

Microgrids for Efficient, Reliable and Greener Energy

RELATÓRIO DE ETAPA

E139 – Implantação do modelo da microrrede no simulador HIL



| | |
|--|------------------|
| Contrato N°: CW2257945 | ANEEL N°: |
| Título do Projeto: PA3058 – Merge: Desenvolvimento de Microrredes Eficientes, Confiáveis e Sustentáveis | |
| Nome da Entidade: UNICAMP | |
| Nome do Coordenador Entidade: Luiz Carlos Pereira da Silva | |
| Nome do Responsável pelo Relatório: José Antenor Pomilio | |
| Etapa: E139 – Implantação do modelo da microrrede no simulador HIL | |
| Duração: 6 | |
| Situação Atual: Em andamento. | |

Controle de versão:

| Versão | Data | Responsável | Comentário |
|---------------|-------------|--|---|
| 1/6 | Mar/2021 | J. Antenor Pomilio / Igor Maronni / João I. Y. Ota | <ul style="list-style-type: none">• Início de modelagem da microrrede do LabREI: cabeamento e impedâncias de rede |
| 2/6 | Abril/2021 | J. Antenor Pomilio / Igor Maronni / João I. Y. Ota | <ul style="list-style-type: none">• Continuação da modelagem das perdas em alta frequência no cabeamento: perdas no dielétrico• Início da implantação da microrrede do LabREI em software HIL: barramentos e sensoriamento |
| 3/6 | Mai/2021 | J. Antenor Pomilio / Igor Maronni / João I. Y. Ota | <ul style="list-style-type: none">• Definição do modelo do cabeamento• Modelo simplificado dos inversores do sistema fotovoltaico |
| 4/6 | Junho/2021 | J. Antenor Pomilio / Igor Maronni / João I. Y. Ota | <ul style="list-style-type: none">• Modelo dos painéis fotovoltaicos• Continuação da modelagem dos inversores FV: modelo do estágio de MPPT |
| 5/6 | Julho/2021 | J. Antenor Pomilio / Igor Maronni / João I. Y. Ota | <ul style="list-style-type: none">• Modelos dos inversores Supplier• Modelo do banco de cargas passivas• Modelo completo do inversor FV trifásico |
| 6/6 | Agosto/2021 | J. Antenor Pomilio / Igor Maronni / João I. Y. Ota | <ul style="list-style-type: none">• Modelo completo do inversor FV bifásico• Comentários sobre modelos das fontes programáveis CC e CA• Finalização da etapa |

Resumo

O presente relatório descreve as atividades da ETAPA E139 – Implantação do modelo da microrrede no simulador HIL, referindo-se à microrrede presente no Laboratório de Redes Elétricas Inteligentes (LabREI). A aquisição de um sistema de simulação HIL para o LabREI e o projeto MERGE traz diversas possibilidades de testes de novas tecnologias em microrredes, além de flexibilidade dado que testes em campos podem ser precedidos por verificações em um ambiente controlado, mas que reproduz de maneira fiel a microrrede a ser testada. Isso torna a modelagem do sistema um aspecto fundamental na precisão dos resultados obtidos. Entre as atividades da presente ETAPA, destaca-se a modelagem dos cabos e da rede do LabREI visando o comportamento em faixas de frequências nas quais conversores conectados à rede, tais como inversores fotovoltaicos e sistemas de bateria, operam. Em uma segunda etapa, os equipamentos do LabREI (cargas e fontes) também são modelados. Esse modelos servirão como base para estudos preliminares em simulações HIL a serem realizados por usuários da microrrede do LabREI.

| | |
|---|------------------|
| <u>1. INTRODUÇÃO.....</u> | <u>6</u> |
| <u>2. MODELAGEM DA PARTE FÍSICA DA REDE DO LABREI.....</u> | <u>9</u> |
| 2.1. MODELOS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO E SUAS LIMITAÇÕES | 11 |
| 2.2. DISCUSSÕES SOBRE AS PERDAS NO CABEAMENTO..... | 17 |
| 2.3. MODELO FINAL SIMPLIFICADO..... | 31 |
| <u>3. IMPLANTAÇÃO DO MODELO NO SIMULADOR HIL.....</u> | <u>37</u> |
| 3.1. BARRAMENTOS | 37 |
| 3.2. CABEAMENTO | 41 |
| 3.3. PAINÉIS FOTOVOLTAICOS | 42 |
| 3.4. INVERSORES DO SISTEMA FOTOVOLTAICO | 45 |
| 3.5. INVERSORES <i>SUPPLIER</i> | 70 |
| 3.6. BANCO DE CARGAS PASSIVAS – JUNXY..... | 80 |
| 3.7. COMENTÁRIOS SOBRE A MODELAGEM DAS FONTES E CARGAS PROGRAMÁVEIS DO LABREI 85 | |
| <u>4. CONSIDERAÇÕES FINAIS</u> | <u>89</u> |
| <u>REFERÊNCIAS</u> | <u>90</u> |

1. Introdução

O Laboratório de Redes Elétricas Inteligentes (LabREI) foi criado como estrutura metodológica do Projeto Temático FAPESP “Pesquisas interdisciplinares em redes inteligentes de energia elétrica”^a e, recentemente, também se tornou parte integrante do Projeto MERGE (Desenvolvimento de Microrredes Eficientes, Confiáveis e Sustentáveis). O LabREI tem como objetivo testar e verificar experimentalmente tecnologias relacionadas a *smart grids* e microrredes, em diversos níveis e áreas de conhecimento. Para tanto, a estrutura inclui fontes e cargas programáveis e controláveis, além de diversos equipamentos de medição, a realização de uma estrutura de coleta de dados e também o uso dessa estrutura de forma *online*.

Dentro do projeto MERGE, a fim de potencializar o aspecto experimental e de verificação do LabREI, foi realizada a aquisição de um sistema de simulação em tempo real com *hardware* em malha fechada. Essa aquisição fez parte da ETAPA E120 – *Especificações e compras de material permanente e de dispositivos auxiliares*. Denominado de sistemas de simulações digitais em tempo real “Hardware-In-the-Loop”^b, tais sistemas de simulação se conectam com os sistemas de controle e outros dispositivos a partir de suas entradas e saídas. Dessa forma, pode-se realizar a validação de estruturas de controle e automação sem a necessidade do suprimento total do sistema físico, cuja dinâmica é realizada pelo sistema HIL. Uma aplicação vinculada às pesquisas em Eletrônica de Potência é o desenvolvimento de conversores eletrônicos de potência (CEPs), o qual vem sendo denominadas de prototipagem rápida. Em sistemas de distribuição, que configuram o interesse do projeto MERGE, o foco se direciona para a operação de microrredes e *smart grids*. Tais redes podem ser testadas e verificadas antes de sua operação, ou novas tecnologias podem ser testadas em um ambiente que reproduza o comportamento de tais redes de maneira fiel, sem a necessidade de intervenção na rede que já se encontra em estado operacional.

A Figura 1 apresenta os principais métodos existentes para a verificação sistemática de funcionalidades de uma microrrede. Enquanto simulações computacionais permitem uma virtualização total do sistema, o modelo utilizado sempre apresenta limitações que reduz a fidelidade dos resultados obtidos quando comparados ao comportamento do sistema real ou

^a <https://bv.fapesp.br/pt/auxilios/97003/pesquisas-interdisciplinares-em-redes-inteligentes-de-energia-eletrica/>

^b <https://doi.org/10.1049/joe.2018.5174>

de uma rede experimental em escala. Porém, custos tornam inviável a realização de um sistema experimental em escala para toda microrrede que venha a ser implementada. Sistemas HIL, subdivididos em *Controller HIL* (CHIL) e *Power HIL* (PHIL), contemplam a presença de certos dispositivos de controle e potência da futura microrrede, os quais podem ser desenvolvidos e fabricados em um estágio prematuro, e podem oferecer flexibilidade e fidelidade a custos aceitáveis na verificação sistemática de microrredes.

