

HARMÔNICOS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA: CAUSAS, ANÁLISES E SOLUÇÃO

Sergio Luis Varricchio^a Erick da Silva Delvizio^{b,c} Luis Fernando Coutinho^b

^aDRE, Departamento de Redes Elétricas, CEPEL – Centro de Pesquisa de Energia Elétrica, Avenida Horácio Macedo, n° 354, Cidade Universitária, Ilha do Fundão, 21941-911, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, <http://www.cepel.br>

^bCEC, Centro de Engenharia e Computação, UCP - Universidade Católica de Petrópolis, Rua Barão do Amazonas, 124, Centro, 25.685-070, Petrópolis, RJ, Brazil, <http://www.ucp.br>

^cDIENG, Divisão de Engenharia e Manutenção, INPI – Instituto Nacional da Propriedade Industrial, Rua Mayrink Veiga, n° 9, Centro, Rio de Janeiro/RJ, 20090-910, <http://www.inpi.gov.br>

Palavras Chave: Harmônicos, Sistemas de Potência, Ressonâncias, Filtros, Modelagem.

Resumo. Neste artigo diversos conceitos fundamentais sobre harmônicos em sistemas elétricos de potência são estabelecidos. Estes conceitos são desenvolvidos com o auxílio de um sistema simples, contendo uma carga não-linear geradora de harmônicos, e com a utilização dos programas computacionais PSCAD e HarmZs do CEPEL. O programa PSCAD é utilizado para modelar o sistema no domínio do tempo e o HarmZs para modelá-lo no domínio da frequência. A equivalência entre as modelagens é estabelecida por meio da série de Fourier.

1 INTRODUÇÃO

A proliferação de cargas não lineares nos sistemas elétricos de potência, incluindo o Sistema Interligado Nacional (SIN), é um problema de crescente gravidade e preocupação, que pode afetar o desempenho de diversos equipamentos. Por este motivo, a importância dada a qualidade de energia elétrica têm aumentado em todo o mundo. No Brasil, esta importância pode ser verificada pelos estudos obrigatórios envolvendo harmônicos e cintilação luminosa (“flicker”) impostos pelo Operador Nacional do Sistema (ONS) aos novos acessantes do SIN [1].

Desta forma, é de grande importância se formar engenheiros com, pelo menos, conhecimentos básicos sobre qualidade de energia. Assim, este artigo pretende ser uma contribuição para o entendimento de conceitos básicos sobre harmônicos em sistemas de potência. Estes conceitos são estabelecidos com o auxílio de um sistema simples, contendo um reator controlado a tiristores (RCT) (carga não linear), e dos programas PSCAD [2] e HarmZs [3] do CEPEL. O programa PSCAD é utilizado para modelar o sistema no domínio do tempo e o HarmZs para modelá-lo no domínio da frequência. A equivalência entre as modelagens é estabelecida por meio da série de Fourier.

2 METODOLOGIAS CONVENCIONAIS PARA ANÁLISE HARMÔNICA

As metodologias convencionais para análises de comportamento harmônico de sistemas de potência podem ser divididas em dois grupos, de acordo com a modelagem adotada para a rede elétrica:

1. Domínio do tempo.
2. Domínio da frequência.

Como exemplo de ferramentas computacionais que pertencem ao grupo 1, pode-se citar os programas EMTP, ATP, PSCAD, etc., que são baseados na integração trapezoidal das equações dos elementos de rede escritas no domínio do tempo. Como exemplo de metodologia no domínio da frequência pode-se citar o método de injeção de corrente, implementado no programa HarmZs. A equivalência entre os dois métodos pode ser verificada com o auxílio do circuito mostrado na Figura 2.1. Este circuito contém um reator controlado a tiristores que fazem com que o reator conduza corrente em intervalos de tempo. O comprimento destes intervalos é determinado pelo ângulo de disparo (α) dos tiristores, medido, neste caso, a partir do cruzamento da tensão da barra 2 por zero. A fonte de tensão v_f em série com a impedância $R_{12} + j\omega L_{12}$ pode ser considerada como o equivalente de Thévenin de um sistema de potência.

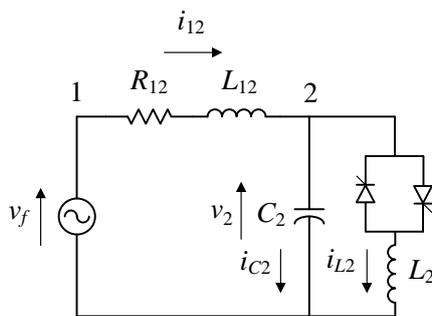


Figura 2.1: Circuito com RCT

2.1 ANÁLISE NO DOMÍNIO DO TEMPO

O circuito mostrado na Figura 2.1 foi modelado no programa PSCAD com os valores dos parâmetros listados na Tabela 2.1. A fonte de tensão é dada pela seguinte expressão:

$$v_f = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} 500 \sin(\omega t) \text{ kV} \quad (2.1)$$

Tabela 2.1: Valores dos parâmetros utilizados na modelagem do circuito com RCT

Componente	Valor
R_{12}	70.796 Ω
L_{12}	0.93816 H
C_2	0.3 μF
L_2	11.727 H
α	100°
Δt	10 μs

Nas figuras a seguir estão mostradas as curvas de tensão e correntes do circuito mostrado na Figura 2.1, no intervalo de tempo de 0 a 0.2s.

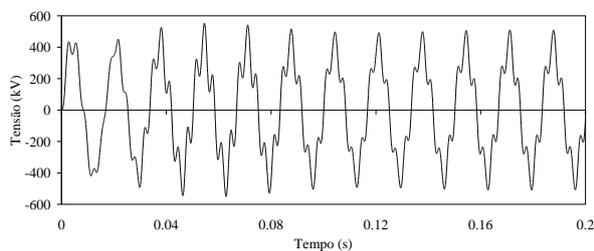


Figura 2.2: Tensão v_2

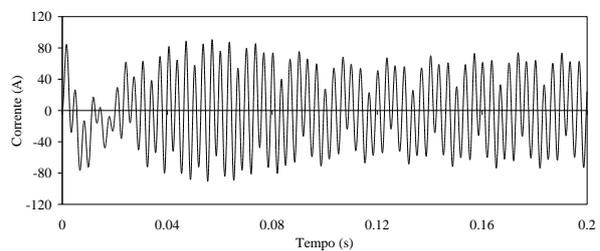


Figura 2.3: Corrente i_{12}

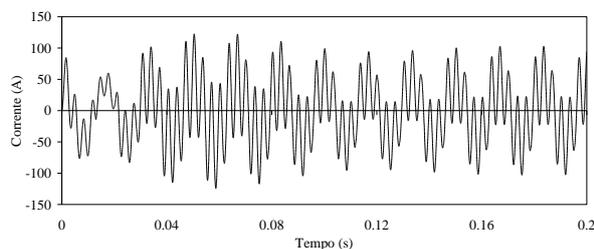


Figura 2.4: Corrente i_{c2}

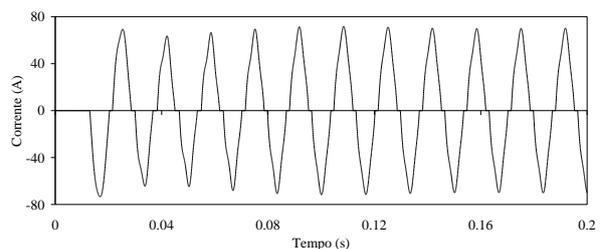


Figura 2.5: Corrente i_{l2}

De modo a se ter uma melhor visualização do regime permanente do sistema mostrado na Figura 2.1, as curvas de corrente e tensão no RCT foram, agora, traçadas no intervalo de tempo de 5 s a 5.1 s, conforme mostrado nas figuras a seguir.

