

Estágio de Entrada empregando Retificador em Ponte com Interruptores Auxiliares e Controle PWM, para Correção Ativa do Fator de Potência de Fontes Chaveadas

Ewaldo L. M. Mehl

1. Apresentação:

Este trabalho descreve o funcionamento de um estágio de entrada destinado a uma fonte chaveada, no qual emprega-se um retificador com "ponte de diodos" dotado de dois interruptores auxiliares, conforme proposto por ENJETI & MARTINEZ [1]. A topologia, que pode ser considerada como uma adaptação de um conversor *Boost*, permite a obtenção de alto Fator de Potência. O controle dos interruptores auxiliares é feito através de modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) seguindo uma referência senoidal, com um pequeno defasamento em relação à tensão da rede elétrica.

2. Descrição do Circuito:

A Figura 1 mostra um diagrama esquemático do estágio retificador em ponte. A fonte V_i representa a rede elétrica de 60 Hz, tendo em seguida um indutor L_1 . Os diodos D_1 ... D_4 ligados em ponte formam um retificador convencional, sendo que em paralelo com D_3 e D_4 são adicionados os interruptores auxiliares S_1 e S_2 . Para o caso em que tais interruptores sejam MOSFETs, pode-se considerar D_3 e D_4 como os diodos intrínsecos existentes em tais componentes. A carga, com característica de fonte de tensão, é formada pelo resistor R_l e o capacitor eletrolítico C_o .

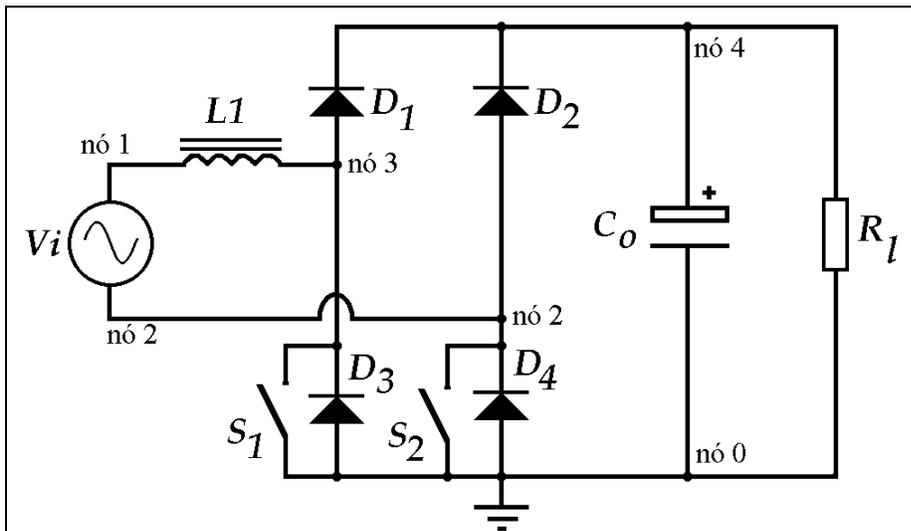


Figura 1: Circuito de Potência do estágio de entrada em estudo.

O funcionamento do circuito pode ser estudado fazendo-se uma analogia com o paralelismo de duas máquinas síncronas, ilustrado através da Figura 2. Considerando-se V_a e V_b os fasores das tensões nos terminais das máquinas, só se tem transferência de potência entre duas máquinas síncronas interligadas se existir um ângulo de defasagem (δ) entre V_a e V_b . Sendo, por exemplo, V_a o módulo da tensão da "máquina geradora" e V_b , o da "máquina motorizada", a potência transferida é dada por:

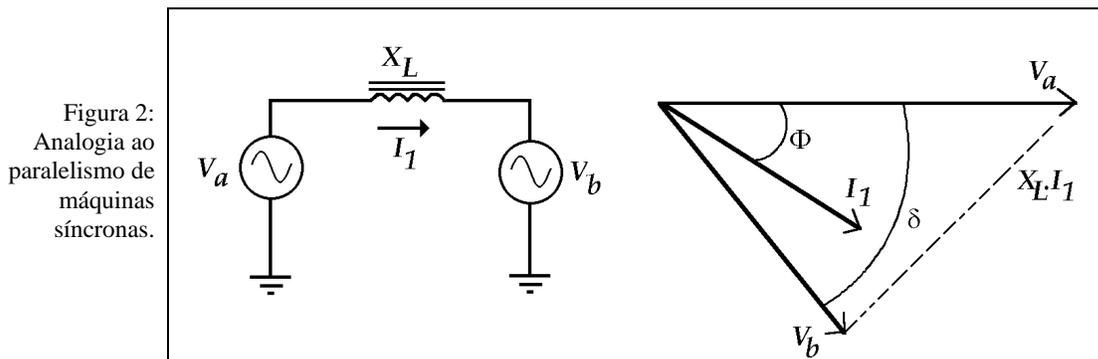


Figura 2: Analogia ao paralelismo de máquinas síncronas.

$$P = \frac{V_a \cdot V_b}{X_L} \sin \delta \quad \{1\}$$

Assim, considera-se no circuito da Figura 1 que a rede elétrica V_i e o circuito "à direita" de L_f sejam as duas "máquinas síncronas" representadas na Figura 2. Se os interruptores S_1 e S_2 são comandados a abrir e fechar acompanhando uma referência senoidal, mas com um defasamento conveniente em relação à tensão da rede, pode-se controlar o fluxo de potência entre as duas "máquinas síncronas", conforme a equação {1}. Isto posto, o retificador apresentado pode ser considerado como um "motor síncrono", no qual o fator de potência que o mesmo apresenta à rede elétrica está relacionado com parâmetros do circuito.

Tendo em vista o que foi exposto, os interruptores S_1 e S_2 são comandados a partir de um sinal senoidal modulado em largura de pulso (PWM), defasado da rede elétrica. Tal sinal é obtido através de comparação de um sinal triangular com uma referência senoidal, estabelecendo-se assim pulsos de largura variável, conforme mostrado na Figura 3.

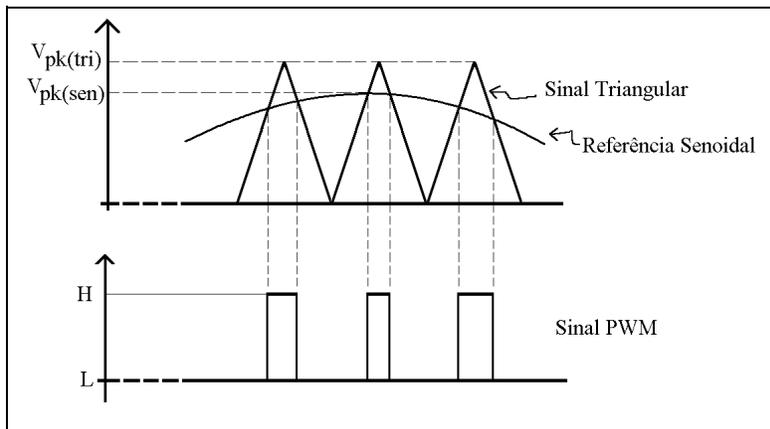


Figura 3: Geração dos sinais de comando PWM a partir da comparação de pulsos triangulares com a referência senoidal.

Há diversas possibilidades para se gerar o sinal PWM desejado, que não serão objeto de análise neste relatório. Para fins de simulação, empregou-se um circuito composto por fontes de tensão, que se acha descrito em anexo.

