

PARTE B

Técnicas de Análise de Sinais Aplicadas ao Sistema de Energia Elétrica

1. Análise de Sinais no Domínio do Tempo

Inicialmente a abordagem irá considerar duas classes de sinais:

- i) *periódicos*;
- ii) *não periódicos*.

O objetivo é rever as principais formas de tratamento desses sinais no domínio do tempo, com vistas à obtenção de parâmetros que possam ser usados para caracterizar os distúrbios no Sistema de Energia Elétrica.

1.1. Caracterização de sinais periódicos

Um sinal periódico apresenta, de maneira repetitiva e regular, um mesmo valor de alguma grandeza que o caracterize, como a amplitude, o valor médio ou eficaz, por exemplo. O intervalo de repetição caracteriza o período, enquanto seu inverso representa a frequência fundamental do sinal.

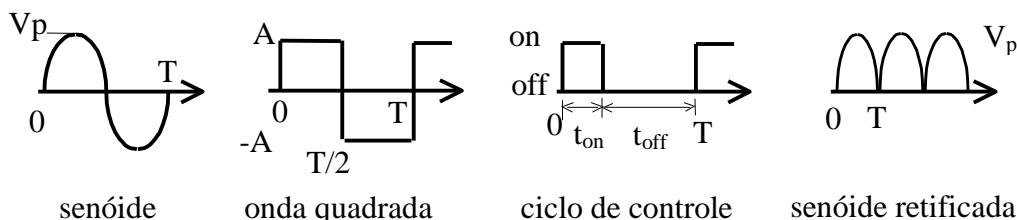


Figura 1.1 Exemplos de sinais periódicos com período T.

Dependendo do tipo de aplicação e da variável que se deseja monitorar ou controlar, torna-se conveniente utilizar uma das seguintes grandezas para análise:

Valor Médio $\rightarrow V_{cc} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v(t).dt$ (caso discreto) $\frac{1}{N} \sum_k^{k+N} V_k$

Valor Absoluto Médio $\rightarrow V_{abs} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} |v(t)|.dt$

Valor eficaz (RMS) $\rightarrow V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v^2(t).dt}$ (caso discreto) $\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_k^2}$

Valor de pico $\rightarrow V_p = V_{max}$

Frequência de operação (fundamental) $\rightarrow f_1 = \frac{1}{T}$

Razão cíclica ou ciclo de trabalho (*duty cycle*) $\rightarrow \delta = \frac{t_{on}}{T}$

$$\text{Fator de crista (crest factor)} \rightarrow F_{cr} = \frac{V_p}{V_{ef}}$$

Pode ocorrer de a literatura utilizar a mesma nomenclatura para diferentes grandezas, sendo necessária atenção para a definição exata da figura de mérito que se quer analisar. Por exemplo, na análise da tensão CC presente na saída de um retificador é usual a definição:

$$\text{Fator de forma (form factor)} \rightarrow F_f = \frac{V_{ef}}{V_{cc}}$$

Por outro lado, em se tratando das grandezas alternadas (CA), é usual a definição homônima, que expressa a relação entre o valor eficaz da corrente total (I_i) e o valor eficaz da componente fundamental da corrente (I_{i1}): Fator de Forma (da corrente) $\rightarrow FF_i = \frac{I_{i1}}{I_i}$

Para ondas senoidais e quadradas, as relações mais utilizadas resultam:

Senóide	Quadrada
$V_p = \sqrt{2} \cdot V_{ef} = 1,414 \cdot V_{ef}$	$V_p = V_{ef} = V_{abs}$
$V_{ef} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{abs} = 1,11 \cdot V_{abs}$	$V_{cc} = 0$
$V_{abs} = \frac{2}{\pi} V_p = 0,637 \cdot V_p$	$F_{cr} = 1$
$V_{cc} = 0$	
$F_{cr} = \sqrt{2}$	

1.2 Exemplos de sinais periódicos presentes em conversores eletrônicos de potência

a) Conversor CC/CC

Na análise de conversores eletrônicos, muitas vezes é preciso relacionar o desempenho do circuito em função do ciclo de trabalho (também chamada de razão cíclica). Tome como exemplo um conversor CC-CC chaveado, ideal:

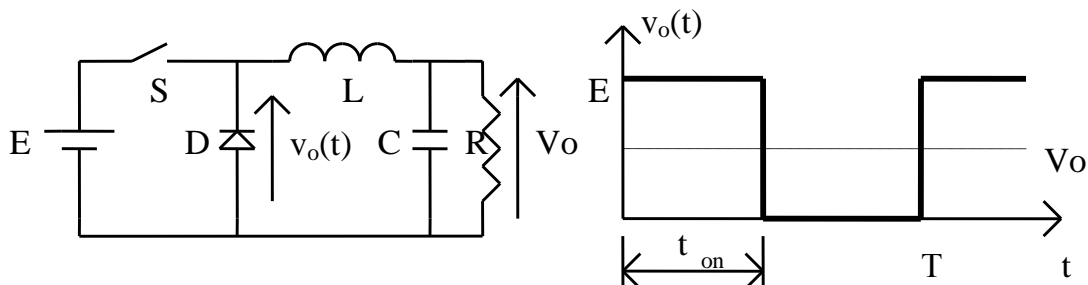


Figura 1.2 Conversor abaixador de tensão e forma de onda da tensão sobre o diodo.