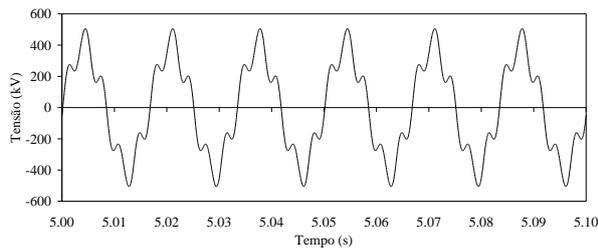


Figura 2.6: Tensão v_2 - Regime permanente

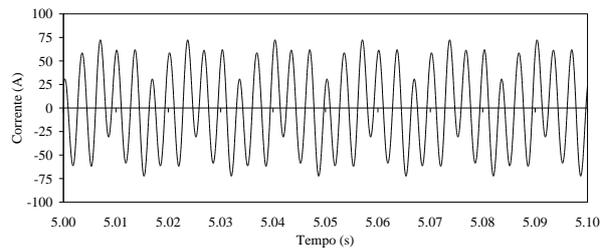


Figura 2.7: Corrente i_{12} - Regime Permanente

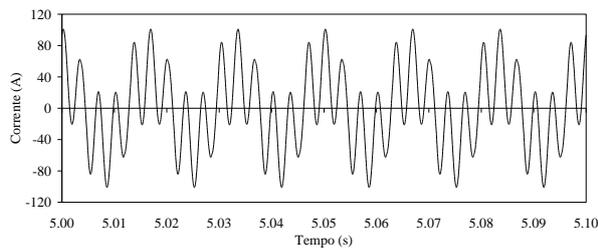


Figura 2.8: Corrente i_{C2} - Regime permanente

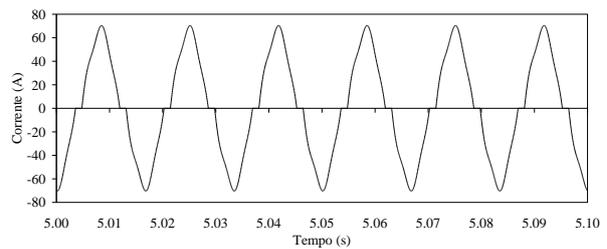


Figura 2.9: Corrente i_{L2} - Regime permanente

Devido à natureza periódica destas curvas, as mesmas podem ser decompostas em termos de séries de Fourier, como será visto no item a seguir.

2.1.1 SÉRIE DE FOURIER

Seja $f(t)$ uma função periódica do tempo t de período T . A expansão em série de Fourier desta função é dada por [4]:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} D_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (2.2)$$

onde

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (2.3)$$

Os coeficientes da série de Fourier são dados por:

$$D_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.4)$$

$$\phi_n = -\text{atan}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (2.5)$$

sendo:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (2.6)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \text{sen}(n\omega_0 t) dt \quad (2.7)$$

Fazendo $n = 0$ em (2.6), obtém-se:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.8)$$

Verifica-se, portanto, que $a_0/2$ é igual ao valor médio da função $f(t)$.

O n -ésimo harmônico, $f_n(t)$, da função $f(t)$ é definido por:

$$f_n(t) = D_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (2.9)$$

O primeiro harmônico ($n = 1$) de $f(t)$ é também conhecido como componente fundamental. É interessante observar que o valor eficaz do n -ésimo harmônico é dado por:

$$D_{n(\text{eficaz})} = \frac{D_n}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}} \quad (2.10)$$

Para o cálculo das séries de Fourier das correntes e tensão do circuito mostrado na Figura 2.1, selecionou-se o último período das curvas mostradas na Figura 2.6, Figura 2.7, Figura 2.8 e Figura 2.9. Estes períodos estão mostrados nas figuras a seguir.

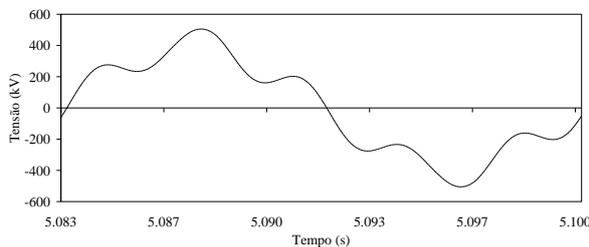


Figura 2.10: Tensão v_2 – Último período

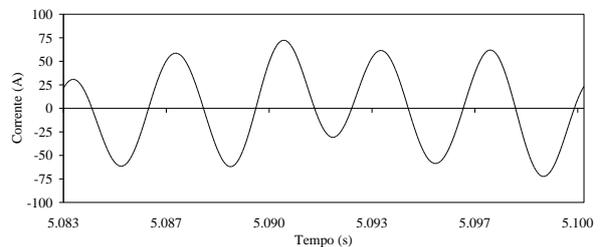


Figura 2.11: Corrente i_{12} – Último período

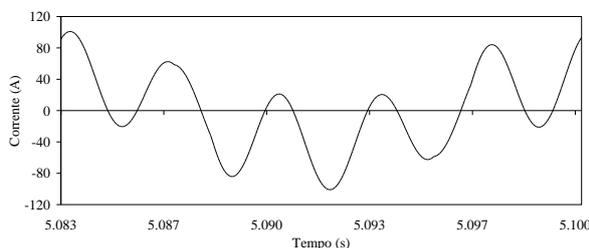


Figura 2.12: Corrente i_{c2} – Último período

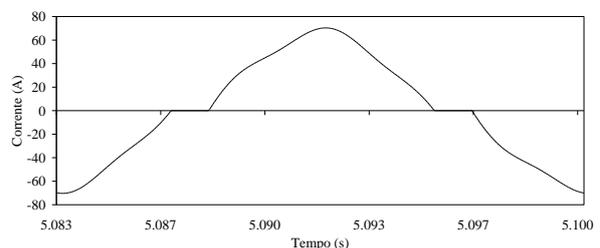


Figura 2.13: Corrente i_{l2} – Último período

Utilizando um programa desenvolvido em Matlab, calcularam-se os módulos e ângulos dos fasores harmônicos (até o 15º) das curvas de corrente e tensão do RCT. Estes valores estão mostrados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Módulo (valor eficaz) e ângulo dos fasores harmônicos de tensão e corrente

