

# COMPENSAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS DE UM RETIFICADOR DE 12 PULSOS PARA ESTAÇÕES DE CARREGAMENTO RÁPIDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Gleisson Balen, M.Sc.

Andrei Roberto Reis, Eng.

Humberto Pinheiro, PhD.

Federal University of Santa Maria - UFSM

Power Electronics and Control Group - GEPOC

Santa Maria, RS, Brasil

E-mail: gbalen@ieee.org

E-mail: roberto.reis.00@gmail.com

E-mail: humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

**Resumo**—Este trabalho apresenta um circuito de compensação de harmônicas de corrente para o retificador não controlado de 12 pulsos aplicado a estações de carregamento rápido de veículos elétricos. Estações de carga com potência de 600kW e conectadas na rede de distribuição de media tensão necessitam de um isolamento galvânico e de uma etapa retificadora. Para essa potência, o retificador 12 pulsos apresenta um cancelamento de harmônicas de baixa ordem, embora algumas harmônicas de corrente permaneçam acima dos limites normativos. Portanto, o filtro ativo de potência paralelo é conectado ao secundário do transformador. Para o seu funcionamento são realizadas as medidas de corrente e tensão, detecção de sequência positiva, dimensionamento dos elementos passivos, dos filtros passa-baixas e dos controladores. Os resultados são comprovados através de simulações para diferentes cargas e em diferentes níveis de curto-circuito da rede elétrica de distribuição.

**Keywords** – Filtro Ativo de Potência, Harmônicas de Corrente, Retificador 12-pulsos, Veículos Elétricos

## I. INTRODUÇÃO

Os veículos elétricos (VEs) gradativamente se tornarão realidade na frota veicular dos países desenvolvidos, com grandes marcas investindo fortemente no setor [1] [2]. Portanto, a ampla expansão dos VEs exige incentivos governamentais, instalação de infraestrutura e desenvolvimento tecnológico [3]. Pensando nisso, conversores CC-CC conectados a retificadores CA-CC são utilizados, conforme a topologia proposta por [4]. Para potências elevadas, os retificadores 12 pulsos apresentam uma boa redução das harmônicas de baixa ordem, elevada eficiência e alto fator de potência. Neste caso, uma estação de carregamento projetada para até 10 pontos de 60kW cada, possui ao todo 600kW.

No ponto de conexão com a rede de média tensão, 13,8kV, harmônicas de corrente não obedecem os limites impostos pela norma internacional IEEE 519-2014 [5]. As distorções de corrente provocam, entre outros problemas, sobrecarga do neutro, aumento das perdas Joule, mal funcionamento de aparelhos de comunicação e envelhecimento precoce de transformadores [6]. Portanto, este trabalho propõem um Filtro Ativo de Potência (FAP) paralelo conectado ao secundário em estrela do transformador rebaixador utilizando a Teoria da Potência Instantânea (teoria  $p-q$ ), para determinar as correntes

de referência de forma a compensar as harmônicas de corrente no ponto de conexão com a rede. O retificador 12 pulsos com o filtro ativo paralelo é apresentado na Figura 1.

Assim, a teoria  $p-q$  e estratégias de compensação são apresentadas para se obter correntes de alimentação senoidais [7]. O sistema é modelado de forma a determinar à potência instantânea total do retificador. Mais que isso, o dimensionamento dos elementos passivos do FAP é apresentado. Os resultados são comprovados meio de simulações para diferentes condições do nível de curto-circuito da rede de alimentação e para diferentes quantidades de veículos sendo carregados ao mesmo tempo, comprovando a eficácia do sistema proposto.

## II. RETIFICADOR 12 PULSOS

Os retificadores introduzem componentes harmônicas de corrente que, devido à impedância da rede elétrica, acabam por aumentar as perdas do sistema e as distorções da tensão no Ponto de Acoplamento Comum (PCC - *Point of Common Coupling*) [8] [9].

Retificadores controlados ou não-controlados, meia-onda, onda-completa ou multipulsos são opções para conversão CA-CC [10]. Para cargas de alta potência como, por exemplo, acionamentos de motores com velocidade ajustável e processos eletroquímicos os retificadores multipulsos são uma ótima opção, por sua característica de cancelamento de harmônicas de baixa ordem de corrente. Entre outros aspectos estão: configuração simples, baixa ondulação de tensão na saída retificada e baixa interferência eletromagnética [11]. Somado a isso está o isolamento galvânico da rede, o rebaixamento do nível de tensão, a baixa taxa de distorção harmônica (THD) e o elevado fator de potência (FP) [12] [13].