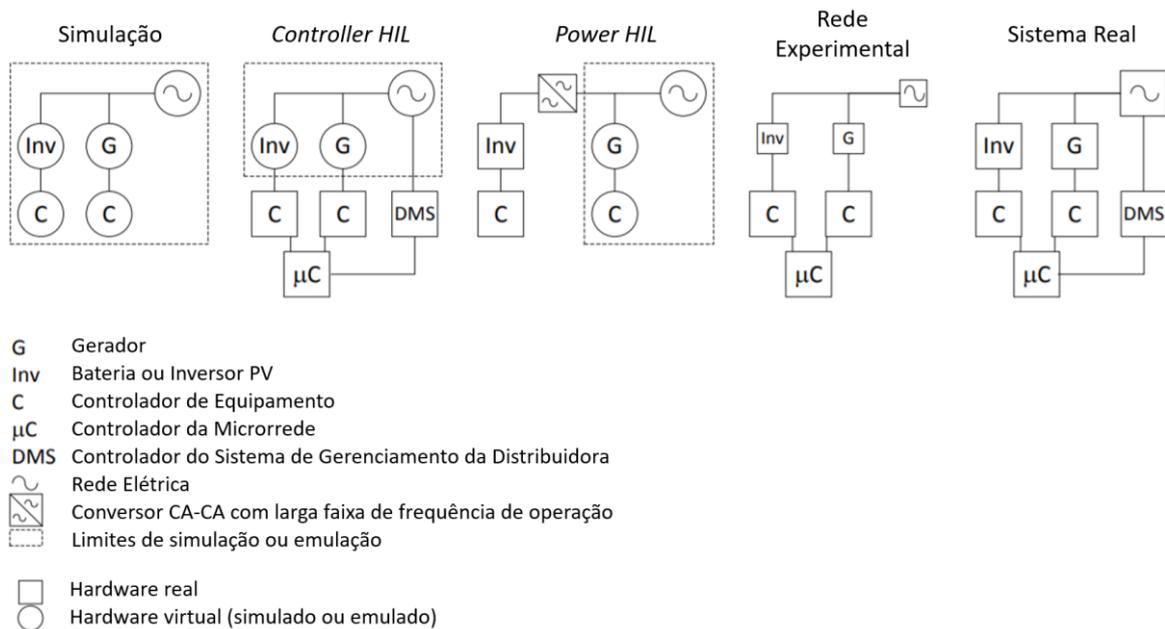


Figura 1. Diversos níveis de verificação sistemática de uma microrrede.

Atualmente o LabREI e o Projeto MERGE contam com um sistema composto por duas unidades do HIL604 da fabricante Typhoon HIL, uma interface *HIL Connect*, e uma placa de interface “*microgrid*”, além das licenças perpétuas de uso do HIL604 e de todas as bibliotecas do Typhoon HIL Control Center. A Figura 2 apresenta o HIL604 e suas principais especificações técnicas.

Dentro do contexto de uso e familiarização com o sistema HIL adquirido, a presente ETAPA procurar realizar a modelagem da microrrede no LabREI. A modelagem incluirá tanto a estrutura da rede e seus cabos, assim como os equipamentos disponíveis no laboratório. Esse modelo será, assim, um ponto de partida para futuros usuários do LabREI, os quais poderão realizar testes preliminares com a inserção de conversores e controladores pré-desenvolvidos para testes na microrrede do LabREI.



| HIL Simulators | | HIL604 |
|---------------------------------------|--|----------------|
| Model capacity | | |
| Detailed converter models (1ph/3ph) | | 16 / 8 |
| Average converter models (3ph) | | 40 |
| Distribution network simulation | | ✓ |
| Time resolution | | |
| Minimum simulation step | | 500 ns |
| DI sampling resolution | | 6.2 ns |
| I/O | | |
| Analog I/O (per unit) | | 32/64 |
| Digital I/O (per unit) | | 64/64 |
| Connectivity | | |
| USB | | ✓ |
| Ethernet | | ✓ |
| CAN | | ✓ |
| RS232 | | ✓ |
| Time synchronization (PPS and IRIG-B) | | ✓ |
| Paralleling | | Up to 16 units |

Figura 2. Typhoon HIL604 e especificações técnicas ^c

^c <https://www.typhoon-hil.com/products/6-series/>

2. Modelagem da parte física da rede do LabREI

Uma primeira etapa para a representação da rede do LabREI no sistema HIL consiste em modelar a parte física da rede – isto é, seu cabeamento. Por se tratar de uma rede destinada a testes com alta penetração de eletrônica de potência, é importante que sejam previstos pelo modelo os efeitos do cabeamento que se encontram na faixa de frequência de operação dos conversores. Portanto, deseja-se obter uma representação que seja válida para frequências da ordem de algumas dezenas a poucas centenas de kHz.

Tipicamente, os modelos utilizados para os cabos de uma rede derivam das formulações apresentadas pela teoria de linhas de transmissão, seja na forma de um modelo de *parâmetros distribuídos*, seja na forma de uma aproximação circuital de *parâmetros concentrados*. Como será discutido nas próximas seções, tais modelos, em sua forma clássica, não são capazes de representar alguns fenômenos de alta frequência, como o efeito pelicular, o efeito de proximidade e os possíveis acoplamentos indutivo e/ou capacitivo entre a linha e corpos próximos.

No caso específico da rede do LabREI, os cabos estão distribuídos de forma não uniforme sobre eletrocalhas de aço galvanizado, perfuradas (Figura 3). As características dos cabos e da eletrocalha são dadas na Tabela 1. De cada uma das treze barras da rede, saem quatro cabos referentes às três fases e ao neutro, percorrem a eletrocalha inferior e retornam pela eletrocalha superior ao encontro da barra seguinte, totalizando aproximadamente 25 m de comprimento por trecho (entre barramentos). Esta distribuição difere das linhas de distribuição aéreas, que são usualmente bem representadas por modelos de parâmetros RL. Pelo contrário, a topologia em questão, semelhante à de linhas subterrâneas, favorece o surgimento dos efeitos de alta frequência, que são tema de seção posterior.

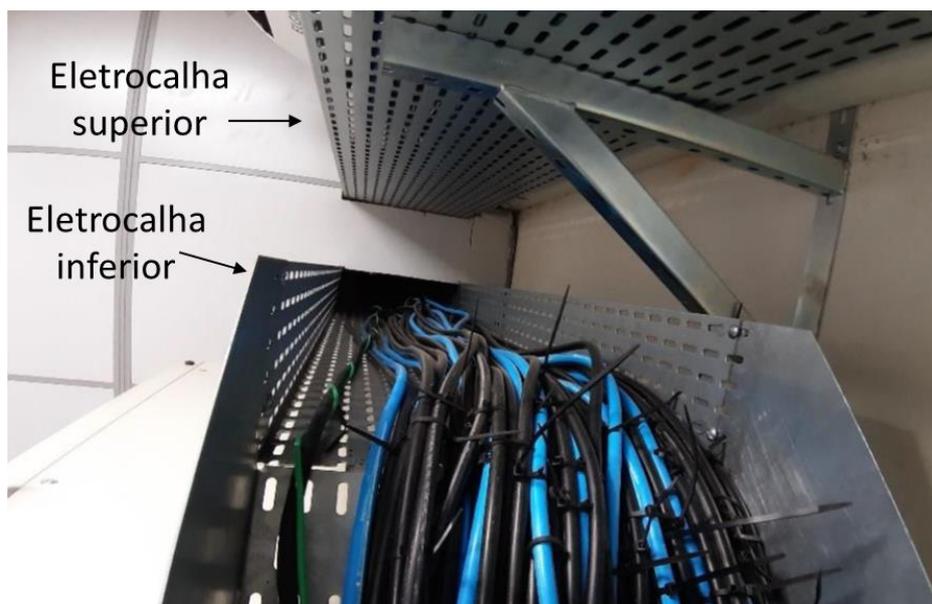


Figura 3. Distribuição dos cabos da rede do LabREI

Tabela 1. Principais características dos cabos e da eletrocalha do LabREI

| Cabos | |
|---|---|
| Designação | Cableauto HEPROTERM FLEX Atóxico 1x35mm ² 0,6/1kV |
| Norma aplicável | NBR 13248 |
| Condutor | Fios de cobre eletrolítico nu, têmpera mole, classe 5 (flexível) |
| Isolação dos condutores | Composto termofixo HEPR, 90°C |
| Cobertura | Composto termoplástico poliolefínico não halogenado SHF 1 |
| Seção | 35 mm ² |
| Diâmetro nominal do condutor | 7,5 mm |
| Espessura nominal da isolação | 0,9 mm |
| Diâmetro externo | 11,7 mm |
| Eletrocalha | |
| Material | Aço galvanizado |
| Dimensões (altura x largura x comprimento) ^d | 15 cm x 30 cm x 25 m |
| Espessura ^d | 8 mm |
| Condutividade elétrica ^e | 10 ⁵ S/m |
| Permeabilidade magnética relativa ^e | 700 |