3. Equações Simplificadas para Projeto:

Conforme estabelecido anteriormente, pode-se verificar o funcionamento do circuito através de analogia a uma conexão de duas máquinas síncronas, ilustrada pela Figura 2. Sendo \dot{V}_a o fasor representativo da tensão da rede elétrica de 60 Hz e \dot{V}_b o fasor da tensão na entrada do retificador, tem-se o diagrama fasorial da Figura 4. A partir desse diagrama escreve-se a relação de fasores:

$$\dot{V}_a = \dot{V}_b + j X_L \dot{I} \quad \{2\}$$

Escrevendo os fasores na forma cartesiana complexa, tem-se:

$$\dot{V}_b = V_b \cos \delta + j \cdot V_b \sin \delta \quad \{3\}$$

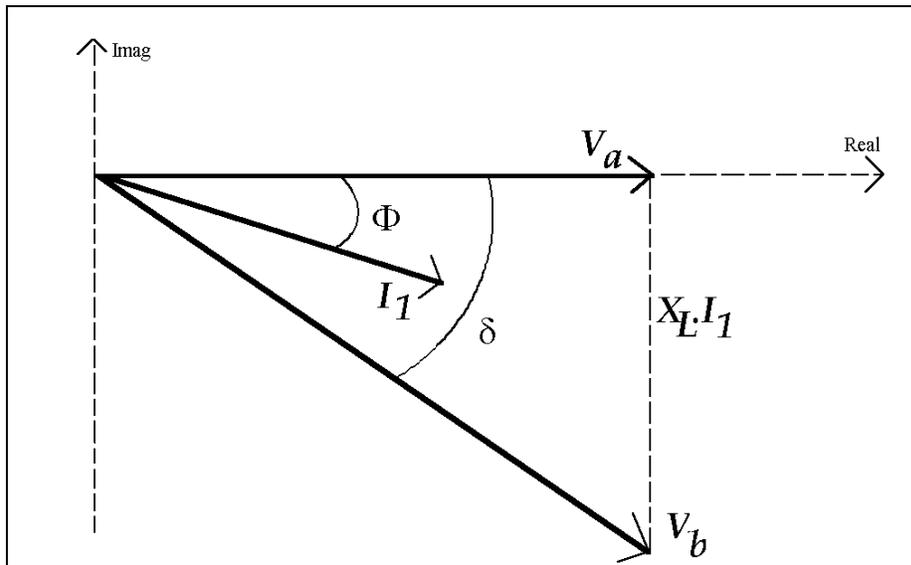
$$\dot{I} = I \cdot \cos \Phi - j \cdot I \cdot \sin \delta \quad \{4\}$$

Colocando as expressões {3} e {4} em {2}, obtém-se:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= [V_b \cdot \cos \delta - j V_b \cdot \sin \delta] + j X_L [I \cdot \cos \Phi - j I \cdot \sin \delta] \\ \dot{V}_a &= V_b \cdot \cos \delta - j V_b \cdot \sin \delta + j X_L \cdot I \cdot \cos \Phi - j^2 X_L \cdot I \cdot \sin \delta \\ \dot{V}_a &= V_b \cdot \cos \delta - j V_b \cdot \sin \delta + j X_L \cdot I \cdot \cos \Phi + X_L \cdot I \cdot \sin \delta \\ \dot{V}_a &= [V_b \cdot \cos \delta + X_L \cdot I \cdot \sin \delta] + j[X_L \cdot I \cdot \cos \Phi - V_b \cdot \sin \delta] \end{aligned} \quad \{4\}$$

Na Figura 4, o fasor correspondente à tensão V_a está localizado sobre o eixo real. Desta forma, em {5} a parte imaginária da expressão é nula:

Figura 4:
Diagrama fasorial
detalhado, para
obtenção de
equações de
projeto.