Cargas com elevado valor de corrente são melhor atendidas com a conexão dos conjuntos retificadores de cada secundário em paralelo, conforme mostrado na Figura 1.

## III. NORMAS RELEVANTES

Os limites individuais das harmônicas de corrente, conforme IEEE 519-2014, dependem do nível de curto circuito no PCC. Quanto maior a capacidade de curto circuito de uma rede

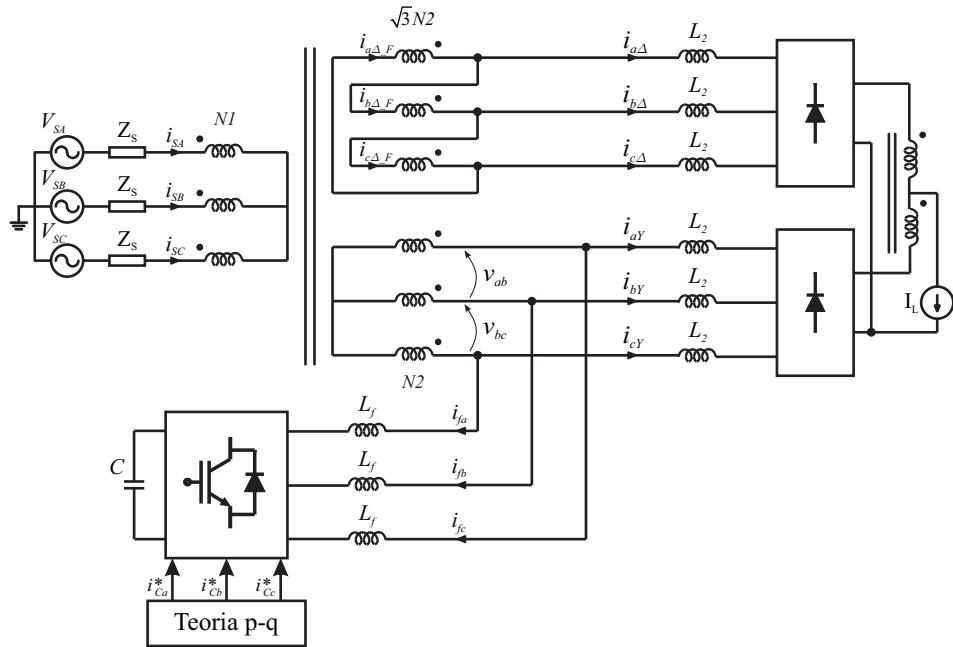


Figura 1: Retificador 12 pulsos com filtro ativo conectado em paralelo.

elétrica em relação à corrente de carga, menor será a distorção causada no PCC.

A distorção harmônica máxima de corrente permitida por cada nível de curto-circuito é definida pela Distorção Total da Corrente Demandada (TDD - Total Demand Distortion). A Tabela I expõem as harmônicas de corrente no PCC para a faixa de tensão de 120V à 69kV.

Tabela I: Limites de distorção de corrente para sistema entre 120V e 69kV [5].

Máxima distorção harmônica em porcentagem de $I_L$					
Ordem de cada harmônica (harmônicas ímpares) <sup>a,b</sup>					
$I_{CC}/I_L$	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$
$< 20^c$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0
$> 1000$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4

<sup>a</sup>Harmônicas pares são limitadas à 25% dos limites das harmônicas ímpares acima.

<sup>b</sup>Distorções harmônicas que resultam em sinal CC não são permitidos.

<sup>c</sup>Todo equipamento de geração de energia é limitado à esses valores de distorção, onde,

$I_{CC}$  = máxima corrente de curto-circuito no PCC

$I_L$  = máxima demanda de corrente (na frequência fundamental) no PCC sob condições normais de carga.

Para uma impedância da rede elétrica de distribuição de  $I_{CC}/I_L < 20$ , obteve-se as correntes de linha da alimentação trifásica  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$ , conforme a Figura 2. A FFT das correntes também é mostrada na Figura 2 e pode ser comparada aos limites recomendados pela norma. Nota-se, um sistema que não obedece os limites de harmônicas de corrente, havendo uma TDD de 8,85%, acima dos 5% permitidos para o nível de curto circuito.

O sistema mostrou ter um elevado fator de potência  $FP = 0,983$ , obedecendo as normas brasileiras. Em relação aos limites de harmônicas de tensão, a taxa de distorção é  $THD = 5,59\%$ , abaixo dos 8% permitidos pelo PRODIST-8.