Apesar de tensão e corrente de saída variarem, é de interesse saber o valor médio desses valores para o dimensionamento do conversor. Para um ciclo de trabalho dado, no modo de condução contínua (ou seja, o diodo conduz durante todo o intervalo em que o transistor não está em condução) a tensão média é:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} E \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T 0 \cdot dt = \frac{t_{on}}{T} \cdot E = \delta \cdot E$$

Portanto, esse conversor CC/CC se comporta como um conversor abaixador de tensão com relação de transformação dada pelo próprio ciclo de trabalho:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{t_{on}}{T} = \delta \quad 0 \leq \delta \leq 1$$

Tal comportamento permite modelar todo o conversor como uma fonte de tensão controlada apenas pela variável δ . Note que, nas condições dadas, o valor médio da tensão de saída independe da carga, ou seja, o circuito se comporta, efetivamente, como uma fonte ideal, a qual mantém constante sua tensão independentemente da carga.

Em situações em que a corrente de saída é muito pequena, o diodo pode deixar de conduzir antes que o transistor seja novamente ligado. Esse comportamento caracteriza o modo de condução descontínua, para a qual as equações e conclusões anteriores deixam de ter validade [1].

Esse tipo de análise pode ser estendido a circuitos bem mais complexos e mostra como se podem combinar características básicas (média e ciclo de trabalho) para obter relações de interesse em aplicações específicas.

b) Ondulação de tensão em retificador

Um retificador de onda completa com filtro de saída apresenta uma forma de onda típica:

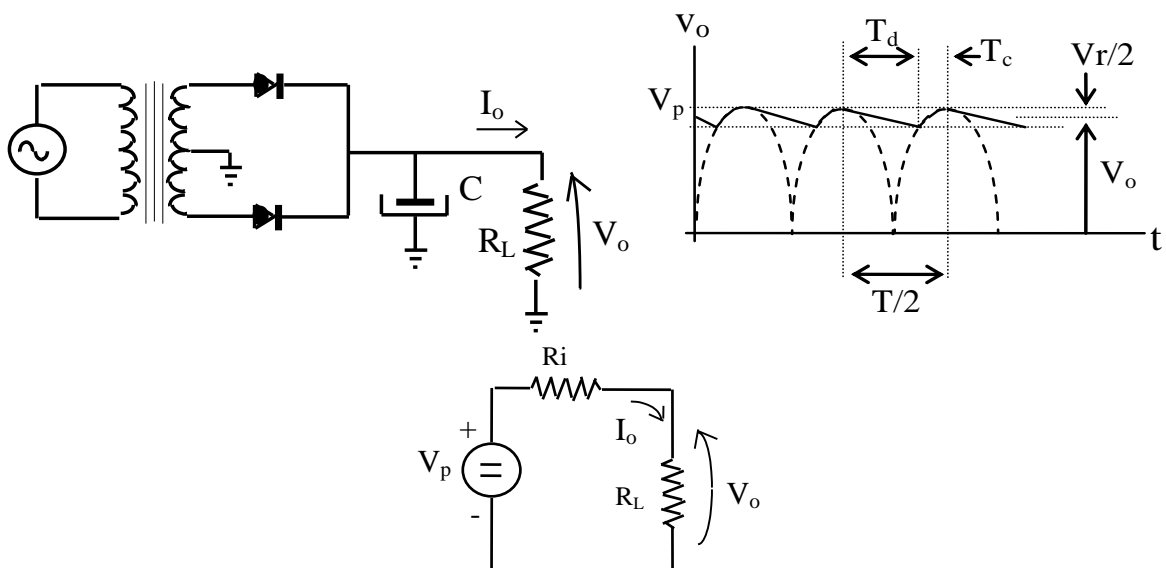


Figura 1.3 Retificador de onda completa com filtro capacitivo e formas de onda no lado CC e modelo aproximado, com representação da queda de tensão de saída com aumento da carga.

Sendo T_c o tempo de carga e T_d o tempo de descarga do capacitor, uma aproximação usual é considerar o capacitor suficientemente grande ($\omega CR_L \gg 1$) de modo a poder linearizar os trechos de descarga da tensão CC:

$$V_o = V_p - \frac{V_r}{2}$$

A tensão de ripple V_r corresponde à variação da carga ΔQ_c da capacitância C durante a carga ou a descarga:

$$V_r = \frac{\Delta Q_C}{C}$$

Considerando que durante a descarga os diodos não estão conduzindo, e assumindo que a corrente drenada I_o pela carga seja aproximadamente constante ($V_o \gg V_r$), tem-se:

$$\Delta Q_C = I_o \cdot T_d$$

$$V_r = \frac{I_o \cdot T_d}{C}$$

Para filtragem ideal (*ripple* desprezível frente a V_o), tem-se que $T_d \rightarrow \frac{T}{2} = \frac{1}{2f_o}$, logo:

$$V_r \cong \frac{I_o}{2f_o C} \quad \text{e} \quad V_o \cong V_p - \frac{I}{4f_o C} \cdot I_o$$

Essa última expressão pode ser analisada como a característica da regulação do retificador com filtro capacitivo, podendo-se interpretar como “resistência interna” dessa fonte, o valor $R_i = \frac{1}{4f_o C}$.

Embora o uso de modelos seja fundamental nos trabalhos de Engenharia, é preciso ter muita segurança de que o modelo representa os fenômenos que se quer estudar.

Um modelo SEMPRE é uma representação simplificada da realidade. Eventualmente a simplificação pode ocultar fenômenos relevantes, de modo que é sempre necessário VALIDAR previamente o modelo nas condições específicas que se quer analisar, sem o que não se pode ter confiança nos resultados obtidos a partir da modelagem.