n	v ₂		i ₁₂		i _{C2}		i _{L2}	
	D _n (kV)	φ _n (graus)	D _n (A)	φ _n (graus)	D _n (A)	φ _n (graus)	D _n (A)	φ _n (graus)
1	284.87	-89.880	10.687	-177.63	32.218	0.12030	42.899	-179.32
3	9.9274	81.678	9.3344	175.50	3.3687	171.70	5.9773	177.64
5	70.653	-122.16	39.920	-29.870	39.952	-32.160	1.5967	60.114
7	5.6507	-95.725	2.2806	-4.0783	4.4713	-5.7274	2.1927	172.56
9	1.6517	80.076	0.51763	171.20	1.6737	169.85	1.1563	-10.752
11	0.56480	-104.05	0.14510	-14.131	0.6979	-16.142	0.55295	163.33
13	0.13243	68.629	0.032130	149.87	0.23270	144.09	0.20074	-36.834
15	0.07105 5	68.188	0.014030	-115.26	0.13719	-105.40	0.12340	75.720

2.2 ANÁLISE DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

As componentes harmônicas de tensão e corrente, obtidas anteriormente resolvendo o circuito mostrado na Figura 2.1 no domínio do tempo, podem, também, serem determinadas resolvendo o circuito equivalente mostrado na Figura 2.14 no domínio da frequência.

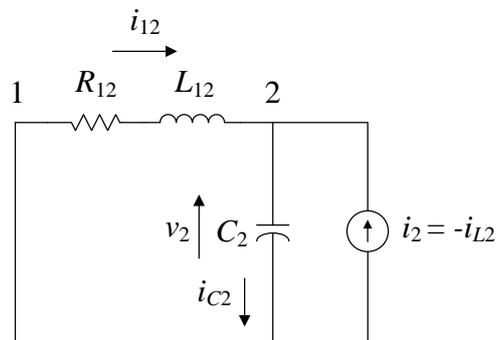


Figura 2.14: Circuito harmônico equivalente

Este circuito é construído considerando os componentes lineares do circuito original, mostrado na Figura 2.1. O componente não-linear (RCT) é substituído por uma fonte de corrente com o mesmo conteúdo harmônico da corrente do RCT (i_{L2}), com a devida inversão de sinal. Uma vez que a fonte de tensão é não-nula apenas para 60 Hz, a mesma representa um curto-circuito para as demais frequências harmônicas.

A impedância vista dos terminais da fonte i_2 , ou seja, vista do nó 2 (impedância nodal) é dada por:

$$z_2(j\omega) = \frac{1}{y_2(j\omega)} \quad (2.11)$$

sendo

$$y_2(j\omega) = \frac{1}{z_{12}(j\omega)} + \frac{1}{z_{C2}(j\omega)} \quad (2.12)$$

$$z_{12}(j\omega) = R_{12} + j \omega L_{12} \quad (2.13)$$

$$z_{C2}(j\omega) = \frac{-j}{\omega C_2} \quad (2.14)$$

Deve-se observar que para redes de grande porte, não é possível a determinação analítica das diversas impedâncias nodais. Neste caso, programas convencionais de análise harmônica montam a matriz de admitâncias nodais e, por meio de sua inversão, obtém-se a matriz de impedâncias nodais.

A tensão e as correntes do circuito podem, então, serem determinadas para qualquer frequência de interesse, ou seja:

$$v_2(j\omega) = z_2(j\omega) i_2(j\omega) \quad (2.15)$$

$$i_{C2}(j\omega) = \frac{v_2(j\omega)}{z_{C2}(j\omega)} \quad (2.16)$$

$$i_{12}(j\omega) = -\frac{v_2(j\omega)}{z_{12}(j\omega)} \quad (2.17)$$

A distorção individual do harmônico n na barra k é definida como um valor percentual da tensão base da barra k , ou seja:

$$d_k^n = \frac{|v_k(j n \omega_0)|}{v_{k(\text{base})}} \times 100 \% , \quad n = 2, 3, \dots, n_{\text{max}} \quad (2.18)$$

sendo:

- n → Ordem harmônica.
- n_{max} → Número total de harmônicos considerados.
- ω_0 → Frequência fundamental em rad/s.
- $|v_k(j n \omega_0)|$ → Módulo da tensão harmônica de ordem n na barra k .
- $v_{k(\text{base})}$ → Tensão base da barra k .

A Equação (2.18) pode ser escrita de forma mais simplificada como:

$$d_k^n = \frac{|v_k^n|}{v_{k(\text{base})}} \times 100 \% , \quad n = 2, 3, \dots, n_{\text{max}} \quad (2.19)$$

Para o caso da barra 2 do circuito mostrado na Figura 2.14, tem-se:

$$d_2^n = \frac{|v_2^n|}{v_{2(\text{base})}} \times 100 \% , \quad n = 2, 3, \dots, n_{\text{max}} \quad (2.20)$$

sendo

$$v_{k(\text{base})} = \frac{500}{\sqrt{3}} = 288.68 \text{ kV} \quad (2.21)$$

Nos gráficos das figuras a seguir, os resultados obtidos por este método são comparados com os obtidos pela integração numérica das equações dos elementos de rede escritas no domínio do tempo.

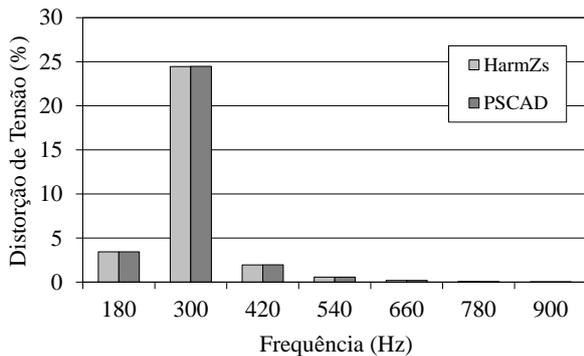


Figura 2.15: Distorção de tensão

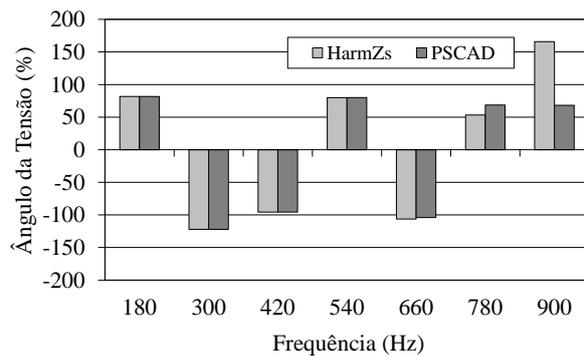


Figura 2.16: Ângulo da tensão v₂

A distorção harmônica total de tensão em uma barra *k* do sistema é definida por:

$$DHT_k = \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{\max}} (d_k^n)^2} \quad (2.22)$$