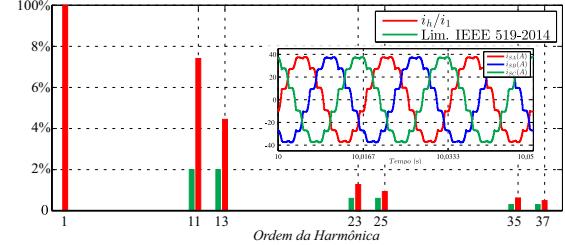


Figura 2: Correntes de linha da rede elétrica de distribuição  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$ , respectivas FFT e limites recomendados pela IEEE 519-2014.

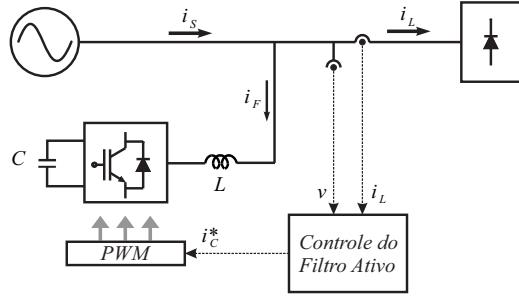
#### IV. FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA

Comparado com os tradicionais filtros robustos passivos LCR, os filtros ativos possuem volume reduzido, flexibilidade às variações paramétricas, melhor desempenho e podem, assim como os LCR, corrigir o fator de potência [14] [15].

Usualmente implementados através de um inversor do tipo fonte de tensão (VSI - Voltage Source Inverter), os FAPs são conectados ao sistema de forma paralela, série ou série-paralelo. Ainda, podem ser associados filtros passivos e filtros ativos de potência, as chamadas topologias híbridas.

Os FAPs conectados em paralelo operam com característica de fonte de corrente. O seu objetivo é gerar uma corrente  $i_F$  tal que, quando somada à corrente de carga  $i_L$ , resulte em uma corrente da fonte de alimentação  $i_S$ , conforme determinado no algoritmo de geração de referência. Por exemplo, gerar  $i_L$  puramente senoidal. Ainda, idealmente o FAP deve ser capaz de ter uma resposta tal que  $i_L = i_C^*$ . A Figura 3 mostra a configuração básica de um filtro ativo paralelo.

Figura 3: Configuração básica de um FAP conectado em paralelo [15].



Entre as estratégias para a correta determinação dos sinal de compensação das harmônicas pelo FAP, destaca-se no domínio do tempo a teoria  $p$ - $q$ , o sistema de eixos de referência síncrona  $d$ - $q$  e o método do filtro *notch*, enquanto os métodos baseados no domínio da frequência são baseados na Transformada de Fourier [16].

A teoria da potência instantânea (teoria  $p$ - $q$ ) é válida em regime permanente e em transitórios, não havendo restrições para as formas de onda das tensões e correntes [17] [7].

As correntes e tensões são transformadas de  $abc$  para  $\alpha\beta0$  através da Transformada de Clarke. O diagrama da Figura 4 apresenta o cálculo realizado para determinação das correntes de compensação.

#### A. Detector de sequência positiva

As tensões na carga, quando distorcidas, são compostas basicamente pela componente fundamental de sequência positiva  $V_{+1}$ , somadas às componentes de sequência negativa e zero, além de possíveis harmônicas. Assim, para obtenção de  $V_{+1}$ , o circuito de sincronismo (*PLL - Phase-Locked Loop*) é usado.

O circuito do PLL detecta, de forma contínua, o ângulo e a frequência fundamental das tensões do sistema, mesmo sob alto conteúdo harmônico e desbalanço. Nesse caso, o circuito detector de sequência positiva utiliza apenas a frequência fundamental do sistema. O seu funcionamento é apresentado por [18].

As correntes  $i'_\alpha$  e  $i'_\beta$  contém apenas a componente fundamental de sequência positiva  $I_{+1}$ , oriunda do PLL e com magnitude unitária. A Figura 4 apresenta o circuito que utiliza  $i'_\alpha$  e  $i'_\beta$  na obtenção da componente fundamental de sequência positiva das tensões.

Primeiramente, calculam-se as potências instantâneas auxiliares  $p'$  e  $q'$  através das correntes auxiliares e das tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ .

A componente média da potência  $\bar{p}'$  e  $\bar{q}'$  são obtidas utilizando-se um filtro passa-baixas Butterworth de 5<sup>a</sup> ordem com frequência de corte em 60 Hz [15]. A partir de  $\bar{p}'$  e  $\bar{q}'$  são calculadas as tensões  $v'_\alpha$  e  $v'_\beta$  auxiliares.