Por exemplo, em algumas situações um diodo pode ser modelado como um interruptor controlado pela tensão em seus terminais (se $v_{ak} > 0$ o diodo conduz \rightarrow interruptor fechado). No entanto, esse modelo não é capaz de reproduzir um importante fenômeno que é a corrente de recuperação reversa do diodo. Caso tal comportamento não seja determinante na análise, o modelo simplificado está adequado. Mas se o estudo se refere, por exemplo, a uma quantificação de perdas, possivelmente o modelo precisa incluir outros comportamentos.

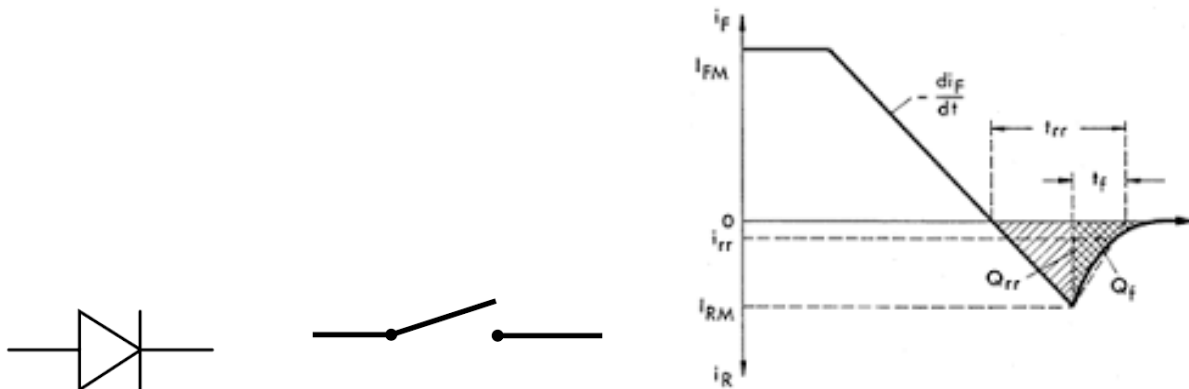


Figura 1.4. Símbolo de diodo, que pode ser modelado simplificada como um interruptor, o qual não é capaz de representar o comportamento dinâmico na comutação.

1.3 Análise temporal de circuito não linear

No caso de se conhecer a função não linear que caracteriza um sistema, pode-se determinar o conteúdo harmônico que resulta para uma dada excitação periódica, através da análise direta no domínio do tempo.

Considere-se (sem levar em conta o deslocamento angular^a) que a característica de magnetização de um reator possa ser aproximada por uma função cúbica, ou seja, $i(t) = k.v(t)^3$:

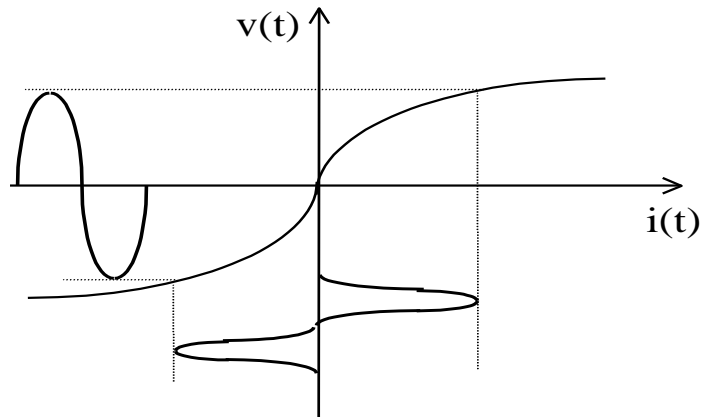


Figura 1.5 Característica v-i não linear

Se a tensão aplicada for puramente senoidal, ou seja: $v(t) = V_1 \cdot \text{sen}(\omega_1 t)$, então a corrente assumirá a forma^b:

$$i(t) = kV_1^3 \text{sen}^3(\omega_1 t) = \frac{kV_1^3}{2} \left[\frac{3}{2} \text{sen} \omega_1 t - \frac{1}{2} \text{sen} 3\omega_1 t \right]$$

ou seja, a 3ª harmônica da corrente apresenta-se com 33% da fundamental, com a fase inicial invertida:

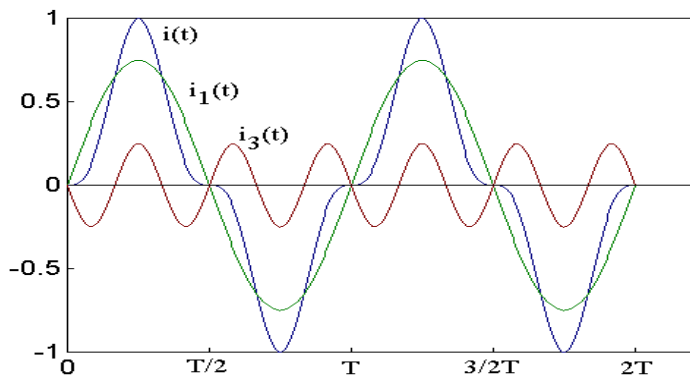


Figura 1.6 Formas de onda da corrente decomposta.