Este trabalho parte de alguns resultados apresentados no relatório da ETAPA “E118 - Implantação e comissionamento da rede LabREI – UNICAMP”, na qual foi realizada a

^d Valores aproximados devido à restrição de acesso ao laboratório (COVID-19)

^e Tanto a condutividade elétrica, quanto a permeabilidade elétrica do material são valores aproximados situados dentro da faixa apresentada em [11].

caracterização em frequência dos cabos da rede do LabREI. Nela, obteve-se a frequência natural da linha em aberto como sendo da ordem de 150 kHz e de tal valor foram estimados os valores da indutância e capacitância características da linha. Além disso, constatou-se que a adição de cargas eletrônicas – de característica capacitiva devido ao filtro EMI de entrada – tende a diminuir a frequência de ressonância para a ordem dos 20 kHz. Estes resultados são importantes pois, além de proporcionarem um ponto de partida para a modelagem do cabeamento, reafirmam a necessidade de validade do modelo para esta faixa de frequências.

2.1. Modelos de linhas de transmissão e suas limitações

A teoria de linhas de transmissão é tratada de forma exaustiva pela literatura [1], [2] e, por isso, esta seção tem como finalidade somente apresentar sucintamente alguns modelos típicos, focando em discutir suas vantagens e desvantagens, tendo em vista o objetivo final de uma implementação na forma de circuito elétrico para simulação na plataforma HIL.

2.1.1. Modelo de parâmetros distribuídos

O estudo de linhas de transmissão difere do estudo de circuitos elétricos tradicionais, pois as dimensões físicas envolvidas são usualmente comparáveis a frações do comprimento de onda de operação, ou mesmo correspondem a vários comprimentos de onda. Dessa forma, um modelo geral de linha de transmissão consiste em representá-la a partir de parâmetros distribuídos ao longo de seu comprimento. Considere um trecho infinitesimal de uma linha infinita, como o da Figura 4.

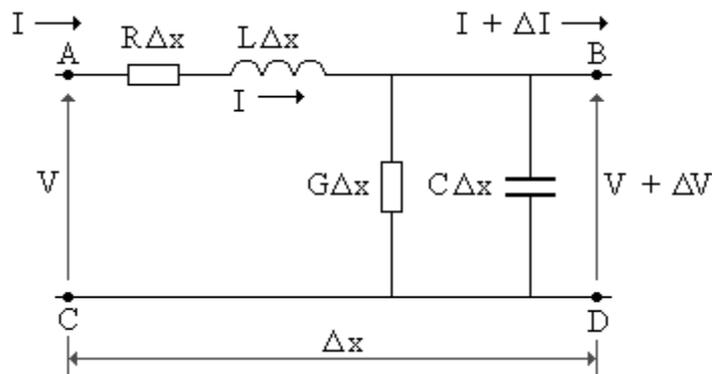


Figura 4. Trecho infinitesimal de uma linha de transmissão infinita [3]

Os parâmetros R e L representam, respectivamente, a resistência e a indutância de ambos os condutores por unidade de comprimento, enquanto C e G são parâmetros de capacitância e condutância relacionados ao dielétrico que separa os condutores, também dados por unidade de comprimento da linha.

Do circuito, é possível obter as seguintes equações para a tensão e a corrente

$$-\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = R \cdot i(x,t) + L \cdot \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (1)$$

$$-\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = G \cdot v(x,t) + C \cdot \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \quad (2)$$

Considerando uma representação fasorial (harmônica), com $v(x,t) = \text{Re}\{V(x)e^{j\omega t}\}$ e $i(x,t) = \text{Re}\{I(x)e^{j\omega t}\}$, obtém-se as conhecidas equações de onda de uma linha de transmissão:

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} = \gamma^2 V(x) \quad (3)$$

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = \gamma^2 I(x) \quad (4)$$

Sendo γ a constante de propagação definida por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (5)$$

A partir das equações de onda (3) e (4) é possível determinar a relação entre correntes e tensões separadas por um trecho de comprimento l_0 da linha. Após resolução das equações diferenciais e aplicação das condições de contorno para $x = 0$ e $x = l_0$, escreve-se:

$$\begin{bmatrix} V(l_0) \\ I(l_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l_0) & -Z_0 \sinh(\gamma l_0) \\ -\frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l_0) & \cosh(\gamma l_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Onde Z_0 é a impedância característica da linha, dada por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (7)$$

Alguns comentários sobre a equação matricial (6) são pertinentes. Primeiramente, ela elucida a variação não linear dos módulos de tensão e corrente ao longo da linha, pois

apresenta termos que dependem de senos e cossenos hiperbólicos da constante de propagação. Ademais, trata-se de uma formulação harmônica, capaz de representar apenas uma frequência por vez. Quando perdas estão presentes na linha (R e G não nulos), tanto a impedância característica, quanto a constante de propagação dependem da frequência do sinal. Essas características impõem dificuldades para a implementação direta de um modelo circuital para simulação no domínio no tempo. Não obstante, essa formulação teórica é importante para a obtenção de outros modelos mais aplicáveis à simulação, como será visto a seguir.

2.1.2. Modelo π de parâmetros concentrados

Um modelo de impedâncias equivalente do tipo π pode ser obtido a partir da formulação apresentada na seção anterior [1]. Considere o circuito da Figura 5, no qual a impedância entre dois pontos da linha de transmissão é representada por um elemento série (z_s) e dois elementos *shunt* (y_{sh}).

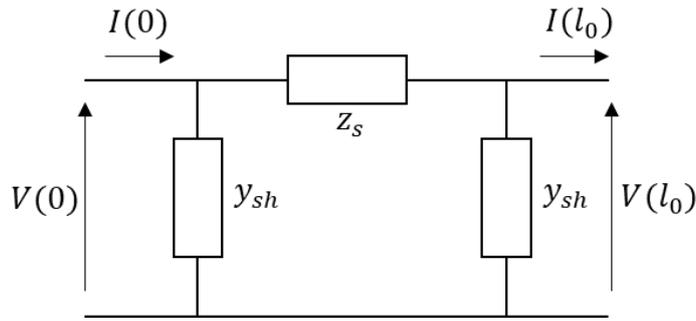


Figura 5. Modelo π equivalente

A tensão e corrente de saída se relacionam com as de entrada pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} V(l_0) \\ I(l_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + z_s y_{sh} & -z_s \\ 2y_{sh} + z_s y_{sh}^2 & 1 + z_s y_{sh} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Comparando-a com a equação (6), é possível determinar as impedâncias em função dos parâmetros de linha Z_0 , γ e l_0 .

$$z_s = Z_0 \sinh(\gamma l_0) \quad (9)$$

$$y_{sh} = Z_0^{-1} \tanh\left(\frac{\gamma l_0}{2}\right) \quad (10)$$

Considerando que o comprimento l_0 do trecho é muito menor do que o comprimento de onda do sinal, as equações (9) e (10) podem ser aproximadas por:

$$z_s \cong Z_0 \gamma l_0 = (R + j\omega L) \cdot l_0 \quad (11)$$

$$y_{sh} \cong \frac{Z_0^{-1} \gamma l_0}{2} = (G + j\omega C) \cdot \frac{l_0}{2} \quad (12)$$

Ou seja, linhas curtas podem ser representadas por um modelo π aproximado no qual os elementos série e *shunt* são dados por simples elementos circuitais R, L e C (Figura 6), cujos valores são proporcionais ao comprimento da linha. Note que, agora, os parâmetros da linha são dados por elementos *concentrados*, que não mais variam de um ponto infinitesimal a outro. Por ser de fácil implementação em *softwares* de simulação de circuitos elétricos, tal modelo é amplamente utilizado.