### *B. Medição das correntes*

O FAP pode ser conectado no primário ou no secundário do transformador. O enrolamento secundário é escolhido por

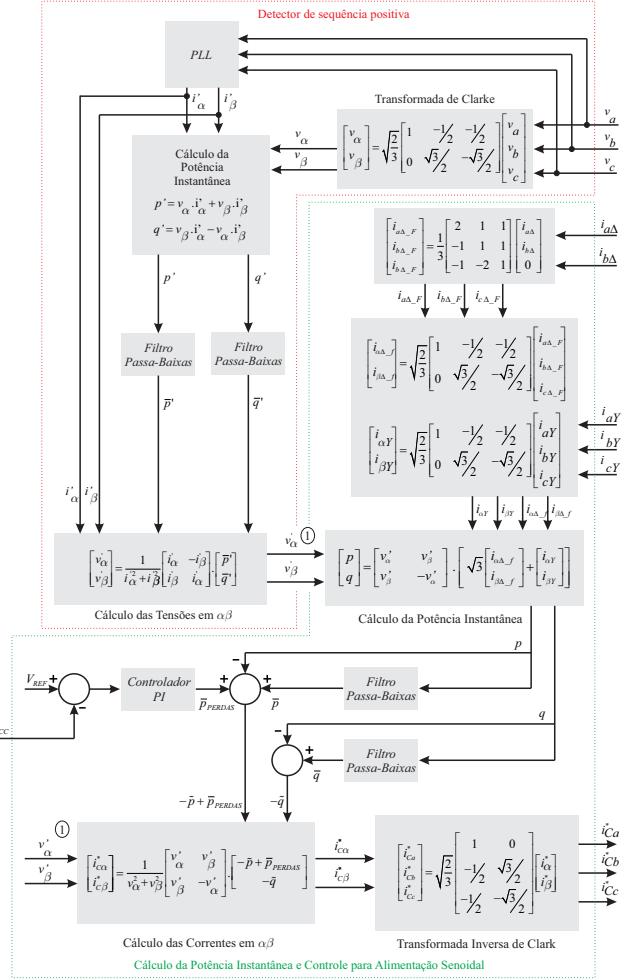


Figura 4: Princípio básico da compensação trifásica de corrente [15].

possuir uma tensão menor e facilitar a escolha dos interruptores.

1) *Correntes de fase no secundário conectado em  $\Delta$ :* As correntes de fase do transformador conectado em delta  $i_{A\Delta\_F}$ ,  $i_{B\Delta\_F}$  e  $i_{C\Delta\_F}$  são determinadas a partir da análise do supernó no secundário em  $\Delta$  a partir de:

$$\begin{aligned} i_{a\Delta} &= i_{a\Delta\_F} - i_{b\Delta\_F} \\ i_{b\Delta} &= i_{b\Delta\_F} - i_{c\Delta\_F} \\ i_{a\Delta} + i_{b\Delta} + i_{c\Delta} &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

em que,  $i_{a\Delta}$ ,  $i_{b\Delta}$  e  $i_{c\Delta}$  são as correntes de linha do secundário conectado em delta.

Logo, organizando (1), tem-se a forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_a \Delta_F \\ i_b \Delta_F \\ i_c \Delta_F \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \Delta \\ i_b \Delta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

As correntes de fase e de linha do lado  $Y$  serão iguais a  $i_{AY}$ ,  $i_{BY}$  e  $i_{CY}$ . Dessa forma, analisando o circuito, determina-se

as correntes de fase da alimentação sistema em média tensão  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$ :

$$\begin{aligned} N1.i_{SA} &= \sqrt{3}.N2.i_{a\Delta\_F} + N2.i_{aY} \\ N1.i_{SB} &= \sqrt{3}.N2.i_{b\Delta\_F} + N2.i_{bY} \\ N1.i_{SC} &= \sqrt{3}.N2.i_{c\Delta\_F} + N2.i_{cY} \end{aligned} \quad (3)$$

em que,  $N1$  é número de espiras do primário e  $N2$  o número de espiras do secundário.