$$V_a = V_b \cdot \cos \delta + X_L \cdot I \cdot \text{sen } \Phi \quad \{5\}$$

$$X_L \cdot I \cdot \cos \Phi - V_b \cdot \text{sen } \delta = 0 \quad \{6\}$$

A partir de {7} escreve-se:

$$I = \frac{V_b \cdot \text{sen } \delta}{X_L \cdot \cos \Phi} \quad \{7\}$$

Por outro lado, a potência fornecida pela rede elétrica ao circuito é:

$$P = V_a \cdot I \cdot \cos \Phi \quad \{8\}$$

Supondo-se nulas as perdas, a potência citada em {9} é totalmente consumida na carga do retificador. Sendo V_o a tensão na carga e R_l a resistência de carga, tem-se portanto:

$$P = \frac{V_o^2}{R_l} \quad \{9\}$$

Igualando {9} e {10} obtém-se:

$$V_a \cdot I \cdot \cos \Phi = \frac{V_o^2}{R_l} \quad \{10\}$$

Substituindo {8} em {11}, resulta em:

$$V_a \left[\frac{V_b \cdot \text{sen } \delta}{X_L \cdot \cos \Phi} \right] \cos \Phi = \frac{V_o^2}{R_l}$$

ou:

$$V_a \cdot V_b \left[\frac{\text{sen } \delta}{X_L} \right] = \frac{V_o^2}{R_l} \quad \{11\}$$

No circuito em estudo, a tensão V_a é a tensão eficaz da rede elétrica de 60 Hz. Já a tensão V_b é tensão eficaz entre os nós 3 e 4, correspondente à entrada da "ponte" retificadora. Conforme citado, o chaveamento PWM dos interruptores S_1 e S_2 faz com que a tensão entre os nós 3 e 4 tenha uma componente harmônica fundamental de 60 Hz, defasada de um ângulo δ em relação à tensão da rede. Assim, V_b pode ser calculada levando-se em conta o "índice de modulação" (M_f) empregado na geração do sinal PWM. Tal "índice de modulação" (também chamado *depth of modulation*) é a razão entre a amplitude do sinal triangular e a amplitude máxima do sinal senoidal [2], que são comparados para se ter os pulsos de largura variável, conforme verificado na Figura 3.

$$M_f = \frac{V_{pk(\text{sen})}}{V_{pk(\text{tri})}} \quad \{12\}$$

Com o uso do "índice de modulação", a tensão eficaz V_b é:

$$V_b = \frac{M_f \cdot V_o}{\sqrt{2}} \quad \{13\}$$

Usando {14} e {8} em {6} tem-se:

$$V_a = \frac{M_f \cdot V_o}{\sqrt{2}} \cos \delta + X_L \cdot \frac{V_b \cdot \text{sen } \delta}{X_L \cdot \cos \Phi} \cdot \text{sen } \Phi$$

$$V_a = \frac{M_f \cdot V_o}{\sqrt{2}} \cos \delta + \frac{M_f \cdot V_o}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\text{sen } \delta}{\cos \Phi} \cdot \text{sen } \Phi \quad \{14\}$$

Isolando M_f em {15}, tem-se:

$$M_f = \frac{V_a \sqrt{2}}{V_o} \cdot \frac{1}{\left(\cos \delta + \frac{\text{sen } \delta}{\cos \Phi} \text{sen } \Phi \right)} \quad \{15\}$$

Por outro lado, colocando {14} em {12}, obtém-se:

$$V_a \cdot \left[\frac{M_f \cdot V_o}{\sqrt{2}} \right] \left[\frac{\text{sen } \delta}{X_L} \right] = \frac{V_o^2}{R_l} \quad \{16\}$$

Isolando X_L em {17}, tem-se então:

$$X_L = \frac{V_a \cdot M_f \cdot R_l}{V_o \sqrt{2}} \text{sen } \delta \quad \{17\}$$

com o que se calcula o valor da indutância de L_1 :

$$L_1 = \frac{X_L}{2 \pi f_{\text{rede}}} \quad \{18\}$$

As equações {16} e {18} permitem o projeto de um estágio de entrada baseado na topologia proposta. No entanto, pode-se simplificar o equacionamento supondo, no diagrama fasorial da Figura 4, que o fasor da tensão V_b esteja em fase com o fasor da corrente I . Ou seja, os ângulos Φ e δ são iguais:

$$\Phi = \delta \quad \{19\}$$

Usando a igualdade {20} na expressão {16}, resulta em:

$$M_f = \frac{V_a \sqrt{2}}{V_o} \cdot \frac{1}{\left(\cos \delta + \frac{\text{sen}^2 \delta}{\cos \delta} \right)} = \frac{V_a \sqrt{2}}{V_o} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\cos^2 \delta + \text{sen}^2 \delta}{\cos \delta} \right)} = \frac{V_a \sqrt{2}}{V_o} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{\cos \delta} \right)}$$

$$M_f = \frac{V_a \sqrt{2}}{V_o} \cdot \cos \delta$$

$$\quad \{20\}$$

De mesmo modo, colocando {21} na expressão {18}, tem-se:

$$X_L = \frac{V_a \sqrt{2}}{V_o} \cdot \cos \delta \cdot \frac{V_a \cdot M_f \cdot R_l}{V_o \sqrt{2}} \text{sen } \delta = \left(\frac{V_a}{V_o} \right)^2 R_l (\text{sen } \delta \cdot \cos \delta) \quad \{21\}$$

Lembrando da igualdade trigonométrica:

$$(\text{sen } \alpha \cdot \cos \alpha) = \frac{\text{sen } 2\alpha}{2} \quad \{22\}$$

tem-se a expressão {18} simplificada para:

$$X_L = \left(\frac{V_a}{V_o} \right)^2 \frac{R_L}{2} (\text{sen } 2\delta) \quad \{23\}$$

Do mesmo modo, a indutância L_1 é obtida com:

$$L_1 = \frac{X_L}{2 \pi f_{rede}} \quad \{24\}$$

Para garantir a característica de fonte de tensão na carga e ter-se baixa ondulação na tensão de saída ("ripple"), é necessário a presença de um capacitor C_o de alto valor em paralelo com o resistor de carga. O valor mínimo de tal capacitor pode ser calculado por:

$$C_o \geq \frac{P_{out}}{2 \cdot f_{rede} \cdot [V_{o(max)}^2 - V_{o(min)}^2]} \quad \{25\}$$

4. Projeto do Estágio de Entrada de uma Fonte Chaveada:

4.1. Especificações Básicas:

Com o objetivo de exemplificar o uso do circuito em pauta e as equações deduzidas no item anterior, é apresentado na seqüência o projeto simplificado do estágio de entrada de uma fonte chaveada. Supõe-se as seguintes características básicas do estágio:

Rede elétrica: $V_{i(rms)} = 120 \text{ V}$, 60 Hz;

Tensão de Saída: $V_o = 250 \text{ V}$;

Potência de Saída: $P_{out} = 1500 \text{ W}$;

Fator de Potência: $FP = 0,985$

Frequência de chaveamento dos interruptores: $f_{chav} = 10 \text{ kHz}$;

"Ripple" máximo da tensão na carga: $\pm 5\%$

4.2. Indutância do Indutor L_1 :

Considerando-se o Fator de Potência semelhante ao co-seno do ângulo Φ , tem-se:

$$\Phi = \cos^{-1}(FP) = \cos^{-1}(0,985) \cong 10^\circ \quad \{26\}$$

Para usar as equações anteriormente obtidas, o ângulo δ , referente ao defasamento dos pulsos de comando PWM em relação à tensão da rede, é suposto igual ao ângulo Φ . Portanto:

$$\delta = 10^\circ \quad \{27\}$$

O "índice de modulação" M_f é obtido de {21}

$$M_f = \frac{V_{i(rms)} \sqrt{2}}{V_o} \cos \delta = \frac{120 \sqrt{2}}{250} \cos 10^\circ = 0,66851 \quad \{28\}$$

Para a potência máxima e supondo-se que não há perdas, calcula-se a resistência equivalente à carga:

$$R_L = \frac{V_o^2}{P} = \frac{(250)^2}{1500} = 41,67 \Omega \quad \{29\}$$

Tem-se então os elementos necessários para calcular o valor de X_L através da equação {24}:

$$X_L = \left(\frac{V_{i(rms)}}{V_o} \right)^2 \frac{R_L}{2} (\text{sen } 2\delta) = \left(\frac{120}{250} \right)^2 \frac{41,67}{2} (\text{sen } 20^\circ) = 1,6418 \Omega \quad \{30\}$$