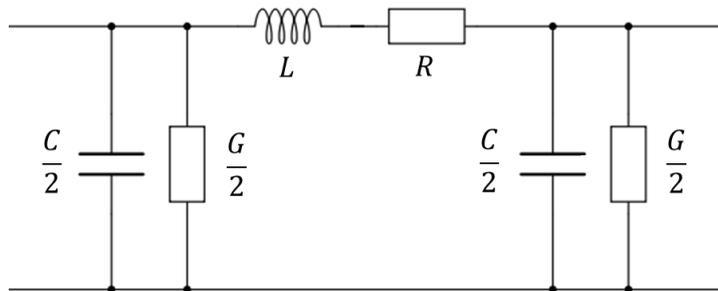


Figura 6. Modelo π para linhas curtas

Cabe ainda discutir a definição de linhas curtas. Uma linha de transmissão não deve ser considerada curta com base apenas no valor de seu comprimento. Como vimos, a aproximação é válida apenas quando o comprimento da linha é pequeno em relação ao comprimento de onda (λ) do sinal que a excita. Portanto, a faixa de frequência de interesse deve ser levada em conta para determinação da validade da aproximação: uma linha pode ser considerada curta para frequências baixas, mas é possível que em altas frequências o modelo não seja mais válido. Isto ocorre pois os módulos de tensão e corrente, bem como a impedância vista a partir de certo ponto da linha, variam de forma periódica ao longo do comprimento. Para uma linha sem perdas, o período da variação é dado por $\lambda/2$. Ou seja, dificilmente essas variações serão relevantes para linhas cujo comprimento total seja apenas uma fração de λ .

A título de ilustração, a Figura 7 apresenta a variação dos módulos de tensão e corrente ao longo de uma linha de 300 m (como a do LabREI) com terminação em aberto para

diferentes frequências de excitação. As curvas correspondem a resultados obtidos a partir das equações analíticas da teoria de linha de transmissão apresentadas em [2]. Em 60 Hz, a linha se comporta idealmente como um elemento de parâmetros concentrados, sem que V e I variem ao longo do comprimento. Conforme a frequência aumenta, já é possível observar a dependência espacial dessas grandezas. Em 100 kHz, nota-se o efeito capacitivo da linha com terminação aberta, responsável pelo aumento do módulo da tensão em sua extremidade. Já em 1 MHz, é evidente a necessidade de se levar em conta o caráter *distribuído* da linha.

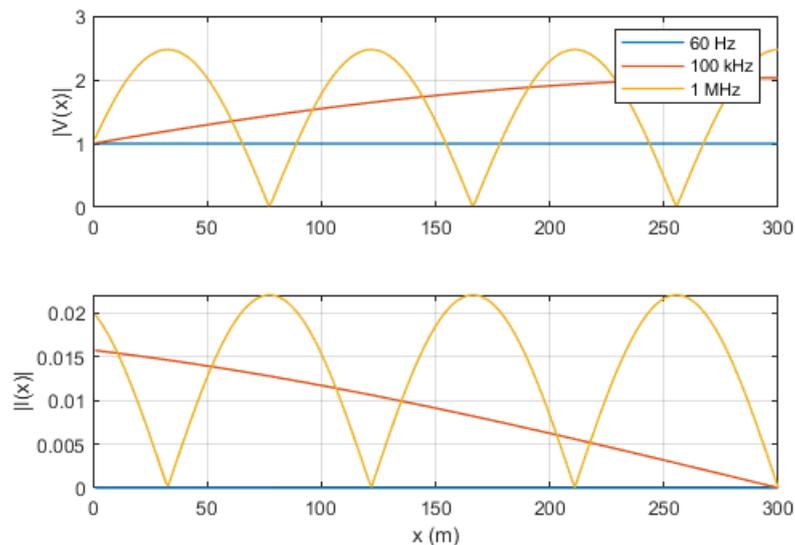


Figura 7. Variação do módulo da tensão e da corrente ao longo de uma linha de 300 m, com terminação em aberto, para diferentes frequências ($R = 550\mu\Omega/m$, $L=0,63\mu H/m$, $C = 50pF/m$, $G = 0$)

Para contornar a restrição do modelo às linhas curtas, tipicamente, mais de uma célula π (em muitos casos, centenas) podem ser utilizadas para simulação de linhas longas, embora o custo computacional exigido possa ser expressivo. Conhecendo-se a faixa espectral de interesse e os parâmetros da linha, é possível determinar o número de células necessário para se representar a linha com o nível de precisão desejado.

Para a modelagem da linha do LabREI, o modelo π de parâmetros concentrados para linhas curtas servirá de base. Como será visto, nas primeiras análises para obtenção do modelo, uma única célula correspondente ao comprimento total de 300 m será utilizada. Quando o modelo for seccionado em 12 trechos, de forma a representar as 13 barras da rede, ele naturalmente se tornará mais preciso, ao menos quanto ao caráter distribuído da rede.

Em todos os modelos apresentados até o momento, os parâmetros R , L , G e C (por unidade de comprimento) foram considerados constantes. Entretanto, como será mostrado na

seção 2.2, a dependência com a frequência de alguns deles pode-se mostrar relevante no cenário estudado.

2.1.3. Modelo de Bergeron

A título de completude, o modelo de Bergeron para linhas de transmissão [4] será aqui brevemente introduzido, embora não seja utilizado na modelagem do LabREI. Como a biblioteca do Typhoon HIL apresenta um componente específico para este modelo, fez-se necessário clarificar suas aplicações para posterior escolha do modelo mais adequado.

Este modelo introduz uma alternativa para a representação de linhas de transmissão na forma de parâmetros distribuídos, no domínio do tempo. Ao invés de aplicar o resultado analítico das equações diferenciais de tensão e de corrente (1) e (2) na obtenção de um modelo de impedâncias – o que, como vimos, dá origem a relações não-lineares entre as grandezas em diferentes pontos da linha – o modelo de Bergeron implementa a resolução numérica dessas equações diretamente na forma de um circuito elétrico (Figura 8).

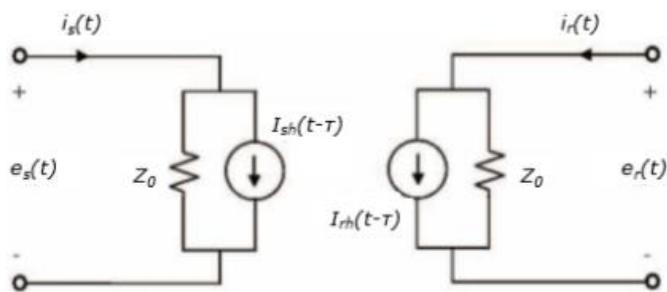


Figura 8. Modelo de Bergeron para uma linha sem perdas[5]

Apesar de este modelo sugerir uma representação direta no domínio do tempo, ele é dito de *frequência única*. Isto se deve ao fato de que seus parâmetros são calculados para uma única frequência, sob a hipótese de que não haja perdas na linha. A Figura 8 apresenta dois parâmetros: a impedância característica da rede (Z_0) e o passo de integração (τ), calculado como sendo o comprimento da linha dividido pela velocidade de propagação das ondas. No entanto, Z_0 é uma função da frequência em linhas com perdas. Salvo sob a hipótese de uma linha de transmissão sem distorções e/ou sem perdas, a velocidade de propagação também será dependente da frequência [2]. Embora o modelo de Bergeron possa ser utilizado para simulação de transientes no domínio do tempo, seu uso é particularmente recomendado para estudos de impedância na frequência fundamental [6]. Portanto, o modelo não se adequa à representação da rede do LabREI.

2.2. Discussões sobre as perdas no cabeamento

Esta seção tem como objetivo principal apresentar algumas das possíveis fontes de perda na rede do LabREI e discutir sua viabilidade de implementação no modelo HIL. Não objetiva, portanto, a apresentação de soluções definitivas para o problema, mas sim resultados preliminares.