Observando-se (3) o secundário conectado em delta contém um fator multiplicador referente ao número de espiras  $N2$ ,  $\sqrt{3}$ . Dessa forma, o módulo das tensões dos secundários serão iguais. Reescrevendo-se (3) na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{SC} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \frac{N2}{N1} \begin{bmatrix} i_{a\Delta\_F} \\ i_{b\Delta\_F} \\ i_{c\Delta\_F} \end{bmatrix} + \frac{N2}{N1} \begin{bmatrix} i_{aY} \\ i_{bY} \\ i_{cY} \end{bmatrix} \quad (4)$$

e utilizando a Transformada de Clarke em (4), tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \frac{N2}{N1} \begin{bmatrix} i_{\alpha\Delta\_F} \\ i_{\beta\Delta\_F} \end{bmatrix} + \frac{N2}{N1} \begin{bmatrix} i_{\alpha Y} \\ i_{\beta Y} \end{bmatrix} \quad (5)$$

### C. Uso da teoria p-q para determinação das correntes de compensação

A potência real instantânea  $p$  e a potência imaginária  $q$  são determinadas por:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Pela relação de transformação, tem-se as tensões do secundário em  $Y$ ,  $v_{\alpha\_Y}$  e  $v_{\beta\_Y}$ , relacionadas com as do primário em  $Y$ ,  $v_{S\alpha}$  e  $v_{S\beta}$ :

$$\begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{N1}{N2} \begin{bmatrix} v_{\alpha\_Y} \\ v_{\beta\_Y} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Substituindo-se as tensões e correntes do primário  $v_{S\alpha}$ ,  $v_{S\beta}$ ,  $i_{S\alpha}$  e  $i_{S\beta}$  em (6), tem-se a potência  $p$ :

$$p = \frac{N1}{N2} \begin{bmatrix} v_{\alpha\_Y} & v_{\beta\_Y} \end{bmatrix} \left( \sqrt{3} \frac{N2}{N1} \begin{bmatrix} i_{\alpha\Delta\_F} \\ i_{\beta\Delta\_F} \end{bmatrix} + \frac{N2}{N1} \begin{bmatrix} i_{\alpha Y} \\ i_{\beta Y} \end{bmatrix} \right) \quad (8)$$

simplificando:

$$p = \begin{bmatrix} v_{\alpha\_Y} & v_{\beta\_Y} \end{bmatrix} \left( \sqrt{3} \begin{bmatrix} i_{\alpha\Delta\_F} \\ i_{\beta\Delta\_F} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha Y} \\ i_{\beta Y} \end{bmatrix} \right) \quad (9)$$

De forma análoga, é possível obter a potência imaginária instantânea  $q$ :

$$q = \begin{bmatrix} v_{\beta\_Y} & -v_{\alpha\_Y} \end{bmatrix} \left( \sqrt{3} \begin{bmatrix} i_{\alpha\Delta\_F} \\ i_{\beta\Delta\_F} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha Y} \\ i_{\beta Y} \end{bmatrix} \right) \quad (10)$$

Portanto, potência instantânea total do sistema, pelo lado do secundário, é:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha\_Y} & v_{\beta\_Y} \\ v_{\beta\_Y} & -v_{\alpha\_Y} \end{bmatrix} \cdot \left[ \sqrt{3} \begin{bmatrix} i_{\alpha\Delta\_F} \\ i_{\beta\Delta\_F} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha Y} \\ i_{\beta Y} \end{bmatrix} \right] \quad (11)$$

Portanto, seleciona-se as parcelas de potência que serão compensadas de forma seletiva [19]. A seleção das potências

$p$  e  $q$  da carga apresentam um valor médio somado às componentes oscilantes, podendo ser expressas por:

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (12)$$

em que,  $\bar{p}$  e  $\tilde{p}$  representam, respectivamente, a parte média e oscilante de  $p$ , enquanto  $\bar{q}$  e  $\tilde{q}$  são, respectivamente, a parte média e oscilante de  $q$  [15].

O valor médio da potência  $\bar{p}$  representa a energia da fonte entregue à carga. A potência média  $\bar{q}$  corresponde à potência reativa convencional, não contribuindo para a transferência de energia. A parcela de potência  $\tilde{p}$  representa o fluxo de energia oscilante por unidade de tempo, sendo seu valor médio nulo e, portanto, também não contribui efetivamente para o fluxo de potência entre a fonte e a carga. A componente oscilante  $\tilde{q}$  corresponde à potência que está sendo trocada entre as fases. Além disso, as parcelas  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  são relacionadas à presença das harmônicas na carga.

O retificador de 12 pulsos possui um fator de potência elevado, não sendo necessário sua correção. Dessa forma, a parte reativa  $\bar{q}$  não precisa ser compensada, apenas a parte oscilatória  $\tilde{q}$ .

A separação das parcelas das potências médias ( $\bar{p}$  e  $\bar{q}$ ) e das oscilantes ( $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$ ) é realizada através de um filtro passa-baixas, da mesma forma que para o detector de sequência positiva.