Uma vez que a frequência da rede é 60 Hz, tem-se o valor do indutor L_1 :

$$L_1 = \frac{X_L}{2\pi f_{rede}} = \frac{1,6418}{2\pi 60} = 4,355 \text{ mH} \quad \{31\}$$

Pode-se imaginar que, tendo em vista o valor obtido, o indutor L_1 resultará em um componente de tamanho excessivo. Deve-se considerar, no entanto, que a frequência de trabalho de tal indutor é 60 Hz, de modo que é recomendável usar-se para a construção do mesmo um núcleo metálico. Portanto o indutor terá dimensões bastante menores do que se fosse usado núcleo de ferrite, material que seria necessário se a frequência de trabalho de L_1 fosse alta. Outro ponto a ser levado em consideração é a variação de corrente que circula por L_1 . Reportando-se à Figura 3, a variação de corrente em L_1 , num intervalo de chaveamento, é dada por:

$$\Delta I = \frac{V_{i(pk)} \text{ sen } \theta}{L_1} T_F \quad \{32\}$$

No instante de tensão máxima da oscilação senoidal, tem-se a menor "largura" de pulso do sinal PWM. Neste instante o intervalo T_F mostrado na Figura 3 equivale a:

$$T_{F(\min)} = T_{chav}(1 - M_f) = \frac{1}{20 \times 10^3} (1 - 0,66851) = 16,6 \mu\text{s} \quad \{33\}$$

Para o valor obtido para L_1 e o intervalo T_F calculado em {33}, resulta portanto em:

$$\Delta I = \frac{(120 \cdot \sqrt{2}) \text{ sen } (\pi/2)}{4,355 \times 10^{-3}} (16,6 \times 10^{-6}) = 645,9 \text{ mA} \quad \{34\}$$

Observa-se que o valor obtido em {34} é pequeno, considerando-se a potência do circuito. Isto posto, o núcleo do indutor L_1 estará submetido a uma pequena variação de fluxo magnético, o que conduz a um indutor de dimensões relativamente pequenas.

4.3. Carga:

A carga, considerada como um resistor fixo, já foi calculada:

$$R_l = \frac{(V_o)^2}{P_o} = \frac{(250)^2}{1500} = 41,67 \Omega \quad \{35\}$$

Além disso, para garantir a característica de fonte de tensão na carga e ter-se baixa ondulação na tensão de saída ("ripple"), é necessário a presença de um capacitor C_o de alto valor em paralelo com o resistor de carga. O valor mínimo de tal capacitor pode ser calculado por:

$$C_o \geq \frac{P_{out}}{2f_{rede} [(V_{o(\max)})^2 - (V_{o(\min)})^2]} \quad \{36\}$$

No caso, especificou-se que o "ripple" admissível é de $\pm 5\%$ da tensão de saída. Portanto tem-se:

$$V_{o(\min)} = 250 \text{ V} - 5\% = 237,5 \text{ V} \quad \{37\}$$

$$V_{o(\max)} = 250 \text{ V} + 5\% = 262,5 \text{ V} \quad \{38\}$$

Que fornece o valor mínimo do capacitor:

$$C_o \geq \frac{1500}{2 \times 60 [(262,5)^2 - (237,5)^2]} \Rightarrow C_o \geq 1000 \mu\text{F} \quad \{39\}$$

5. Simulações:

Para a simulação do circuito projetado, foi utilizado o programa PSPICE. A tensão de entrada foi especificada através de uma fonte senoidal de 60 Hz, com amplitude de 169,71 V, correspondente ao valor "de pico" da rede elétrica de 120 V. Os MOSFETs S_1 e S_2 foram modelados como interruptores controlado por tensão. Para a geração dos sinais de comando de S_1 e S_2 foi empregado um circuito com fontes de tensão, conforme a Figura 5. Acha-se em anexo uma descrição detalhada do funcionamento desse circuito.