Para o caso da barra 2 do circuito mostrado na Figura 2.14 os métodos descritos apresentaram praticamente o mesmo valor de *DHT*, igual a:

$$DHT_2 = 24.78 \% \quad (2.23)$$

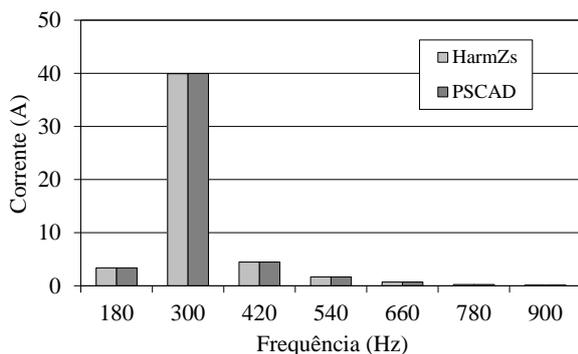


Figura 2.17: Módulo da corrente *i_{C2}*

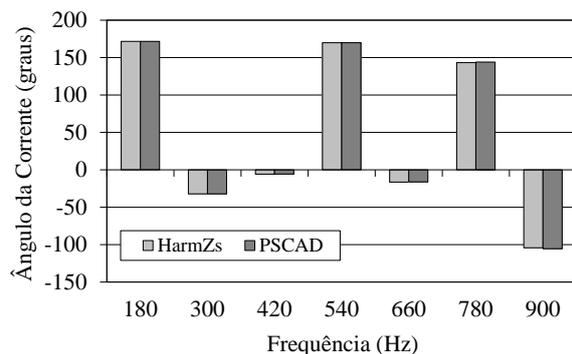
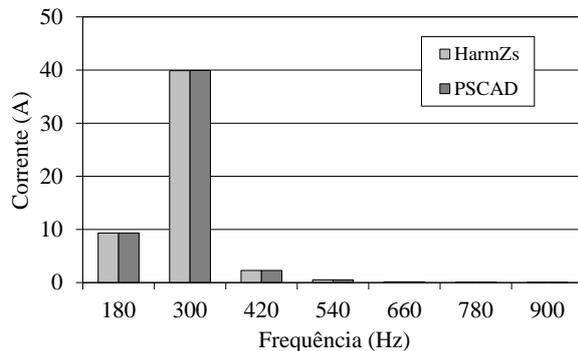
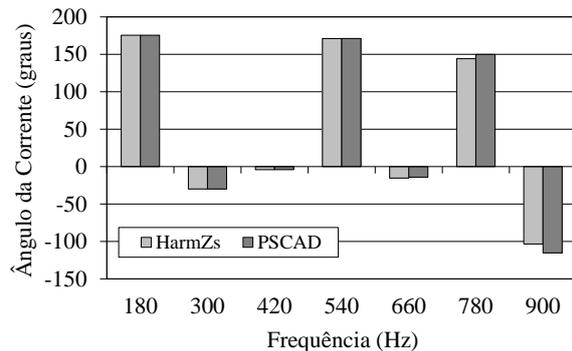


Figura 2.18: Ângulo da corrente *i_{C2}*

Figura 2.19: Módulo da corrente i_{12} Figura 2.20: Ângulo da corrente i_{12}

Observando os gráficos das figuras mostradas anteriormente, conclui-se que os resultados obtidos pelas duas metodologias concordam bem com exceção do ângulo da tensão v_2 e da corrente i_{12} para os harmônicos de mais alta ordem. Isto ocorre porque os módulos destes harmônicos de mais alta ordem são muito pequenos quando comparados com o módulo da componente fundamental, estando na ordem de grandeza do erro do método trapezoidal e do cálculo numérico dos coeficientes da série de Fourier.

Deve-se observar que, na prática, os valores das componentes harmônicas da corrente injetada também podem ser obtidos utilizando um dos seguintes procedimentos:

1. Considerando a tensão da barra onde o equipamento está conectado como senoidal, ou seja, não é considerada a interação harmônica entre corrente e tensão [5], [6].
2. Utilizando um programa de fluxo harmônico.
3. Medições.

3 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Utilizando as equações numeradas de (2.11) a (2.14) é possível calcular o valor de z_2 para qualquer frequência de interesse. A partir dos valores de z_2 é possível calcular os seus valores de módulo, $|z_2|$, e ângulo, $\text{ang}(z_2)$, (alternativamente, também é possível calcular suas partes real e imaginária) em função da frequência. Os gráficos de $|z_2| \times \omega$ e $\text{ang}(z_2) \times \omega$ recebem o nome de diagrama de Bode ou resposta em frequência. Na Figura 3.1 está mostrado o gráfico de $|z_2| \times \omega$.

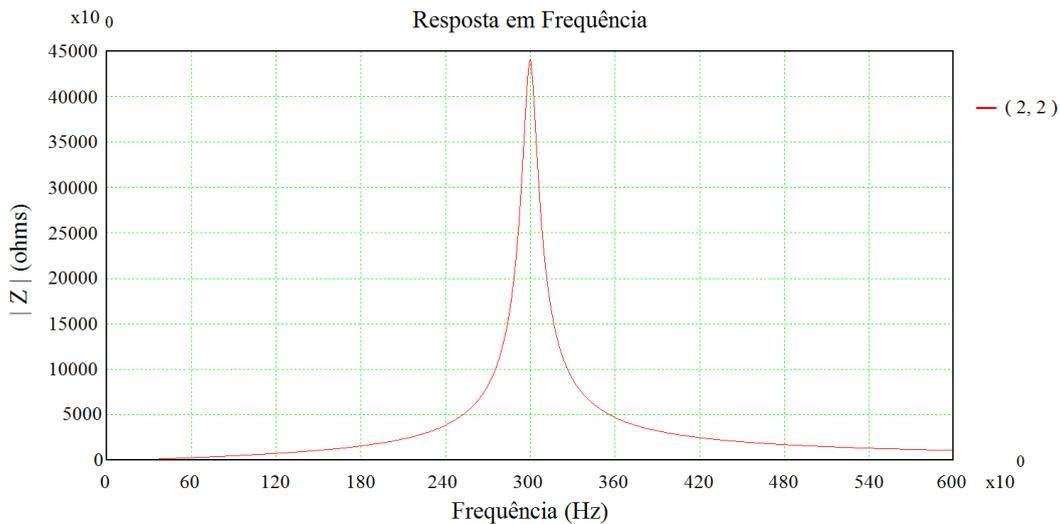


Figura 3.1: Módulo de z_2 em função da frequência

Deve-se observar que os valores máximos e mínimos do módulo da impedância são denominados de ressonâncias paralela e série, respectivamente. Por consequência, os valores de frequência onde eles ocorrem são denominados de frequências de ressonância paralela e série. Como será visto no item 5, estas denominações provém do comportamento em frequência de circuitos RLC paralelo e série.