1.3.1 Processamento do fator de distorção no domínio do tempo

Pode-se obter o nível de DHT (sem discriminar cada harmônica) através do cálculo de valores RMS do sinal, sem a fundamental. Isso requer um filtro elimina faixa (*notch*) sintonizado na frequência fundamental, para depois aplicar o cálculo do valor RMS ao sinal residual ($i_i - i_{i1}$).

Esse algoritmo requer uma rotina para o cálculo de valor eficaz, que pode ser realizado no

^a Na verdade a figura 1.5 é válida para a relação entre o fluxo magnético e a corrente. O fluxo, por sua vez, é a integral da tensão. Como o objetivo é estudar o aparecimento das componentes harmônicas decorrentes da não linearidade, a defasagem existente entre o fluxo e a tensão (senoidal) não é relevante para a determinação da *amplitude* das componentes harmônicas da corrente, embora o seja para as *fases*.

^b $\text{sen}^3(A) = 3/4 \text{sen}(A) - 1/4 \text{sen}(3A)$

domínio do tempo. Na verdade este procedimento calcula a totalidade da distorção, incluindo o efeito de subharmônicas e interharmônicas, caso estejam presentes no sinal. Havendo exclusivamente componentes harmônicos resulta $I_{DIS}=I_{res}$.

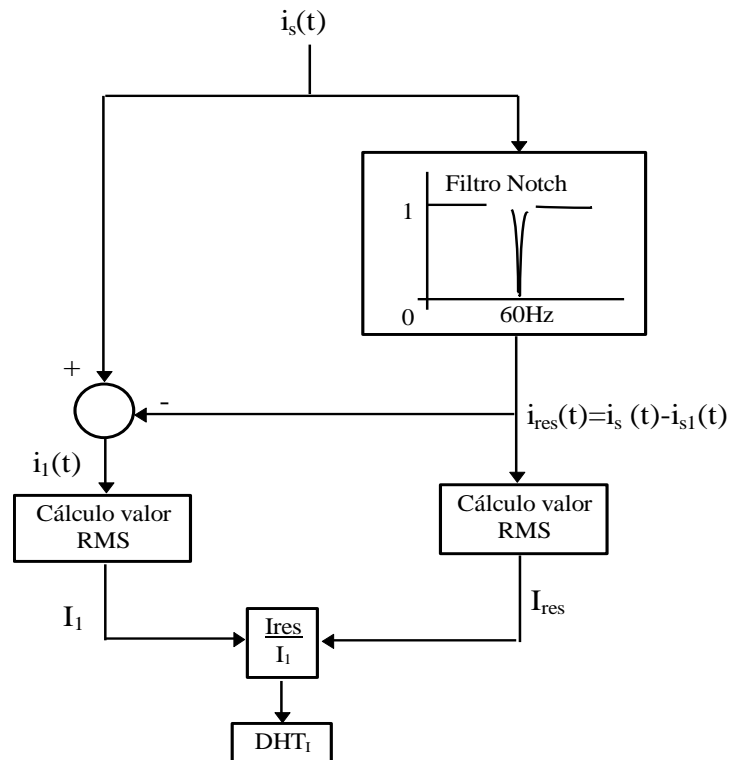


Figura 1.7 Algoritmo para estimar a distorção total no domínio do tempo.

a) *Estimativa do DHT de onda quadrada:*

Sabe-se que a amplitude da componente fundamental de uma onda quadrada unitária vale

$$V_{p1} = \frac{4}{\pi} = 1.2732$$

O valor eficaz da fundamental, portanto, vale: $V_{ef1} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.900$

Por outro lado, o valor eficaz da onda quadrada é dado por: $V_{ef} = \sqrt{V_{ef1}^2 + \sum V_h^2}$

Para uma onda unitária tem-se: $I = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)^2 + \sum V_h^2 \Rightarrow \sum V_h^2 = 1 - 0.81 = 0.19$

Assim, tem-se o DHT da onda quadrada:

$$DHT = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum V_h^2} = \frac{\sqrt{0.19}}{0.90} = 0.484 \Rightarrow 48,4\%$$

b) Considerações sobre o filtro notch

A função de transferência normalizada de um filtro notch de 2º ordem é dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = F(s) = \frac{s^2 + 2\xi_1\omega_o s + \omega_o^2}{s^2 + 2\xi_2\omega_o s + \omega_o^2}$$

ω_o = frequência natural (de sintonia)

ξ_1 e ξ_2 são os respectivos coeficientes de amortecimento de numerador e denominador.

A profundidade do notch depende da relação $\frac{\xi_1}{\xi_2}$. Por exemplo, se $\frac{\xi_1}{\xi_2} = \frac{1}{100}$ na frequência de sintonia haverá uma redução de 100 vezes no sinal, ou seja, um ganho de - 40 dB.

Se $\xi_1=0$, a atenuação teórica é infinita. Se $\xi_2=0$, a amplificação teórica é infinita. Na prática, a realização dos filtros, seja de forma analógica ou digital, leva a um valor finito de ganho.

Ainda na hipótese de $\xi_1=0$, a banda passante depende exclusivamente de ξ_2 e vice-versa. Para valores muito pequenos de ξ_1 isto também é verdade.

