.

A tensão na chave para os circuitos com núcleo de ferrite e Nanoperm apresenta valores levemente superiores comparados ao circuito ideal, o que leva a conclusão que esses núcleos, quanto ao estresse de tensão da chave, mostram eficácia em sua redução. Para o circuito com núcleo de MPP, a tensão máxima na chave apresenta valor pouco superior ao previsto, mas levando em conta que a tensão média de saída é menor que 165V, o estresse de tensão na chave ainda é menor comparado com o modelo clássico de boost, embora superior para a proposta do BIMA de 25% para $N = 4,75$, chegando a 37% da tensão de saída.

5.2.4. Resultados da simulação para eficiência de transferência de potência em relação ao circuito sem perdas .

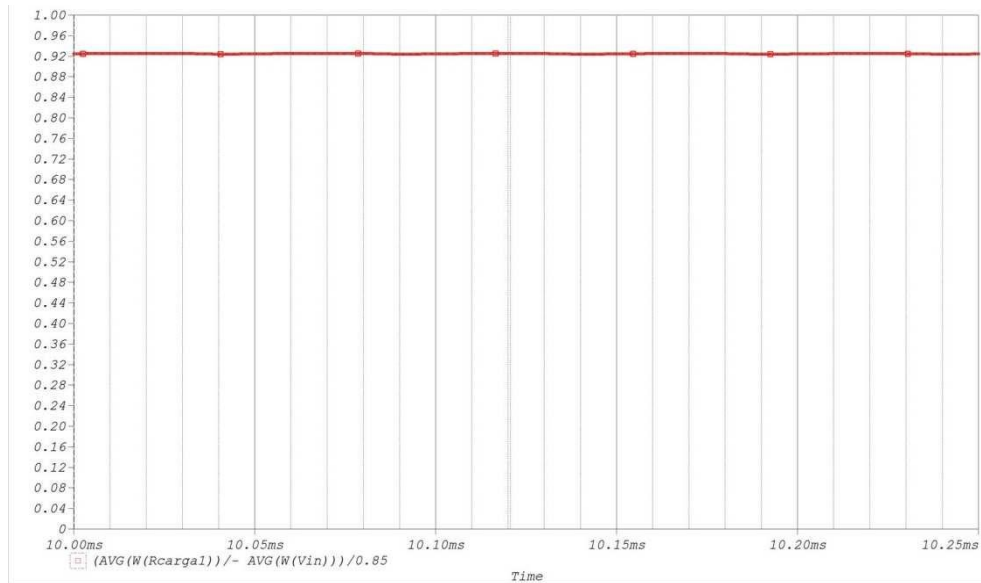


Figura 36 - Eficiência do circuito utilizando núcleo de Ferrite.

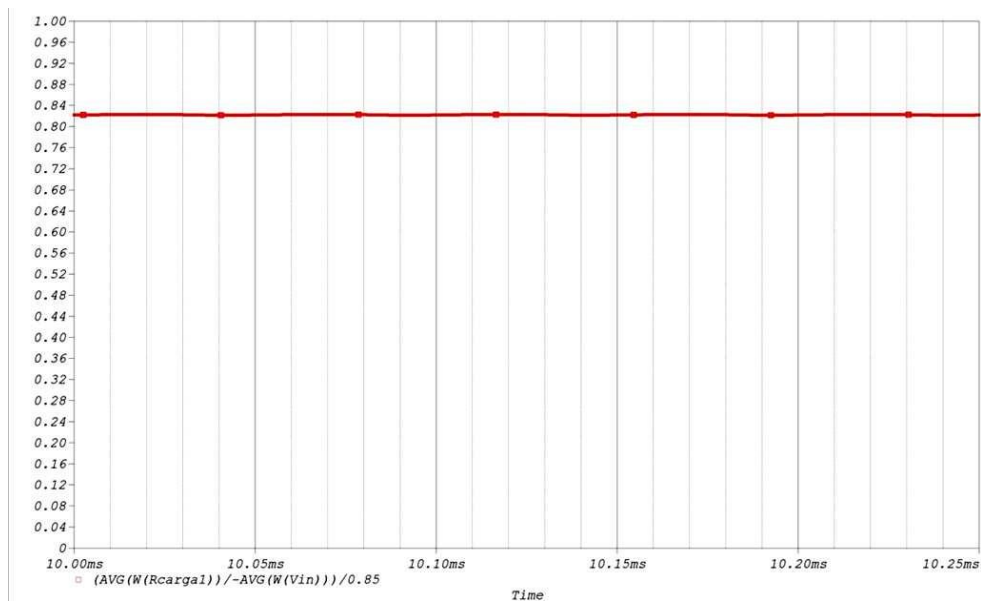


Figura 37 - Eficiência do circuito utilizando núcleo de Nanoperm.