No caso do circuito mostrado na Figura 2.14, o módulo da tensão harmônica da barra 2 é dada por:

$$|v_2(j n \omega_0)| = |z_2(j n \omega_0)| |i_2(j n \omega_0)|, \quad n = 2, 3, \dots, n_{\max} \quad (3.1)$$

A Equação (3.1) pode ser escrita em uma notação mais simplificada como:

$$|v_2^n| = |z_2^n| |i_2^n| \quad (3.2)$$

Substituindo (2.21) e (3.2) em (2.20), obtém-se:

$$d_2^n = \frac{|z_2^n| |i_2^n|}{288.68 \times 10^3} \times 100\%, \quad n = 2, 3, \dots, n_{\max} \quad (3.3)$$

De acordo com (3.3), a distorção de tensão do harmônico n pode ser reduzida pela redução do módulo da impedância na frequência harmônica $n \omega_0$. Esta redução pode ser obtida, por exemplo, utilizando filtros de sintonia simples, conforme será visto no próximo item.

4 FILTROS DE SINTONIA SIMPLES

Um filtro de sintonia simples é formado por um circuito RLC série, sendo R a resistência interna da indutância L . Os filtros são conectados entre uma barra do sistema e a barra de referência, ou seja, eles são equipamentos “shunt”, conforme representado na Figura 4.1.

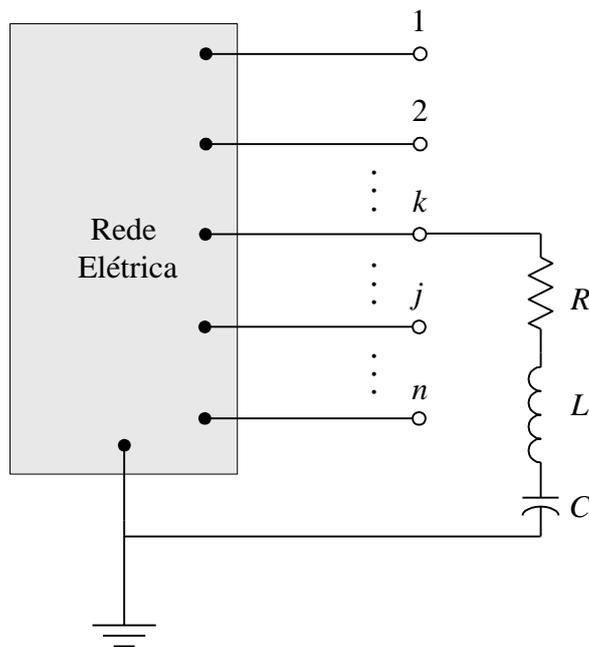


Figura 4.1: Filtro de sintonia simples conectado a uma barra do sistema

A impedância do filtro é dada por

$$z_f(j\omega) = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (4.1)$$

cujo módulo é dado por:

$$|z_f(j\omega)| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad (4.2)$$

De acordo com (4.2), $|z_f|$ atinge o mínimo R (ressonância série) para $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, ou seja, quando:

$$\omega = \omega_r = \omega_{\text{série}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

A frequência ω_r é denominada de frequência de ressonância do filtro em rad/s (igual a frequência de ressonância série $\omega_{\text{série}}$). O seu valor em Hz é dado por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.4)$$

Dado os valores de capacitância e de frequência de sintonia do filtro, o valor de sua indutância fica completamente definido e pode ser calculado resolvendo (4.4) para L , ou seja:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C} \quad (4.5)$$

Considerando o valor da capacitância do circuito mostrado na Figura 2.14 e especificado na Tabela 2.1, ou seja

$$C_2 = 0.30 \mu\text{F} \quad (4.6)$$

o valor da indutância para a construção de um filtro de 5º harmônico é igual a:

$$L_2 = 0.93816 \text{ H} \quad (4.7)$$

O fator de qualidade, Q , de um filtro de sintonia simples é dado por:

$$Q = \frac{2 \pi f_r L}{R} \quad (4.8)$$

Para $Q = 100$ e considerando (4.7), obtém-se utilizando (4.8):

$$R_2 = 17.6839 \Omega \quad (4.9)$$

Na Figura 4.2 e Figura 4.3 estão mostrados o módulo e ângulo do filtro de sintonia simples cujos parâmetros são dados em (4.6), (4.7) e (4.9).