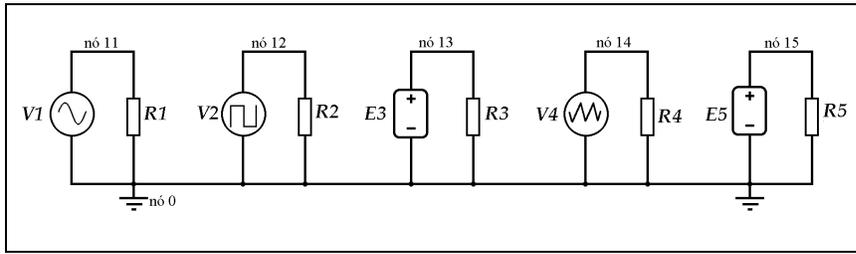


Figura 5:
Circuito usado para
geração dos pulsos de
comando dos
interruptores.

5.1. Primeira Simulação:

A primeira simulação, cuja listagem de descrição do circuito e resultados estão anexos, refere-se ao projeto apresentado no item 4. A defasagem δ de 10° foi obtida através da introdução de um "atraso" no comando, calculado por:

$$T_{atraso} = \frac{1}{f_{rede}} \cdot \frac{\delta}{360^\circ} = \frac{1}{60} \cdot \frac{10^\circ}{360^\circ} = 462,96 \mu\text{s} \quad \{40\}$$

O "índice de modulação" é obtido através do ajuste das fontes de tensão mostradas na Figura 5, que geram o sinal PWM. No caso, tem-se $M_f = 0,66851$; a fonte de tensão senoidal foi especificada portanto com amplitude de 0,66851 volts e a fonte de tensão "triangular" com amplitude de 1,0 volt.

Os resultados da simulação mostram o funcionamento do circuito, do modo como foi previsto. A tensão na carga oscilou entre 241 V e 252 V, com uma ondulação máxima de 10,943 V, inferior portanto ao "ripple" permitido. Foi usado para isso um capacitor C_o de 1500 μF . O Fator de Potência do estágio de entrada é obtido através da análise harmônica da corrente solicitada à rede, que forneceu os resultados citados na Tabela 1.

Tabela 1: Resultados da Primeira Simulação.

Ângulo de fase da fundamental (Φ_1)	-4,3°
Taxa de Distorção Harmônica	4,463043%

Com os valores da Tabela 1 calcula-se o Fator de Potência com:

$$FP = \frac{\cos \Phi_1}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} = \frac{\cos -4,3^\circ}{\sqrt{1 + (0,04463043)^2}} = 0,9962 \quad \{41\}$$

Observa-se que foi obtido um Fator de Potência superior ao desejado e muito próximo à unidade.

5.2. Segunda Simulação:

De posse dos resultados anteriormente mostrados, surgiu a curiosidade de verificar se, com o mesmo indutor L_1 calculado no item 4, seria possível aumentar a potência do estágio de entrada em estudo. Assim, supondo-se uma potência de 3000 W, foi calculado novo valor para o resistor de carga:

$$R_l = \frac{(V_o)^2}{P_o} = \frac{(250)^2}{3000} = 20,83 \Omega \quad \{42\}$$

A equação {24} permite calcular o ângulo δ :

$$\text{sen } 2\delta = \frac{2 X_L}{\left(\frac{V_a}{V_o}\right)^2 R_l \left(\frac{120}{250}\right)^2 \times 20,83} = \frac{2 \times 1,6417}{\left(\frac{120}{250}\right)^2 \times 20,83} = 0,684 \quad \{43\}$$

$$2\delta = \text{sen}^{-1}(0,684) = 43,17^\circ \Rightarrow \delta = 21,584^\circ \quad \{44\}$$