A potência oscilante a ser compensada é obtida por  $-\tilde{p} = \bar{p} - p$ , sendo para  $-\tilde{q}$  análogo. A parcela de potência  $\bar{p}_{PERDAS}$  corrige pequenos erros causados pelo controle, pelas perdas de comutação e pelas perdas ôhmicas do inversor.

Comprovou-se a igualdade da potência instantânea no lado de alta tensão (AT) e baixa tensão (BT), validando (11), conforme Figuras 5a e 5b.

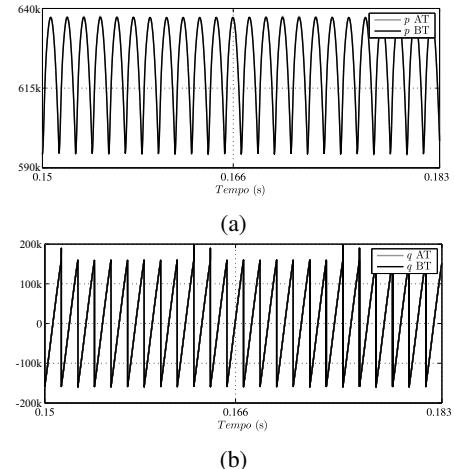


Figura 5: (a) potência real instantânea  $p$  e (b) potência imaginária instantânea  $q$  calculadas na AT e BT

## V. CIRCUITO DE POTÊNCIA DO FAP PARALELO

A tensão  $v_{CC}$  do barramento CC do inversor de frequência deve obedecer a relação:

$$v_{CC} \geq \frac{3}{2} \sqrt{2} V_{abY} \quad (13)$$

Logo, sendo  $V_{abY}$  460V, optou-se por uma tensão de barramento de 1200Vcc. O capacitor  $C$  é determinado de acordo com [20] e o indutor  $L_f$  é determinado conforme [21].

1) *Regulação do barramento CC*: O FAP utiliza uma parcela da potência ativa da rede para compensar perdas de chaveamento e de condução ( $\bar{p}_{PERDAS}$ ), e flutuações na tensão do barramento. Um controlador PI é utilizado para manter  $v_{CC}$  constante. Caso  $v_{CC} > v_{REF}$ , o fluxo de energia será do FAP para a rede CA, descarregando o capacitor  $C$ . Por outro lado, quando  $v_{CC} < v_{REF}$  o erro será positivo e o FAP absorverá energia da rede CA.

$$PI_{v_{CC}} = 20 + \frac{377}{s} \quad (14)$$

## VI. CONTROLE DE CORRENTE PWM

Nesse caso, Figura 6, o controlador proporcional  $k_p = 0,1$  é utilizado. A frequência de comutação é 15kHz.

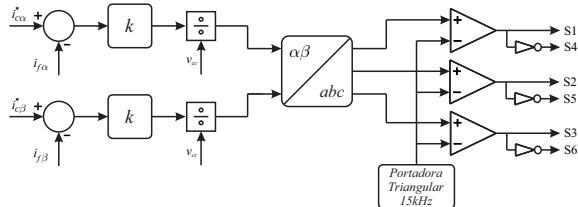


Figura 6: Controle de corrente PWM para o FAP.

## VII. RESULTADOS

O funcionamento do filtro ativo foi comprovado por simulação, considerando os valores da Tabela II. Dois casos foram analisados para atender a norma IEEE 519-2014:  $I_{CC}/I_L < 20$ , pior caso, equivalente a uma rede fraca;  $I_{CC}/I_L > 1000$ , melhor caso, equivalente a uma rede forte. Em ambos os casos considerou-se  $X/R = 2$ .

Tabela II: Parâmetros utilizados na simulação.

Descrição	Valores
Tensão de linha eficaz no primário	13,8 kV
Tensão de linha eficaz nos secundários	460 V
Relação de Transformação ( $N_p/N_s$ )	30
Corrente de magnetização	1,2%
Indutância enrolamento transformador de interfase	766 uH
Indutância da entrada retificadora ( $L_2$ )	10uH
Indutância de saída do FAP ( $L_f$ )	420uH
Capacitância do barramento CC do FAP ( $C$ )	2mF
$I_{CC}/I_L < 20$	$6,9 + j13,8 \Omega$
$I_{CC}/I_L > 1000$	$0,138 + j0,275 \Omega$

### A. Caso 1: $I_{CC}/I_L < 20$

A utilização do FAP torna-se necessária a partir de 240kW de carga. Ao conectar o FAP, com uma carga de 240kW, a TDD passa de  $TDD = 10,65\%$  para  $1,55\%$ , conforme mostrada na Figura 7. Nesse caso, os limites da IEEE 519-2014 são respeitados. O funcionamento do controlador da tensão  $V_{cc}$  é verificado na Figura 8. A dinâmica de variação da tensão é lenta frente à frequência de 60Hz da rede pública de