No trabalho apresentado na etapa E118 foram obtidos os valores de indutância e capacitância por unidade de comprimento da rede do LabREI. Dos diferentes métodos aplicados resultaram $L \cong 0,6\mu H/m$ e $C \cong 45pF/m$. A Figura 9 apresenta o resultado experimental de um dos ensaios da etapa E118, no qual um degrau de tensão de 150 V foi aplicado na primeira barra da rede e sua resposta foi medida na última barra, totalizando 300 m de linha. Quando comparado com a resposta obtida em simulação (Figura 11) para um modelo π simplificado (Figura 10), nota-se claramente que a resposta do sistema real é mais amortecida que a da simulação, embora a frequência de oscilação seja aproximadamente a mesma. Neste modelo simplificado, o único elemento de perdas levado em conta foi a resistência CC dos cabos, cujo valor foi aproximado para $0,55\text{ m}\Omega/m$. Mesmo com a utilização deste valor limite, o amortecimento desejado não foi obtido.

Este resultado evidencia a necessidade de modelização de outros fatores de dissipação de potência, como será discutido nesta seção.

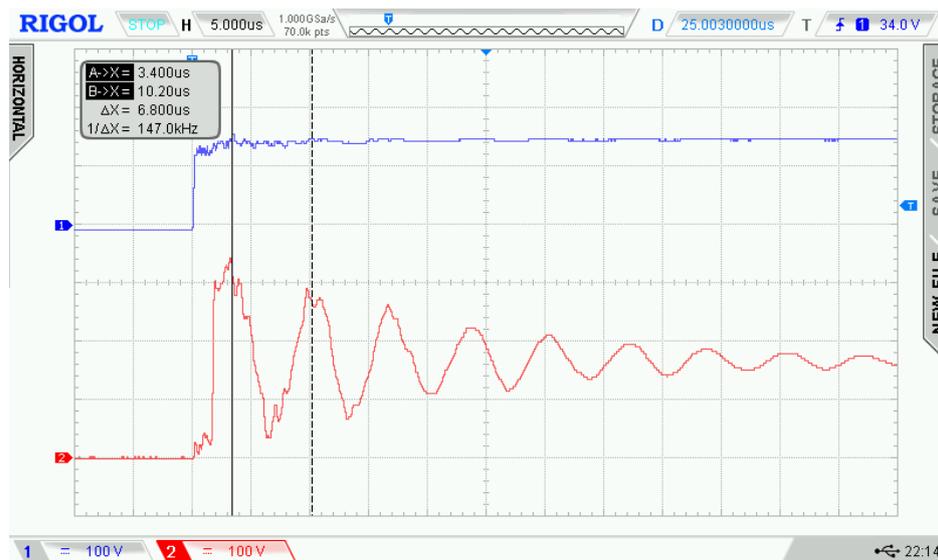


Figura 9. Resposta à aplicação de um degrau de tensão de 150V entre duas fases (B e C), em 300 m de linha. Em azul, degrau de tensão aplicado à barra B1 e, em vermelho, tensão medida na barra B13. Período de oscilação medido: 6,8µs. Resultado obtido durante trabalhos da etapa E118

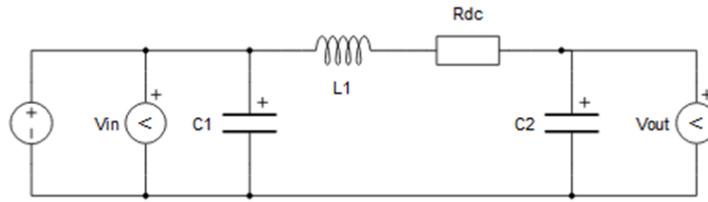


Figura 10. Modelo π simplificado para simulação ($L1=0,6\mu\text{H/m}$, $C1=C2=22,5\text{pF/m}$, $Rdc=0,550\text{m}\Omega/\text{m}$)

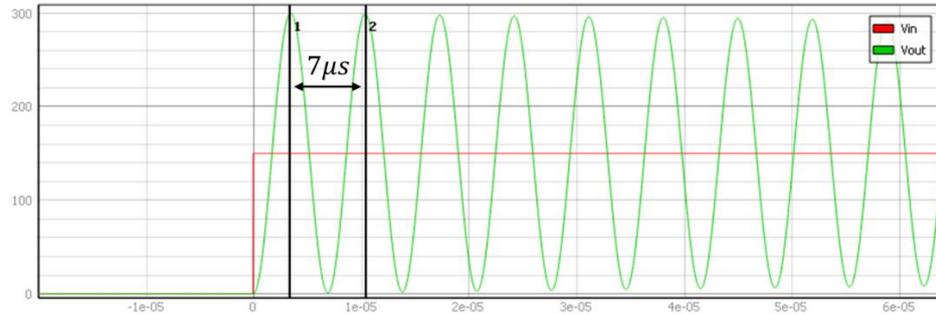


Figura 11. Resposta ao degrau em simulação para o modelo π simplificado

2.2.1. Efeito pelicular

O efeito pelicular é um dos fenômenos responsáveis pela modificação dos valores de resistência e de indutância de um condutor quando percorrido por correntes alternadas. Em CC, a corrente se distribui uniformemente pela seção transversal do condutor. Em corrente alternada, no entanto, os campos gerados pela corrente induzem correntes parasitas no próprio condutor que, por sua vez, também exercem influência no mesmo. O resultado deste processo, após atingido o equilíbrio, é uma distribuição de corrente não-uniforme: quanto maior a frequência, mais concentrada nas bordas estará a corrente. Este efeito reduz a área transversal aparente do condutor e, portanto, aumenta sua resistência. Outra consequência, menos significativa, é a diminuição de sua indutância própria.

Levando em conta estes efeitos, a impedância própria de um condutor cilíndrico pode ser obtida a partir das equações de Maxwell como [7]:

$$Z(\omega) = \frac{j\omega\mu}{2\pi r} \cdot \frac{ber(u) + j \cdot bei(u)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma}\right) (ber'(u) + j \cdot bei'(u))} = R(\omega) + j\omega L_{in}(\omega) \quad (13)$$

Sendo r o raio do condutor, σ , sua condutividade elétrica, μ , sua permeabilidade magnética, ber e bei são, respectivamente, as partes reais e imaginárias das funções de Bessel, enquanto ber' e bei' são suas respectivas derivadas. Além disso,

$$u = \frac{r\sqrt{2}}{\delta} \quad (14)$$

Com δ sendo a profundidade de penetração do efeito pelicular, dada por:

$$\delta = \left(\frac{2}{\omega\mu\sigma} \right)^{1/2} \quad (15)$$

A título de exemplo, a Figura 12, retirada de [3], apresenta a influência do efeito pelicular no valor de resistência e de indutância para um condutor de cobre 2 AWG. Os valores estão normalizados em relação àqueles obtidos em 60 Hz. Note que, enquanto ocorre uma diminuição de pouco mais de 10% no valor da indutância, o valor da resistência cresce expressivamente com a frequência. De forma aproximada, a resistência passa a depender da raiz quadrada da frequência quando o efeito pelicular está presente.

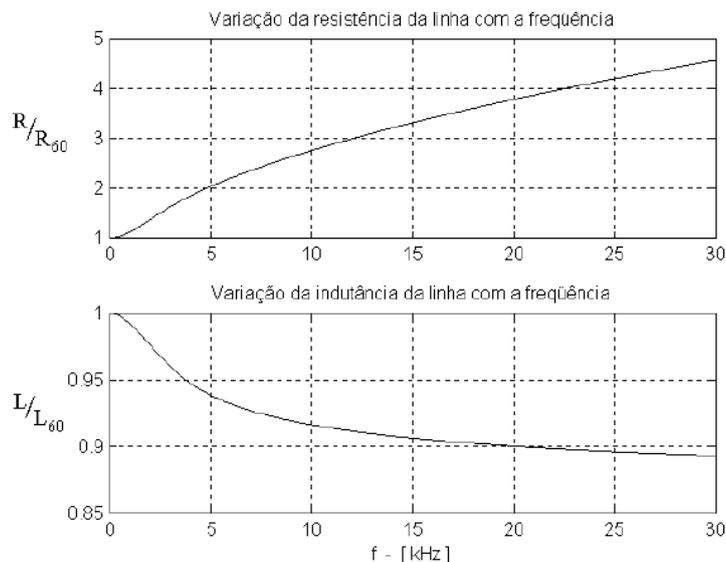


Figura 12. Variação da resistência e da indutância interna por unidade de comprimento para um condutor de cobre 2 AWG ($r=3,3\text{mm}$) com a frequência [3]

Para os cabos da rede do LabREI, o efeito pelicular começa a se manifestar a partir da frequência de 300 Hz. Frequência relativamente baixa, correspondente apenas à 5ª harmônica da fundamental. Tratando-se de uma rede com alta penetração de eletrônica de potência, com conversores chaveando em dezenas de kHz e com a presença de cargas de

natureza não-linear, fica clara a necessidade de se modelar o efeito pelicular. Não tanto pela variação da indutância interna do condutor, mas pelo relevante aumento da resistência.