A banda de rejeição é medida quando o ganho se encontra em - 3 dB. No caso de um filtro passa faixas, a medida se faz quando o ganho é + 3 dB. Em qualquer das situações, a banda passante é:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_o}{Q_2} \Rightarrow Q_2 = \frac{1}{2\xi_2}$$

Q = fator de qualidade (seletividade)

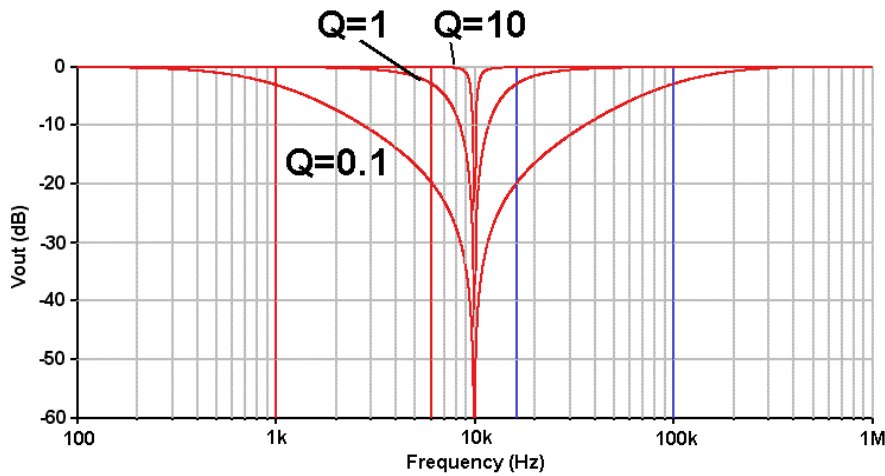


Figura 1.8 Seletividade de filtro notch com diferentes fatores de qualidade.

<http://www-k.ext.ti.com/SRV/SDATA/ti/KnowledgeBases/analog/document/faqs/notch.htm>

Assim, especificados os parâmetros acima, pode-se simular o filtro, por exemplo, através do MatLab.

Exemplo: Sejam os seguintes parâmetros para o filtro notch:

$$f_{\text{notch}} = 60 \text{ Hz} \rightarrow \omega_o = 377 \text{ rd/s} \qquad Q = 10 \rightarrow \text{banda de } \pm 3 \text{ Hz (6 Hz no total)}$$

Ganho em $\omega_o = -60 \text{ dB}$ (atenuação de 1000 vezes)

Para esses dados, a banda de rejeição é de 37,7 rd/s. Os parâmetros ξ_1 e ξ_2 são:

$$\xi_2 = \frac{1}{2Q_2} = \frac{1}{20} \text{ e } \xi_1 = \frac{1}{20000}$$

Portanto, a função de transferência abaixo satisfaz a especificação dada e pode ser verificada por simulação em Matlab ou outro aplicativo.

$$F\left(\frac{s}{\omega_0}\right) = \frac{s^2 + 0.0377s + 377^2}{s^2 + 37.7s + 377^2}$$

Para $s \rightarrow 0$, temos $F\left(\frac{s}{\omega_0}\right) \rightarrow 1$, ou seja, resulta ganho unitário. Fora da região do *notch* a função de transferência apresenta ganho unitário e defasagem nula.

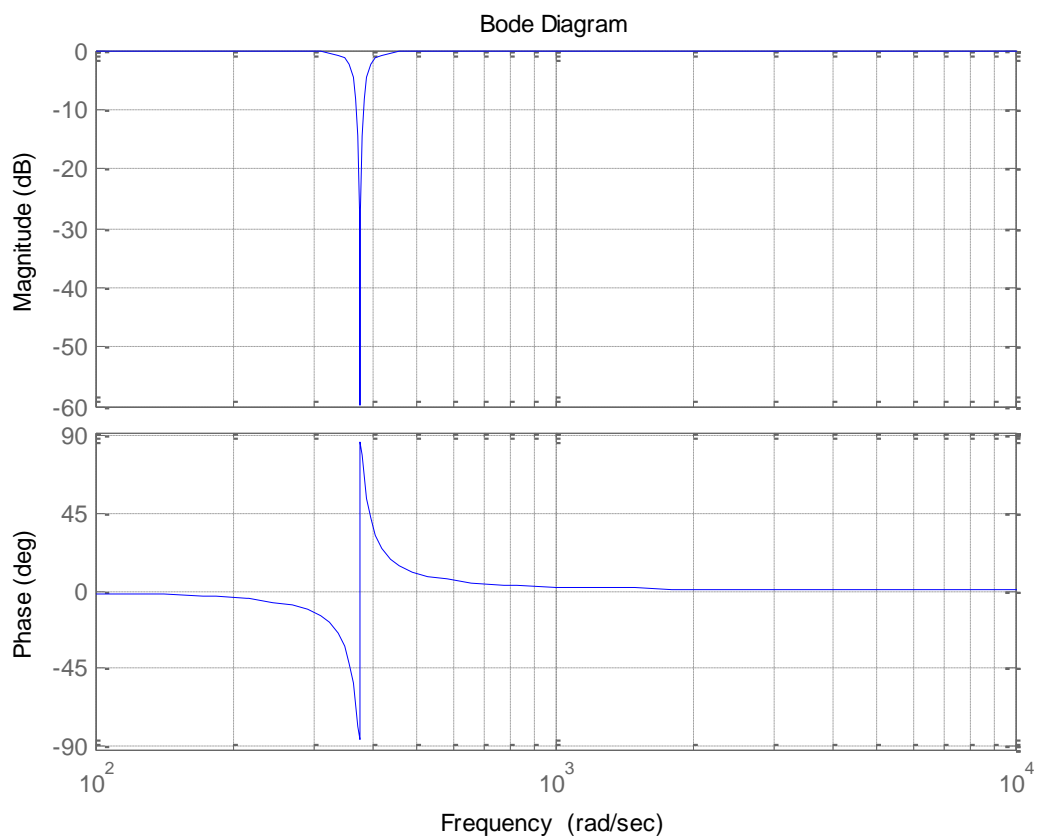


Figura 1.9 Resposta do filtro *notch* projetado.