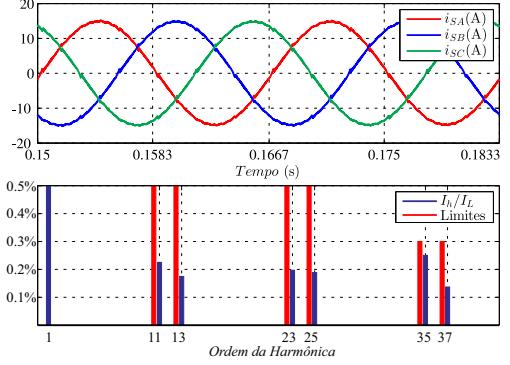


Figura 7: Correntes de alimentação  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$  e taxas de distorção harmônica individual para 240 kW com atuação do FAP.

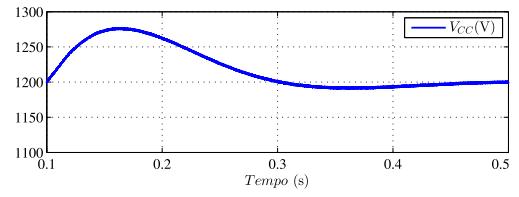


Figura 8: Tensão no barramento CC do FAP.

distribuição, apresentando uma máxima tensão de barramento igual a 1275V. Para uma carga de 600kW, sem o FAP, a taxa de distorção é igual a  $TDD = 7,96\%$ . A inserção do FAP reduz a TDD para  $TDD = 1,1\%$ . Conforme a Figura 9, as componentes harmônicas dentro do limites da IEEE 519-2014. Para 600kW, a tensão no barramento CC do FAP apresenta uma máxima de 1270V, próximo ao da Figura 8.

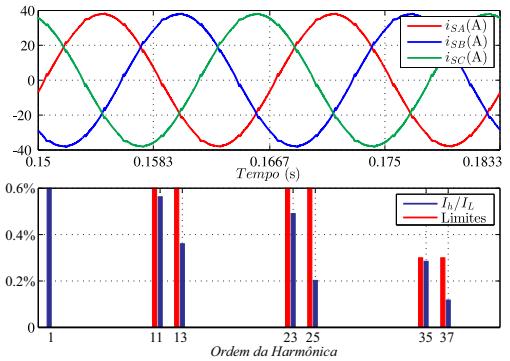


Figura 9: Correntes de alimentação  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$  e taxas de distorção harmônica individual para 600 kW com a atuação do FAP.

### B. Caso 2: $I_{CC}/I_L > 1000$

O retificador operando a uma potência de 540kW apresenta as correntes de entrada  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$ , sem atuação do FAP, conforme a Figura 10. Para esse caso, a TDD é  $10,27\%$  e somente a 11ª harmônica se mostra fora dos limites impostos pela IEEE 519-2014.

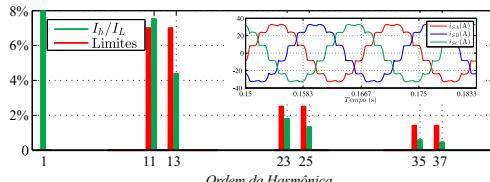


Figura 10: Correntes de alimentação  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$  para 540 kW sem atuação do FAP e taxas de distorções harmônicas individuais.

Ao ser conectado o FAP, a TDD reduziu-se para  $TDD = 1,74\%$ , respeitando os limites da IEEE 519-2014. A Figura 11 apresenta as correntes de alimentação  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$  e a FFT. A tensão do barramento CC manteve-se controlada, com pico igual a 1280V.

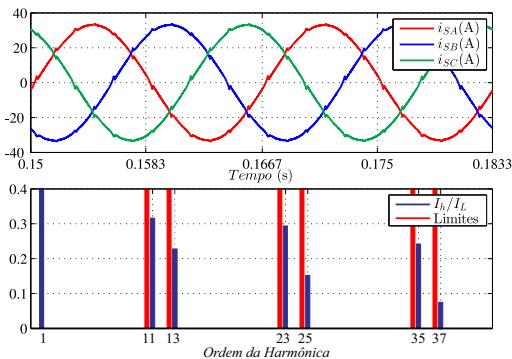


Figura 11: (a) Correntes de alimentação  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  e  $i_{SC}$  para 540 kW com atuação do FAP e (b) taxas de distorções harmônicas individuais.