O problema consiste, então, em encontrar uma forma de representar, em simuladores de circuitos elétricos, uma resistência que varie com a raiz quadrada da frequência. Tipicamente, o que se faz é construir uma rede equivalente de impedâncias, constituída por diversos ramos RL, de forma que sua impedância total apresente uma parte real (resistiva) que varie com a frequência.

Não é única a metodologia para construção da rede equivalente. Neste trabalho, o modelo utilizado é apresentado por [7] e será brevemente descrito.

A partir de uma formulação simplificada do problema do efeito pelicular, é possível escrever a admitância do condutor, em sua forma *transiente*, como:

$$y(t) = \frac{4\pi}{\mu} \sum_{k=1}^{\infty} \exp\left(-\frac{\xi_k^2}{\mu\sigma r^2}\right) \quad (16)$$

Na qual ξ_k é a k-ésima raiz da função de Bessel, que, neste problema, poderá ser aproximada por

$$\xi_k = \frac{(2k-1)\pi}{2} + \frac{\pi}{4} \quad (17)$$

Aplicando a transformada de Fourier em $y(t)$, escreve-se

$$Y(\omega) = F\{y(t)\} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{R_k + j\omega L} \quad (18)$$

Sendo,

$$R_k = \frac{\xi_k^2}{4\pi\sigma r^2} ; L = \frac{\mu}{4\pi} \quad (19)$$

A equação (18) corresponde a uma associação paralela de pares resistor-indutor, como mostrado na Figura 13.

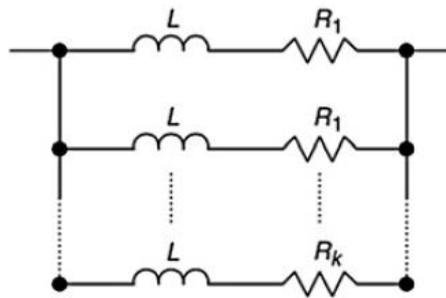


Figura 13. Circuito equivalente da admitância interna de um condutor cilíndrico associada ao efeito pelicular [7]

Para o modelo do LabREI, uma rede de 12 ramos RL foi utilizada. A Figura 14 apresenta a resistência e a indutância obtidas com a rede RL equivalente. Nota-se que, conforme desejado, a resistência é proporcional à raiz quadrada da frequência para a faixa que vai de aproximadamente 300 Hz a 100 kHz. Este limite superior é determinado pelo número de ramos RL utilizados: quanto maior o número de ramos, maior é a frequência limite de validade do modelo. Para 20 ramos, por exemplo, a rede RL representa bem o efeito pelicular até uma frequência de 1 MHz, aproximadamente. Contudo, alguns testes comparativos foram realizados e optou-se por limitar a 12 o número de ramos.

Ainda pela Figura 14, percebe-se que a indutância introduzida pela rede RL não é significativa quando comparada à indutância de linha, de $0,6\mu\text{H/m}$. Seu efeito pode, portanto, ser desprezado.

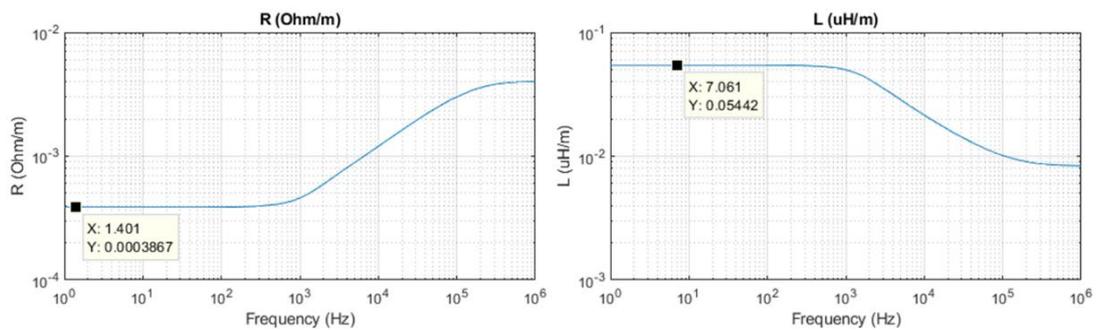


Figura 14. Resistência e indutância equivalente da rede RL de representação do efeito pelicular

A modelagem do efeito pelicular foi adicionada ao circuito de simulação da Figura 10 e uma nova resposta ao degrau foi obtida (Figura 15).

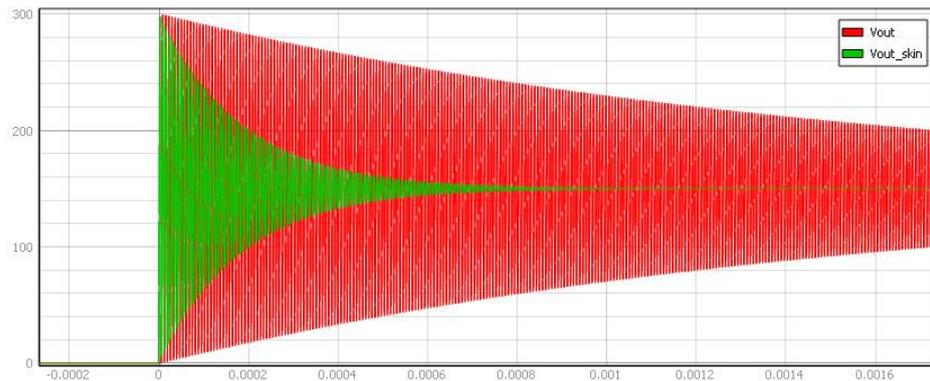


Figura 15. Resposta de tensão na barra B13 ao degrau de 150 V aplicado na barra B1. Em vermelho, resposta sem inclusão do modelo do efeito pelicular e, em verde, com sua inclusão

É notória a influência do efeito pelicular nas perdas do sistema. Contudo, apenas sua inclusão não foi suficiente para a obtenção do amortecimento verificado experimentalmente.

2.2.2. Efeito de proximidade

O efeito de proximidade se manifesta quando dois ou mais condutores estão muito próximos, a ponto de o fluxo magnético de um interferir na distribuição de corrente do outro. Quando dois condutores são postos lado a lado, a corrente tende a circular preferencialmente pela superfície que se encontra entre ambos. A consequência disto, como para o caso do efeito pelicular, é o aumento da resistência aparente do condutor.

Trata-se de um efeito extremamente dependente da geometria do problema e, portanto, sua modelagem analítica é usualmente restrita a problemas envolvendo poucos condutores. Frequentemente, estratégias de simulação baseadas na teoria de elementos finitos são utilizadas para resolução de problemas mais complexos.