Valores menores de Q (banda maior) levam a um impacto sobre frequências harmônicas. Note na figura 1.10, na qual se tem a mesma atenuação, mas com banda 10 vezes maior (+/- 30 Hz), o ganho e principalmente a fase na terceira harmônica (1131 rd/s) é muito afetada.

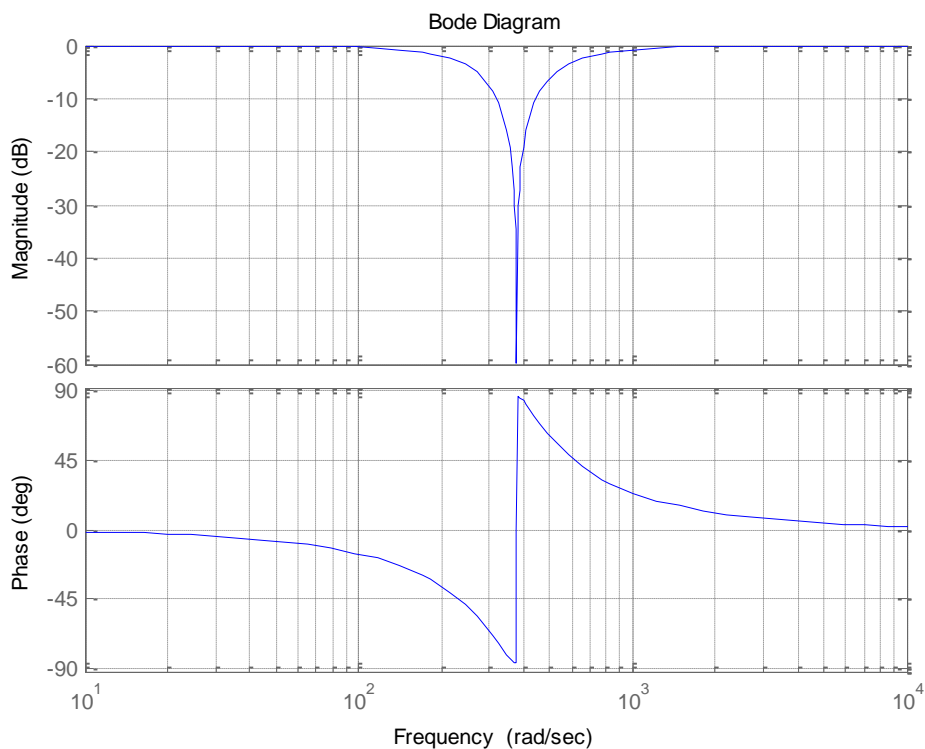


Figura 1.10 Resposta de filtro *notch* com banda mais larga.

A figura a 1.11 mostra os sinais de entrada e de saída de filtro *notch*, rejeitando a fundamental, a qual é obtida subtraindo o sinal original do resíduo. O filtro está sintonizado em 60 Hz e com banda de +/- 1 Hz.