Com a estação operando em 600kW, em uma rede de alimentação forte, a TDD é 9,97%. Neste caso, apenas a 11<sup>a</sup> harmônica de corrente está fora dos limites. Ao ser conectado o FAP, a TDD passa a ser igual a 1,81%. A tensão do barramento  $V_{cc}$  possui valor máximo 1285V. Dessa forma, percebe-se em ambas as cargas, em um nível de curto-circuito  $I_{CC}/I_L > 1000$ , a utilização do FAP condiciona o sistema aos limites da IEEE 519-2014.

### VIII. CONCLUSÃO

Retificadores multipulsos eliminam grande parte das harmônicas de corrente, embora é necessário uso de filtros para adequação de algumas componentes harmônicas de corrente. O método de cálculo das correntes apresentado nesse trabalho, facilita a medição e possibilita o conversor de ser conectado no lado de baixa tensão do transformador, enquanto as correntes harmônicas do lado de média tensão são mitigadas. Redes de distribuição fracas exigem uma maior atuação do filtro ativo, o qual condicionou as componentes harmônicas de tensão dentro dos limites impostos pela IEEE 519-2014. Mesmo no caso de uma rede mais fraca, o filtro ativo apresentou um bom desempenho, condicionando as correntes dentro do exigido.

### REFERÊNCIAS

- [1] L. de Oliveira. (2016) Salão de paris retoma foco em carro elétrico após escândalo do diesel. G1. [Online]. Available: <http://g1.globo.com/carros/salao-de-paris/2016/noticia/2016/09/salao-de-paris-retoma-foco-em-carro-eletrico-apos-escandalo-do-diesel.html>
- [2] D. Dias. (2016) Alemanha quer proibir carros a combustão até 2030. Quatro Rodas. [Online]. Available: <https://quatrorodas.abril.com.br/noticias/alemanha-quer-proibir-carros-a-combustao-ate-2030/#>
- [3] J. Snyder, D. Chang, D. Erstad, E. Lin, A. F. Rice, C. T. Goh, and A.-A. A. Tsao, *Financial Viability Of Non-Residential Electric Vehicle Charging Stations*. California: UCLA Anderson School of Management, 2012.
- [4] G. Balen, A. R. Reis, H. Pinheiro, and L. Schuch, “Modeling and control of interleaved buck converter for electric vehicle fast chargers,” in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Nov 2017, pp. 1–6.
- [5] “Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, June 2014.
- [6] *Instalações Elétricas de Baixa Tensão*, Schneider Electric, 2003.
- [7] E. H. Watanabe, H. Akagi, and M. Arede, “Instantaneous p-q power theory for compensating nonsinusoidal systems,” in *2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, June 2008, pp. 1–10.
- [8] A. F. Neto, “Filtros ativos paralelos aplicados a sistemas elétricos trifásicos a quatro fios,” Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2009.
- [9] J. A. Pomilio, *Retificadores Não-Controlados e Fator de Potência*, Campinas, 2005.
- [10] I. Barbi, *Eletrônica de Potência*, ser. 6. ed., 2005.
- [11] F. Meng, L. Gao, S. Yang, and W. Yang, “Effect of phase-shift angle on a delta-connected autotransformer applied to a 12-pulse rectifier,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4678–4690, Aug 2015.
- [12] P. d. S. Oliveira, R. C. Fernandes, and F. J. A. M. d. Seixas, “Família de retificadores multipulsos com topologias diferenciais de transformadores,” *Sba Controle Automação Sociedade Brasileira de Automática*, vol. 22, pp. 23 – 38, 02 2011.
- [13] A. H. Moore, “Application of power capacitors to electrochemical rectifier systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-13, no. 5, pp. 399–406, Sept 1977.
- [14] M. Stefanello, R. Z. Scapini, and H. A. Gründling, “Filtro ativo de potência série - paralelo,” *SEPOC 2010*, p. 12, 2010.
- [15] H. Akagi, E. Watanabe, and M. Arede, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, ser. IEEE Press Series on Power Engineering. Wiley, 2007.
- [16] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, Oct 1999.
- [17] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.
- [18] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa Jr., and M. Arede, “Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, Dec 2006.
- [19] E. V. Salgado, “Estudo comparativo de teorias de potências instantâneas e aplicações em filtros ativos,” Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2005.
- [20] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, “Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 3, pp. 460–465, May 1986.
- [21] A. Chaoui, J. P. Gaubert, F. Krim, and L. Rambault, “On the design of shunt active filter for improving power quality,” in *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, June 2008, pp. 31–37.