O resultado obtido equivale a um "atraso" no comando de:

$$T_{atraso} = \frac{1}{f_{rede}} \cdot \frac{\delta}{360^\circ} = \frac{1}{60} \cdot \frac{21,584^\circ}{360^\circ} = 999,26 \mu\text{s} \quad \{45\}$$

O "índice de modulação" também deve ser re-calculado:

$$M_f = \frac{V_a \sqrt{2}}{V_o} \cdot \cos \delta = \frac{120 \sqrt{2}}{250} \cdot \cos(21,584^\circ) = 0,6312 \quad \{46\}$$

Como a potência é o dobro daquela usada na primeira simulação, o valor do capacitor C_o foi alterado para 3000 μF .

A listagem do arquivo de descrição do circuito e os resultados obtidos estão em anexo. É visualmente detectável o aumento do defasamento entre tensão e corrente, em relação ao que foi obtido no caso anterior. A tensão de saída oscilou entre 242 V e 253 V, portanto com "ripple" inferior a $\pm 2,5\%$. Na Tabela 2 tem-se os resultados obtidos com a análise harmônica da corrente solicitada à rede.

Tabela 2: Resultados da Segunda Simulação.

Ângulo de fase da fundamental (Φ_1)	-15,37°
Taxa de Distorção Harmônica	1,822013%

De posse dos valores da Tabela 2, tem-se o Fator de Potência através de:

$$FP = \frac{\cos \Phi_1}{\sqrt{1 + (\text{TDH})^2}} = \frac{\cos -15,37^\circ}{\sqrt{1 + (0,01822013)^2}} = 0,9641 \quad \{47\}$$

Apesar de ter-se um Fator de Potência inferior à especificação inicial, o valor obtido é bastante elevado, levando-se em conta que o estágio estaria operando com o dobro da potência inicialmente proposta.

6. Conclusões:

⇒ Foram apresentadas equações fundamentais referentes ao funcionamento de um estágio retificador de alto Fator de Potência, visando seu uso como estágio de entrada para fontes chaveadas. Apesar de simplificações efetuadas, as equações constituem-se em ferramentas úteis para análise e projeto de estruturas semelhantes.

⇒ As simulações do estágio de entrada de uma fonte chaveada, projetado com as equações obtidas, demonstram que o circuito proposto constitui-se em uma interessante alternativa para se ter Fator de Potência elevado.

⇒ As equações e simulações mostram a independência dos resultados em relação à frequência de chaveamento dos interruptores. Nas simulações, manteve-se tal frequência baixa, devido ao tempo de simulação, mas a adoção de valores maiores leva a resultados semelhantes. Esta é uma interessante característica do circuito proposto.

⇒ Os resultados das simulações não estão em total concordância com o que se prevê através do equacionamento matemático. No caso do Fator de Potência, obtém-se valores superiores aos previstos, o que é conveniente sob o ponto de vista prático, mas demonstram que as equações propostas são aproximadas.

Referências Bibliográficas e Bibliografia Adicional Consultada:

- [1] ENJETI, Prasad & MARTINEZ, Roberto A high performance single phase AC to DC rectifier with input power factor correction. IEEE APEC'93 (Eight Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition) San Diego, California, March 7-11, 1993.
- [2] KASSAKIAN, John G.; SCHLECHT, Martin F.; VERGHESE, George C. Principles of Power Electronics. Addison-Wesley, Reading, 1991.
- [3] SPIEGEL, Murray R. Manual de fórmulas e tabelas matemáticas. McGraw-Hill, São Paulo, 1978.
- [4] KEOWN, John L. PSPICE and circuit analysis. MacMillan, New York, 1991.
- [5] TUINENGA, Paul W. A guide to circuit simulation and analysis using PSPICE. Prentice Hall, New Jersey, 1988.

ELMM

X:\Documents\Eletronica de Potencia\PFC com Boost-PWM.DOC - 204KB - 11/10/05 - 15:21:00h