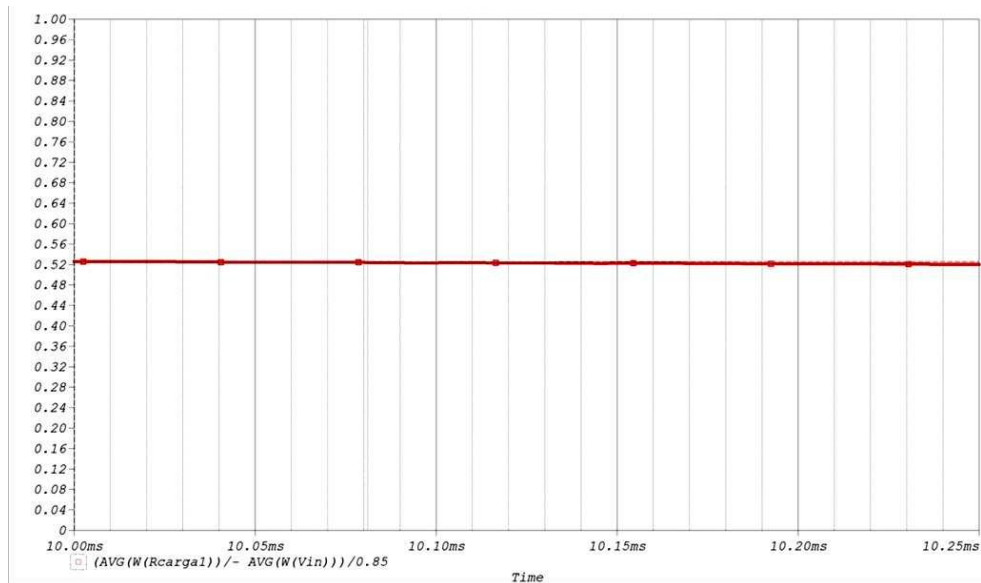


Figura 38 - Eficiência do circuito utilizando núcleo de MPP.

Os gráficos das figuras 36, 37 e 38 mostram que o circuito com ferrite possui um alta eficiência, chegando a 92% de transferência de energia da fonte para a carga, comparado com o circuito ideal. Já o circuito que possui nanoperm como núcleo magnético apesar de apresentar um sensível aumento na tensão de saída, apresenta uma eficiência menor que o de ferrite, mais precisamente 10% inferior. O circuito de MPP apresenta somente 53% de eficiência, o que é esperado devido ao acoplamento insuficiente.

7. Conclusão

O circuito com núcleo de Ferrite foi o que apresentou as menores perdas comparadas com o circuito ideal, mesmo tendo um núcleo com tamanho inferior ao usual para este nível de potência. O BIMA com núcleo de Nanoperm, apesar de ter um tamanho muito reduzido, ainda apresentou um valor de eficiência aceitável. O pior resultado se deu com o núcleo de MPP, mas o mesmo fora esperado devido a elevada relutância do material prejudicar o acoplamento magnético do núcleo e deixando-o a desejar.

Para os circuitos com núcleos de Ferrite e Nanoperm, uma solução para um funcionamento mais próximo do ideal seria aumentar o tamanho físico dos núcleos, porém só isso não seria suficiente para solucionar o problema da saturação, o qual eleva a corrente de entrada para valores muito altos. Neste caso, seria também recomendável a introdução de um entreferro para reduzir a inclinação da curva de magnetização destes materiais.

8. Referencias Bibliográficas

- [1]. RASHID, Muhammad H. *Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. 2 ed. São Paulo. MAKRON books do Brasil editora Ltda., 1999.
- [2]. MOHAN, Ned. et al. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 3 ed. John Wiley & Sons Inc., 2002.
- [3]. BENTO, Aluíso A. M. e SILVA, Edison R. C. *DC-DC With Large Conversion Ratio*. Anais da 8ª Conferência Internacional de Aplicações Industriais, 2008, CD-ROM.
- [4]. PERAÇA, M.T. *Conversores CC-CC Elevadores para Aplicação em Equipamentos de Refrigeração*. UFSC, Santa Catarina, 2002. Disponível em: <http://www.ivobarbi.com/dissertacao.php>
- [5]. MCLYMAN, C. Wm. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. 3 ed. Marcel Dekker, 2004.
- [6]. HSU, S.P., MIDDLEBROOK, R.D. e CUK, S. *Transformer Modelling and Design for Leakage Control*. Em: *Power Conversion International*, pg. 68, Fev, 1982
- [7]. MEARES, L.G. e HYMOWITZ, Charles E. *SPICE Models For Power Electronics*. Disponível em: http://www.eettaiwan.com/ARTICLES/2002APR/PDF/2002APR22_POW_E DA_DA_AN215.PDF