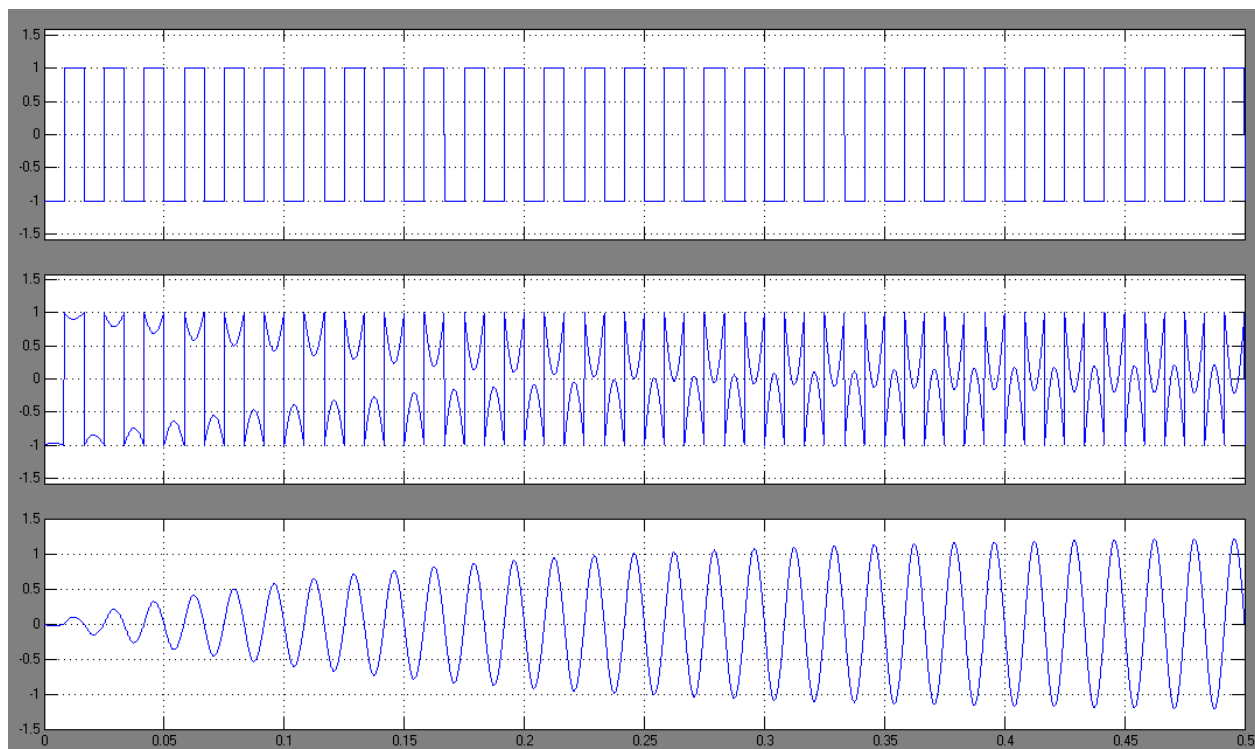


Figura 1.11 De cima para baixo: Entrada (quadrada), saída do *notch* rejeita faixa (em 60 Hz), reconstrução da fundamental. Simulação em MatLab/Simulink.

O PRODIST determina que o sistema de distribuição e as instalações de geração conectadas ao mesmo devem, em condições normais de operação e em regime permanente, operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 Hz e 60,1 Hz.

Na ocorrência de operação fora da frequência central do *notch* haverá alguma perda de qualidade na filtragem. A figura 1.12 mostra a mudança na saída, com erro de identificação, para o mesmo filtro *notch* (banda de +/- 1 Hz) quando a frequência, ainda dentro da norma, se altera para 60,1 Hz. Nesse caso, dada a filtragem não ideal, a medição da DHT se altera para 48,4% para 49,7% devido ao erro na eliminação da fundamental.

Uma redução na atenuação de -60 dB para -40 dB também ocasiona um erro. No caso de menor rejeição, a DHT medida se eleva para 48,9%, pois a medida da fundamental (reconstruída) diminui.

A garantia da precisão da filtragem exige a implementação de um filtro cuja frequência central siga as variações da rede, ou seja, um filtro adaptativo. Implementações digitais do filtro podem permitir essa realização.

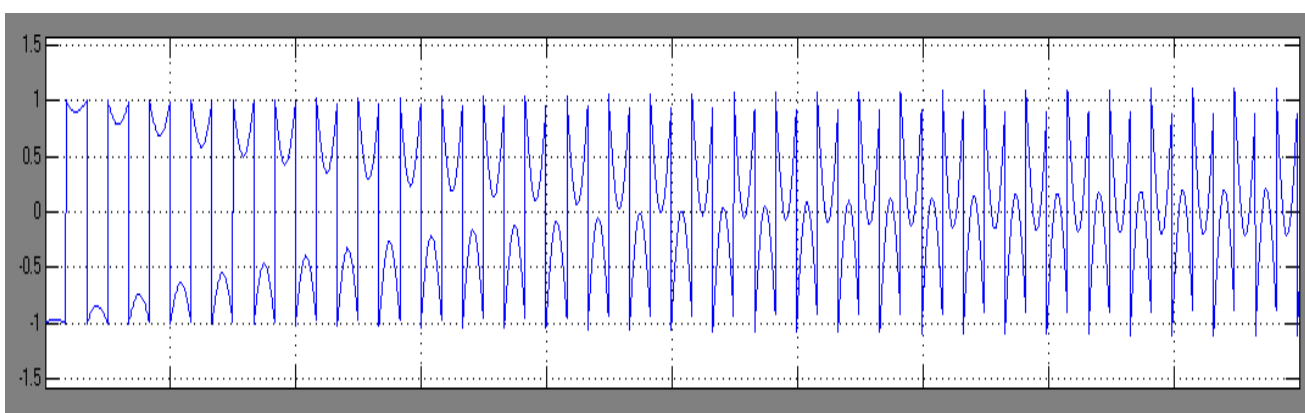


Figura 1.12 Resposta de filtro *notch*, banda de +/- 1 Hz, a uma entrada quadrada, eliminando a fundamental. Resposta com entrada em 60,1 Hz e *notch* sintonizado em 60 Hz.

A figura 1.13 ilustra o efeito da alteração da banda que, como já visto, tem impacto principalmente sobre as harmônicas. Na parte superior, tem-se a simples subtração entre a tensão de entrada (quadrada) e sua fundamental, ou seja, o resultado teórico esperado, sem qualquer erro nas componentes harmônicas nem atraso na identificação do sinal de saída. Logo abaixo se tem a saída com um filtro de banda +/- 1 Hz. Nesse caso tem-se uma convergência lenta, mas que reproduz com boa qualidade o sinal desejado.

A seguir tem-se um filtro com banda de +/- 5 Hz. Neste caso a resposta é mais rápida, mas já se observa uma alteração nos picos do sinal, o que indica algum impacto sobre o comportamento das harmônicas.

Finalmente, no último gráfico, tem-se a resposta com uma banda de +/- 20 Hz. A resposta é rápida, em poucos ciclos. Entretanto, o erro de fase nas harmônicas é significativo, comprometendo a resposta obtida.