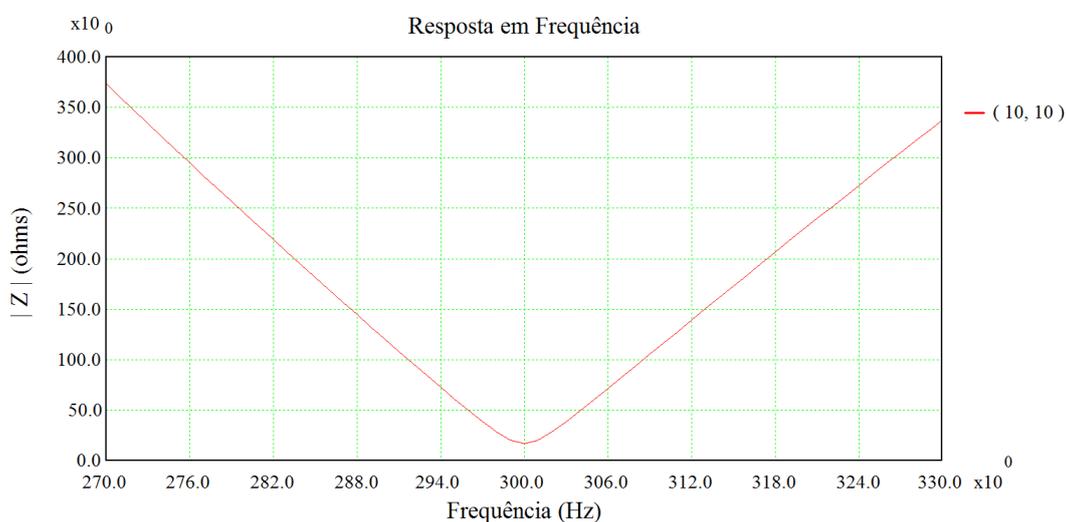


Figura 4.2: Módulo do filtro de sintonia simples em função da frequência

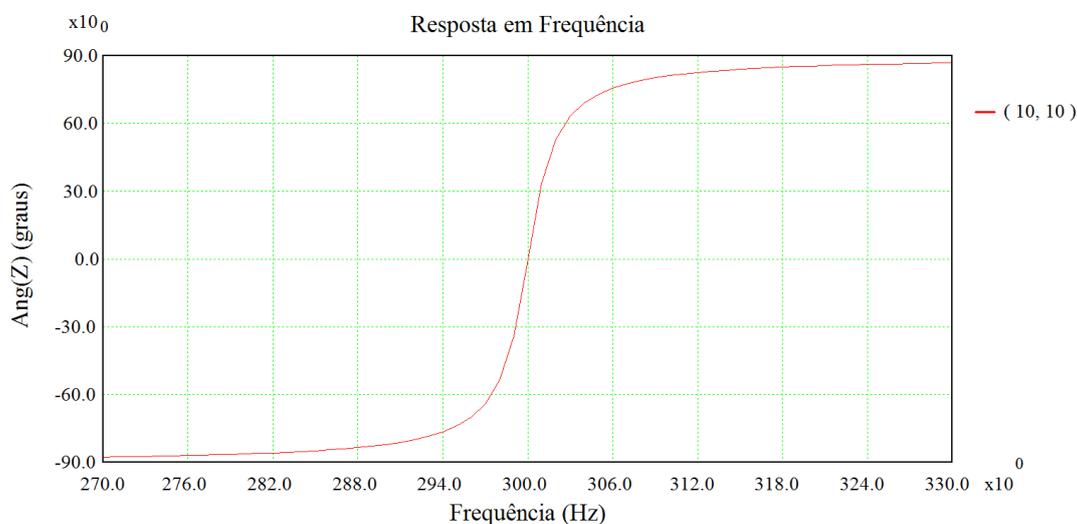


Figura 4.3: Ângulo do filtro de sintonia simples em função da frequência

Na Figura 4.4 está mostrado o circuito equivalente com o filtro de 5º harmônico construído com o capacitor já existente.

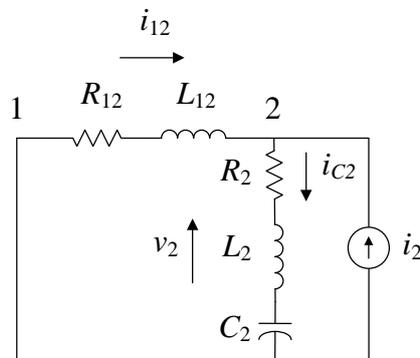


Figura 4.4: Circuito equivalente com o filtro de 5º harmônico utilizando o capacitor já existente

Na Figura 4.5 está mostrado o gráfico do módulo da impedância z_2 em função da frequência, considerando o sistema original e com o filtro construído utilizando C_2 .

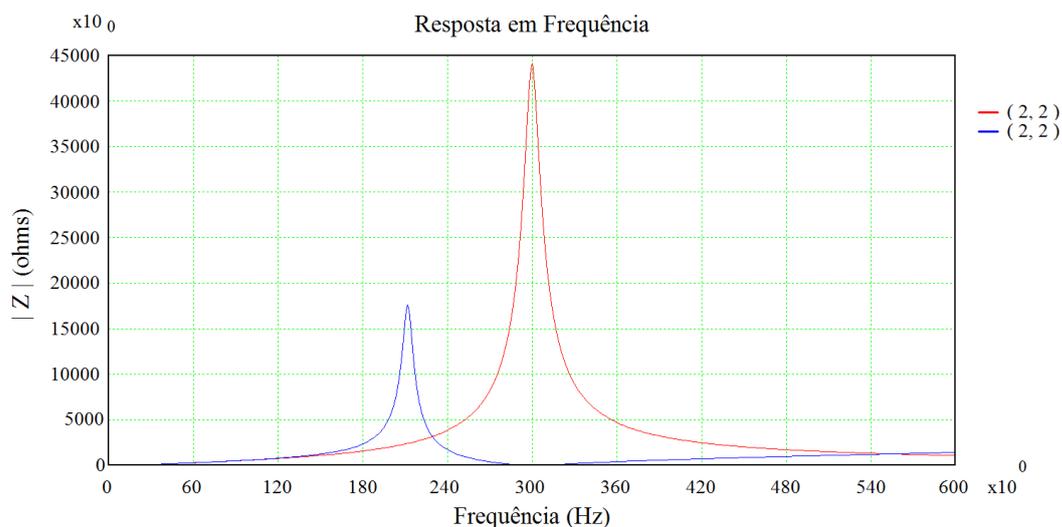


Figura 4.5: Módulo de z_2 em função da frequência - Sistema original (vermelho)
Sistema com filtro utilizando C_2 (azul)

Os módulos da impedância z_2 na frequência de 300 Hz (quinto harmônico) para o sistema original e com o filtro são iguais a:

$$\left| z_2^5 \right|_{\text{original}} = 44.208 \text{ k}\Omega \quad (4.10)$$

$$\left| z_2^5 \right|_{\text{filtro}} = 17.676 \Omega \quad (4.11)$$

De acordo com a Tabela 2.2 tem-se que:

$$\left| i_2^5 \right| = 1.5967 \text{ A} \quad (4.12)$$

Substituindo (4.10), (4.11) e (4.12) em (3.3), obtém-se:

$$d_{2(\text{original})}^5 = \frac{44.208 \times 1.5967 \times 10^3}{288.68 \times 10^3} \times 100 = 24.456 \% \quad (4.13)$$

$$d_{2(\text{filtro})}^5 = \frac{17.676 \times 1.5967}{288.68 \times 10^3} \times 100 = 9.7785 \times 10^{-3} \% \quad (4.14)$$

Nas figuras seguintes estão mostrados os gráficos das distorções de tensão na barra 2 e das correntes i_{C2} e i_{12} , considerando o sistema original e com o filtro.

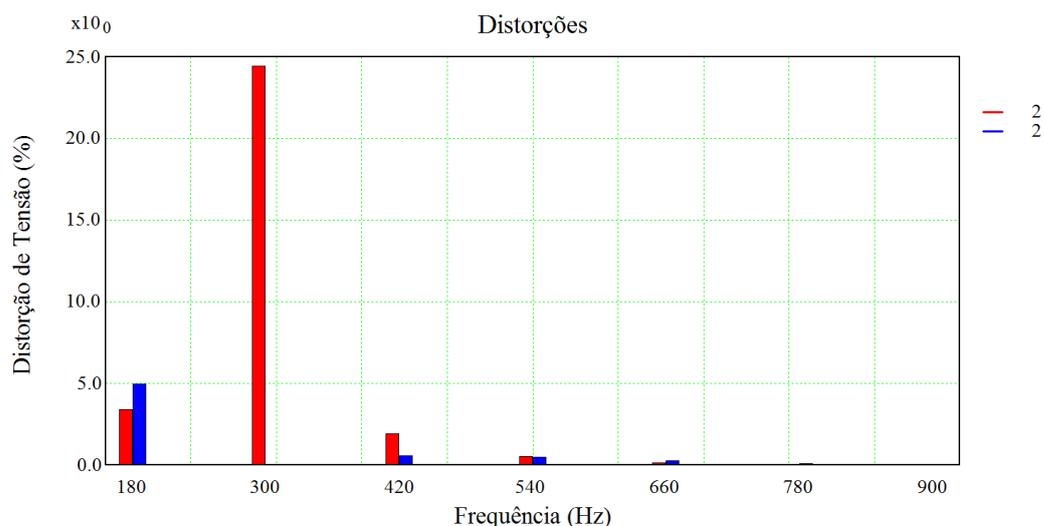


Figura 4.6: Distorções de tensão na barra 2 - Sistema original (vermelho)
Sistema com filtro utilizando C_2 (azul)