Para a modelagem na forma de um circuito elétrico, alguns trabalhos propõem uma abordagem semelhante à adotada para o efeito pelicular [8], [9]. Inclusive, os modelos usualmente representam ambos os efeitos simultaneamente. Para inclusão do efeito de proximidade, ao invés de simples ramos RL, também é levado em conta o acoplamento indutivo entre os ramos. Em [9], por exemplo, cada condutor envolvido no problema é modelado a partir de um conjunto de ramos RL acoplados, cada um representando um filamento infinitesimal deste mesmo condutor. Além do acoplamento indutivo considerado entre os ramos de um mesmo condutor, considera-se que os ramos de diferentes condutores também são acoplados entre si. Para o cálculo de cada indutância mútua deve-se conhecer a

distância entre os filamentos envolvidos. Ou seja, deve-se conhecer a disposição espacial de cada condutor do problema, dividi-los em n filamentos e, por fim, calcular a indutância mútua entre cada par de filamentos. Trata-se, portanto, de um problema extremamente dependente da geometria, como comentado anteriormente. Além disso, a precisão em alta frequência dependerá do número de filamentos utilizados para modelar cada condutor: o diâmetro do filamento deverá ser da ordem da profundidade de penetração do efeito pelicular na frequência máxima desejada. Portanto, a quantidade de filamentos necessários pode ser muito expressiva, representando um alto esforço computacional.

No caso da rede do LabREI, o fato de muitos condutores estarem agrupados sobre a eletrocalha (Figura 3) torna esta abordagem irrealizável. Ademais, como será discutido mais à frente, a presença da eletrocalha por si só já influencia na distribuição do fluxo magnético gerado pelo grupo de condutores. Este é mais um fator de dificuldade para a correta implementação da estratégia descrita acima.

2.2.3. Influência da eletrocalha

2.2.3.1. Perdas por indução

A influência da eletrocalha em cabos de alimentação é conhecida pela literatura [10], [11]. A depender das características do seu material, as perdas na eletrocalha provocadas pelas correntes parasitas induzidas pela ação magnética dos condutores podem não ser desprezíveis. Em [10], foi realizada uma análise das perdas na eletrocalha após ter sido detectado um problema de superaquecimento da mesma. Em [11] discute-se que a disposição das fases (e do neutro) influencia nas perdas por indução na eletrocalha. Até mesmo o fato de haver ou não circulação de corrente pelo neutro afeta a distribuição do campo magnético e, portanto, as perdas na calha. Independentemente de a corrente de neutro ser consequência de desbalanço entre fases ou da presença de harmônicas de sequência zero.

Uma formulação simplificada para as perdas volumétricas (W/m^3) por corrente parasita em um material magnético é dada por [10]

$$P_v = k_c \cdot (B_m \cdot f)^2 = \frac{\pi^2 \sigma t_c^2}{6} \cdot (B_m \cdot f)^2 \quad (20)$$

Sendo B_m a indução magnética máxima e t_c a espessura do material.

Uma primeira estimativa das perdas deste tipo na eletrocalha do LabREI foi realizada assumindo as seguintes hipóteses simplificadoras: 1) condutores distribuídos na eletrocalha conforme Figura 16; 2) o fluxo magnético total em determinado ponto da canaleta foi considerado como sendo a sobreposição dos fluxos gerados por cada um dos cabos individualmente; 3) correntes equilibradas circulando pelas fases a, b e c, sem a presença de harmônicos; 4) os furos da eletrocalha foram simplificados pela introdução de um fator percentual no cálculo das perdas totais (30%); 5) simetria do problema ao longo do comprimento da linha (eixo z). Os parâmetros adotados para os cálculos são os mesmos apresentados na Tabela 1.

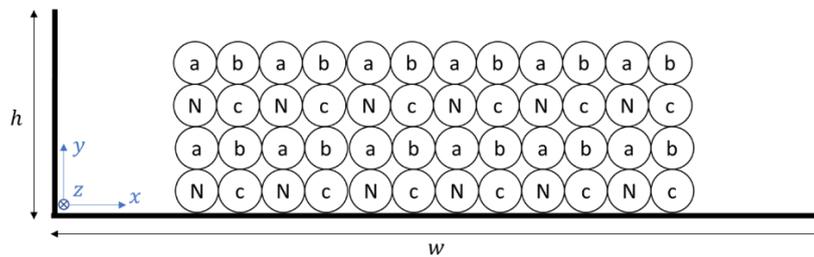


Figura 16. Esquema para estimativa de perdas por indução na eletrocalha

Calculada a potência dissipada, é preferível obter um valor de resistência equivalente (por fase) de forma que o resultado seja válido para diferentes valores de corrente circulando pelos condutores. A Figura 17 apresenta os valores de resistência obtidos em função da frequência.

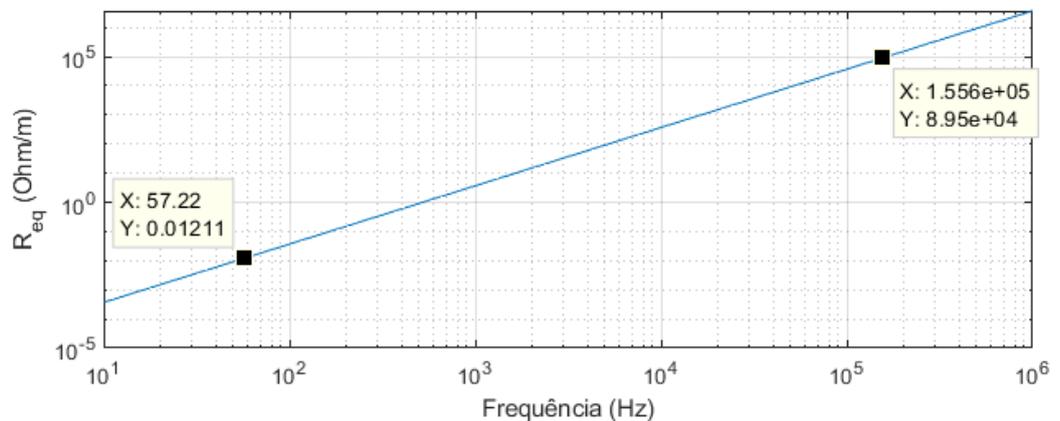


Figura 17. Estimativa da resistência equivalente de perdas (por fase) na eletrocalha por corrente parasita

Como estabelecido pela equação (20), as perdas dependem do quadrado da frequência de operação. Em 60 Hz, as perdas seriam caracterizadas por uma resistência de apenas 12 mΩ, enquanto que, em 150 kHz, teríamos uma resistência de aproximadamente 90 kΩ. Das hipóteses simplificadoras do problema, avalia-se que o resultado acima esteja sobreestimado, principalmente porque a interferência magnética entre um cabo e outro foi desprezada. Além disso, existem as incertezas relacionadas às propriedades elétricas e magnéticas do material da eletrocalha. Outro inconveniente em relação a esta abordagem é a dificuldade de representar tal variação de resistência em simuladores de circuitos elétricos. Diferentemente do caso do efeito pelicular, a variação quadrática com a frequência – sem que outras propriedades do circuito sejam alteradas – não é de simples representação.

2.2.3.2. Acoplamento capacitivo

Além da interação magnética, o efeito capacitivo entre os cabos e a eletrocalha pode, em altas frequências, dar origem a correntes de modo comum que circulariam pela canaleta. Levando em conta as dimensões aproximadas da canaleta, suas propriedades elétricas, uma profundidade de penetração calculada a 100 kHz e um fator de perfuração de 30%, pode-se estimar a resistência da eletrocalha como sendo de aproximadamente 125 mΩ/m. Em CC, este valor cai para 3 mΩ/m.

O modelo apresentado na Figura 18 inclui a resistência da eletrocalha (R_{cm}), representada por uma resistência de modo comum. Dessa vez, as capacitâncias da linha foram consideradas entre cada condutor e a eletrocalha, ao invés de entre um condutor e outro.