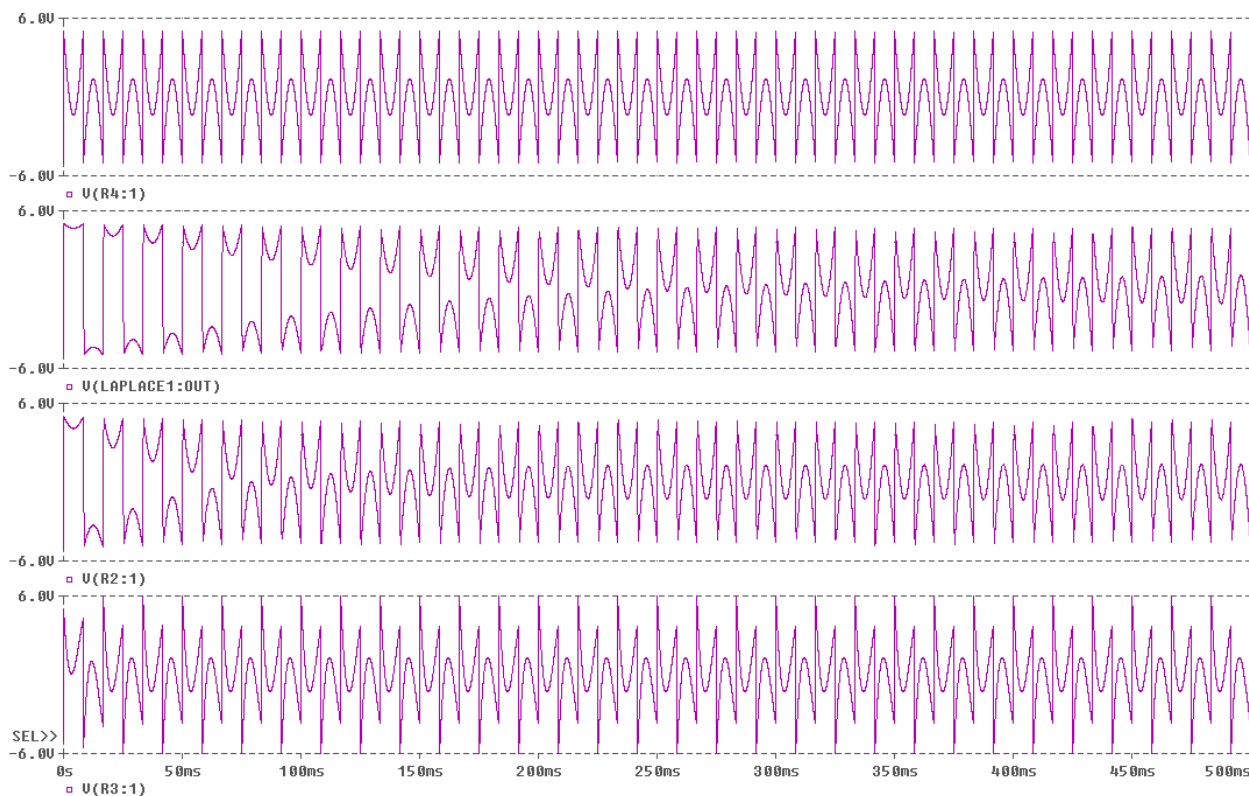


Figura 1.13 Resposta de filtro *notch* a uma entrada quadrada, eliminando a fundamental. De cima para baixo: resposta teórica, banda de +/- 1 Hz, banda de +/- 5 Hz, banda de +/- 20 Hz. Simulação em Orcad/Pspice.

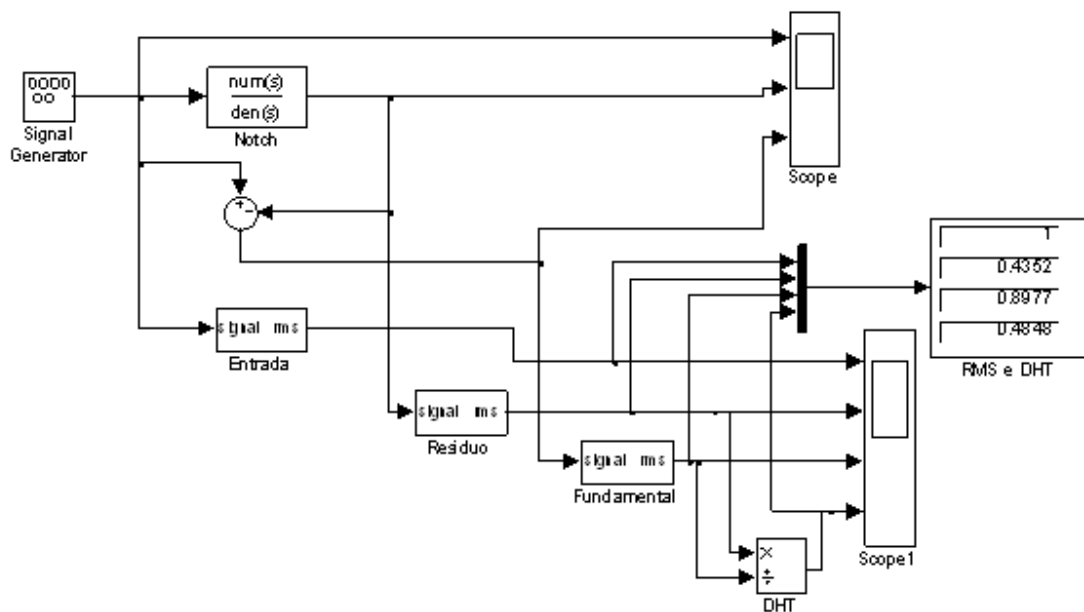


Figura 1.14. Modelo Simulink

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] J. A. Pomilio, Fontes Chaveadas, Apostila do curso IT505, FEEC Unicamp. Disponível em: <http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it505-fontes-chaveadas>