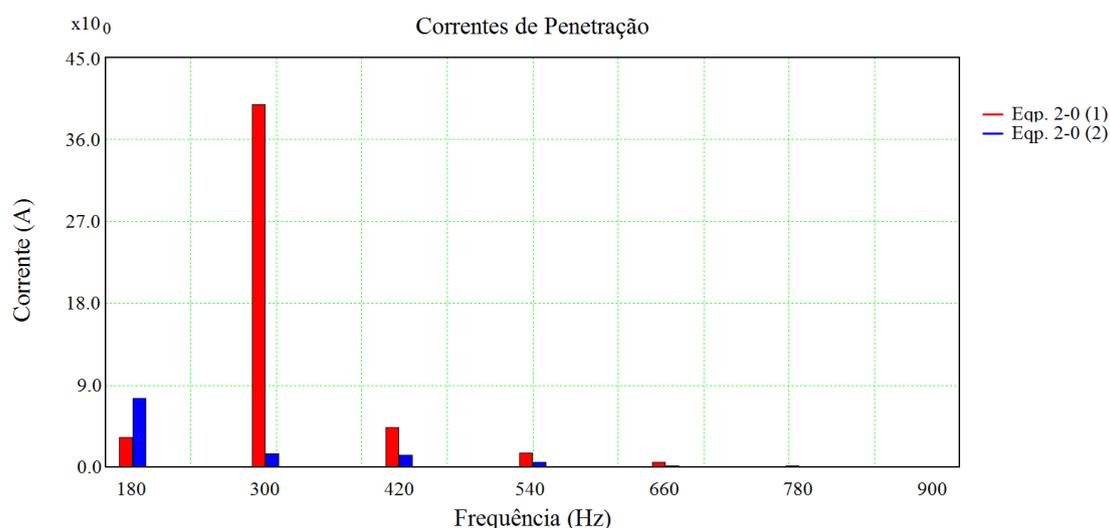


Figura 4.7: Módulo da corrente i_{C2} - Sistema original (vermelho)
Sistema com filtro utilizando C_2 (azul)

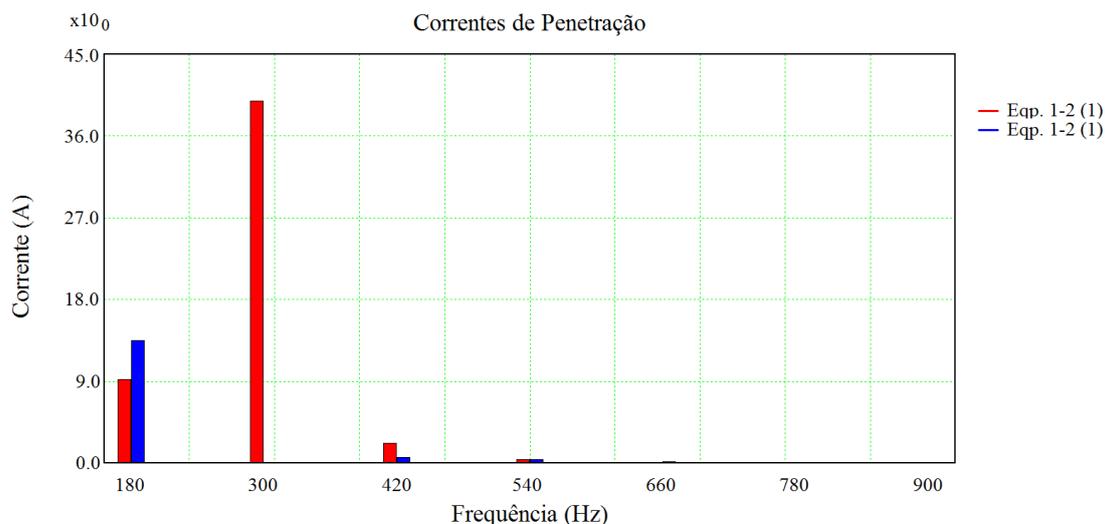


Figura 4.8: Módulo da corrente i_{12} - Sistema original (vermelho)
Sistema com filtro utilizando C_2 (azul)

Considerando as grandezas (distorção e correntes) de 5^o harmônico (300 Hz) mostradas nestes três gráficos, conclui-se que a utilização do filtro de sintonia simples reduziu praticamente a zero a distorção de tensão na barra 2, bem como a corrente no capacitor C_2 e a que vai para o sistema.

Deve-se observar que o circuito estudado pode ser interpretado como uma modelagem de sequência positiva de um sistema trifásico. Neste caso, o aumento da distorção e das correntes de 3^o harmônico, verificado nos gráficos, é resolvido, na prática, conectando-se o RCT em delta, visto que os harmônicos múltiplos de três são de sequência zero [7].

5 FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA DO SISTEMA

Conforme mencionado no item 3, os valores máximos e mínimos do módulo da impedância são denominados de ressonâncias paralela e série, respectivamente. Por consequência, os valores de frequência onde eles ocorrem são denominados de frequências de ressonância paralela e série.

No item 4 foi visto que um filtro de sintonia simples é formado por um circuito RLC série, cujo módulo da impedância atinge um mínimo para:

$$\omega = \omega_r = \omega_{\text{série}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.1)$$

Por analogia a este comportamento, quando a curva do módulo da impedância de um sistema atinge um mínimo local, este mínimo recebe o nome de ressonância série.

Considere agora o circuito RLC paralelo mostrado na Figura 5.1.

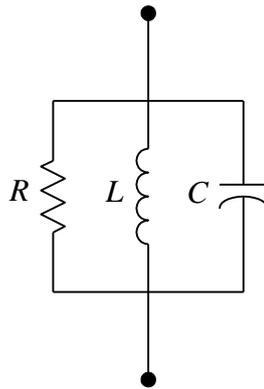


Figura 5.1: Circuito RLC paralelo

A impedância deste circuito é dada por

$$z(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} \quad \therefore z(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R} - \frac{j}{\omega L} + j\omega C} \quad \therefore$$

$$z(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (5.2)$$

cujo módulo é dado por:

$$|z(j\omega)| = \frac{1}{\left[\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2\right]^{1/2}} \quad (5.3)$$

De acordo com (5.3), $|z(j\omega)|$ atinge o máximo R quando o denominador for mínimo, ou seja, quando:

$$\omega = \omega_r = \omega_{\text{paralelo}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.4)$$

Por analogia a este comportamento, quando a curva do módulo da impedância de um sistema atinge um máximo local, este máximo recebe o nome de ressonância paralela.

De acordo com (5.1) e (5.4) dois circuitos RLC, um série e outro paralelo, com os mesmos valores de R , L e C possuem o mesmo valor de frequência de ressonância. Neste valor o circuito RLC série apresentará o mínimo e o paralelo o máximo de impedância.

Na Figura 5.2 e na Figura 5.3 estão mostrados o módulo e o ângulo da impedância em função da frequência do circuito RLC paralelo mostrado na Figura 5.1, considerando os seguintes valores:

$$\left. \begin{array}{l} R = 100.0 \, \Omega \\ L = 2.8144 \, \text{mH} \\ C = 100.0 \, \mu\text{F} \end{array} \right\} \quad (5.5)$$

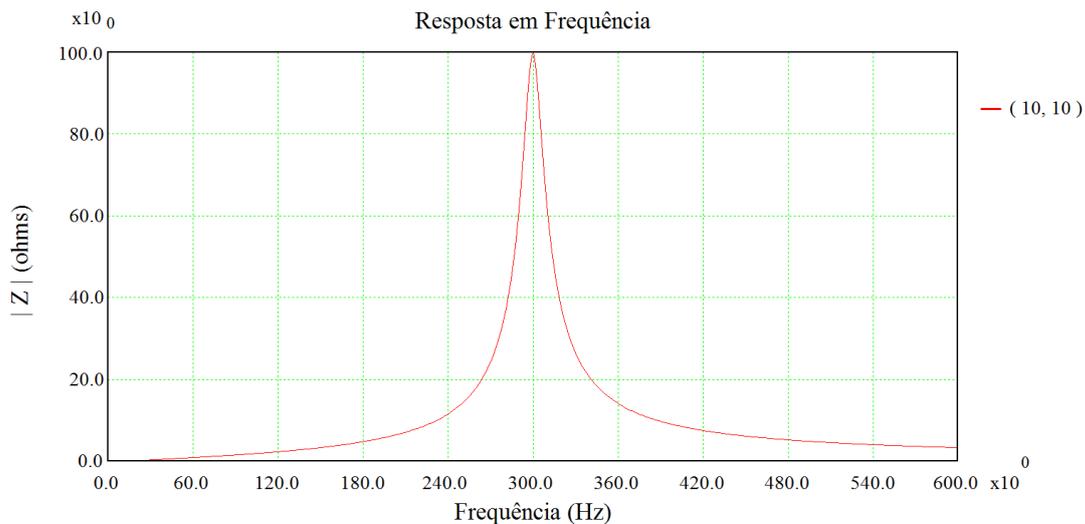


Figura 5.2: Módulo da impedância do circuito RLC paralelo

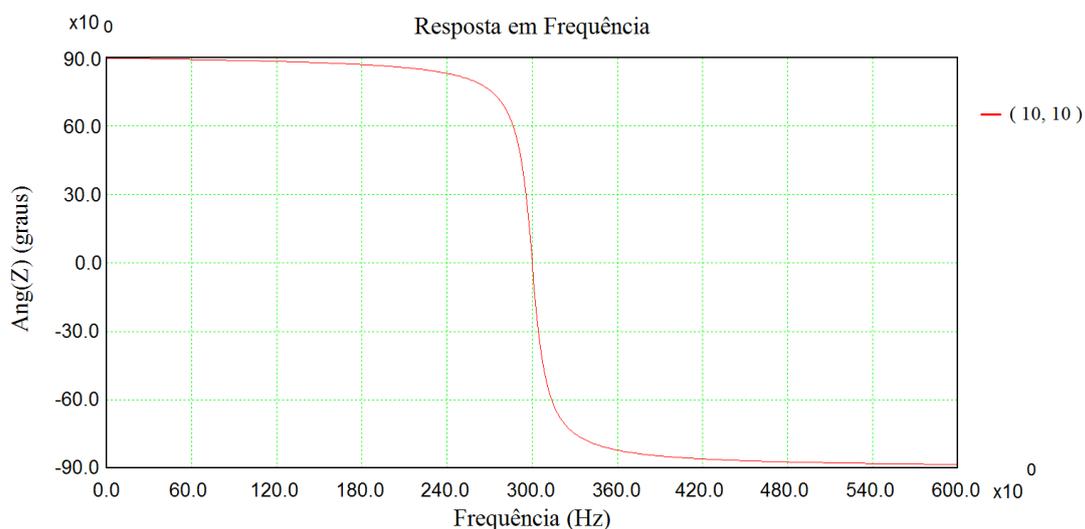


Figura 5.3: Ângulo da impedância do circuito RLC paralelo

É importante observar que o sistema original, mostrado na Figura 2.14, possui uma ressonância paralela na frequência do 5^o harmônico (300 Hz). Esta ressonância paralela produzia um alto valor de distorção harmônica de tensão (24.456 %) nesta frequência, mesmo para um pequeno valor de corrente injetada (1.5967). A instalação do filtro de 5^o harmônico na barra 2 (Figura 4.4), substituiu a frequência de ressonância paralela por uma série. Com isto, o valor da distorção foi reduzido praticamente a zero ($9.7785 \times 10^{-3} \%$). Conclui-se, portanto, que a existência de frequências de ressonância paralela no sistema, próximas a frequências harmônicas onde haja injeção de correntes é altamente indesejável. Raciocínio inverso pode ser feito com relação às frequências de ressonância série.

6 CONCLUSÕES

Com o auxílio de um sistema simples, contendo um reator controlado a tiristores (RCT) (carga não linear geradora de harmônicos), e com a utilização dos programas computacionais

PSCAD e HarmZs do CEPEL, diversos conceitos fundamentais relacionados a harmônicos em sistemas de potência foram estabelecidos. Estes conceitos são:

- Correntes e tensões harmônicas;
- Distorção harmônica individual;
- Distorção harmônica total;
- Resposta em frequência;
- Filtros de sintonia simples;
- Frequências de ressonância do sistema.

Além destes conceitos, foi estabelecida, por meio da série de Fourier, a equivalência entre modelagens de sistemas no domínio do tempo e da frequência.

REFERÊNCIAS

- [1] ONS. Instruções para Realização de Estudos e Medições de QEE Relacionados aos Novos Acessos à Rede Básica. Revisão 1, 27/09/2010.
- [2] PSCAD *User's Guide* V4.2.1, 2005.
- [3] Cristiano de Oliveira Costa, Sergio Luis Varricchio e Franklin Clement Véliz. Manual do Usuário do Programa HarmZs Versão 1.7 para Estudo do Comportamento Harmônico e Análise Modal de Redes Elétricas. Relatório Técnico CEPEL, No. DSE 51747 / 2007.
- [4] Charles M. Close. *Circuitos Lineares*. LTC – Livros Técnicos e Científicos, São Paulo, Brasil.
- [5] Mathur, R. M., Varma, R. K. *Thyristor Based FACTS Controllers for Electrical Transmission Systems*. John Wiley & Sons Inc., USA, 2002.
- [6] Task Force on Harmonics Modeling and Simulation. *Characteristics and Modeling of Harmonic Sources—Power Electronic Devices*. IEEE PES Harmonic Working Group, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 16, No. 4, pp. 791-800, October 2001.
- [7] Prabha Kundur. *Power System Stability and Control*. McGraw Hill Inc., USA 1994.