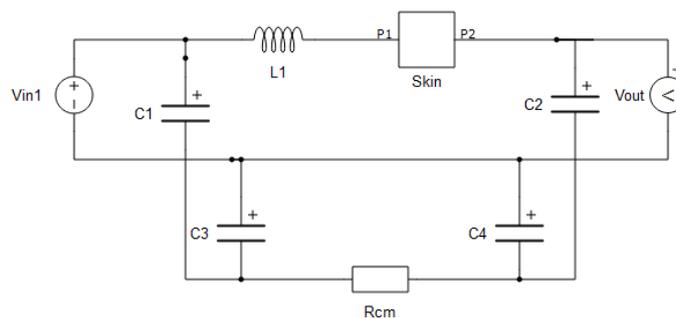


Figura 18. Modelo com inclusão da resistência de modo comum ($C1=C2=C3=C4=22,5\text{pF/m}$, $L1=0,6\mu\text{H/m}$)

A Figura 19 apresenta a resposta ao degrau para o modelo acima, comparando com a resposta obtida anteriormente somente com a inclusão do efeito pelicular (curva em vermelho). Em verde, tem-se a resposta para a inclusão da resistência da canaleta em 100

kHz, de $125 \text{ m}\Omega/\text{m}$. Nota-se que a resposta se torna mais amortecida que a obtida experimentalmente (Figura 9). Uma resposta semelhante à experimental seria obtida caso a resistência de modo comum fosse da ordem de $25 \text{ }\Omega/\text{m}$ (curva em azul), valor duzentas vezes maior que a resistência estimada! Vale ressaltar que a estimativa de R_{cm} foi feita a partir do limite inferior da faixa de variação da condutividade elétrica para eletrocalhas de aço galvanizado, de 10^5 S/m , fornecida por [11]. Portanto, já se trata de um valor sobre-estimado.

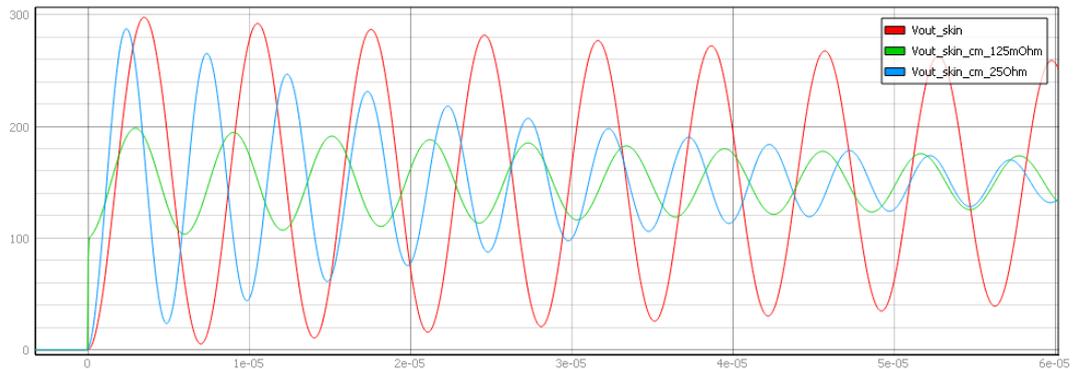


Figura 19. Resposta de tensão na barra B13 ao degrau de 150 V aplicado na barra B1. Em vermelho, resposta com inclusão apenas do efeito pelicular; em verde, com a inclusão da resistência de modo comum de $125 \text{ m}\Omega/\text{m}$; e, em azul, com resistência de modo comum de $25 \text{ }\Omega/\text{m}$

2.2.4. Perdas no dielétrico

Até o momento, a condutância *shunt* G da linha de transmissão não foi analisada. Este parâmetro representa as perdas no dielétrico que separa os dois condutores da linha. Representa as *correntes de fuga* pelo dielétrico, relacionadas ao caráter não ideal do isolante. Usualmente, despreza-se o efeito desta condutância ao se modelar linhas de transmissão. Em alguns casos, porém, principalmente no caso de cabos de energia, é necessário que seu efeito seja levado em conta.

A expressão analítica aproximada de G é dada pela seguinte equação [12]:

$$G = C \cdot 2\pi f \cdot \tan \delta \quad (21)$$

Onde C é a capacitância por unidade de comprimento da linha e $\tan \delta$ é a tangente de perdas do dielétrico. Para o isolante do tipo HEPR, $\tan \delta \approx 0,007$.

Trata-se de um parâmetro também dependente da frequência. Alguns trabalhos, como [12], [13], representam esta variação a partir de uma rede RC equivalente, semelhante à

estratégia utilizada para modelagem do efeito pelicular. Uma forma de implementação simplificada é através do *modelo de Debye* [14], mostrado na Figura 20.

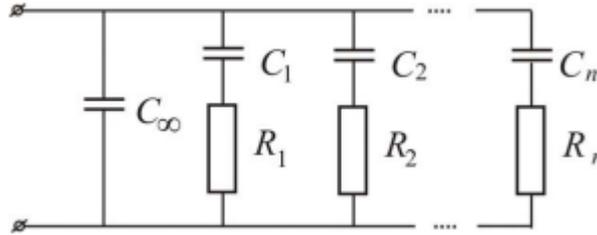


Figura 20. Modelo de Debye para representação das perdas no dielétrico [14]

C_∞ é a capacitância para altas frequências, que pode ser calculada, a partir da capacitância para baixas frequências, C_s , por

$$C_\infty = \frac{C_s}{1 + K \cdot 2k \cdot \tan \delta} \quad (22)$$

Sendo K o número de ramos RC e $k = 0,9$ um fator de correção. As demais capacitâncias e resistências do modelo são obtidas por

$$C_n = C = 2 \cdot k \cdot C_\infty \cdot \tan \delta \quad (23)$$

$$R_n = \frac{1}{\omega_n \cdot C}, \omega_{n+1} = 10 \cdot \omega_n \quad (24)$$

Nota-se que R_n é calculada para frequências espaçadas entre si de uma década. Assim, a partir da escolha de uma frequência inicial, ω_i , é possível obter o valor das K resistências. O domínio de validade do modelo corresponderá, portanto, à uma largura de banda de $K - 1$ décadas, com início em ω_i .

Para o modelo do LabREI, quatro ramos RC foram utilizados para a obtenção de um modelo de Debye válido para a faixa de 1 kHz a 1 MHz. A Figura 21 apresenta a variação dos parâmetros de condutância e de capacitância equivalente ao longo da frequência. Como desejado, a condutância varia linearmente com a frequência e seus valores correspondem bem à aplicação da equação (21). Observa-se também um efeito de redução da capacitância, embora sua variação não seja significativa (apenas 0,9 pF/m de DC a 1 MHz).

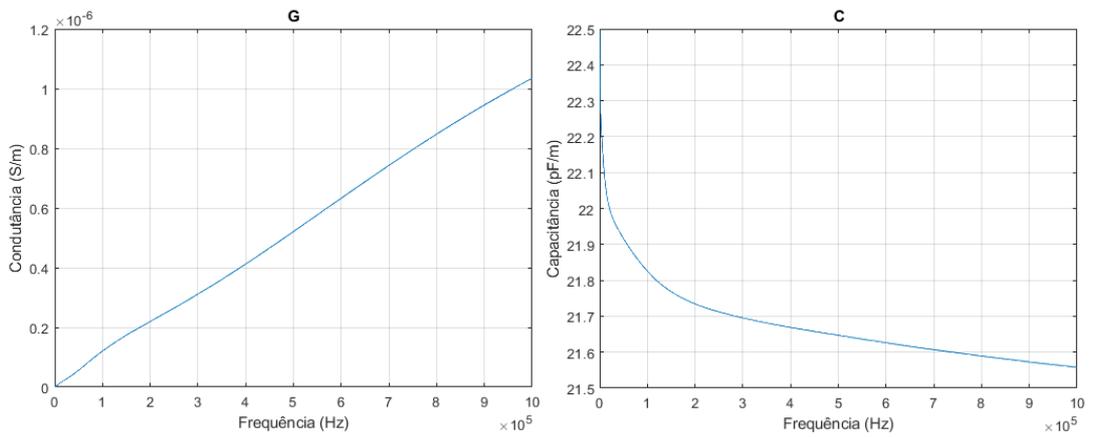


Figura 21. Condutância e capacitância equivalentes obtidas a partir do modelo de Debye (valores correspondentes a apenas um braço do modelo π)

Uma simulação (Figura 22) foi realizada a fim de se comparar o amortecimento introduzido ao sistema quando 1) as perdas no dielétrico são representadas por uma condutância constante, calculada para uma única frequência (no caso, 100 kHz) e quando 2) o modelo de Debye é utilizado para representar a variação deste parâmetro com a frequência. As respostas ao degrau obtidas estão apresentadas na Figura 23, à qual a resposta correspondente ao efeito pelicular foi adicionada para comparação. Observa-se que, evidentemente, o sistema se torna mais amortecido quando as perdas no dielétrico são levadas em conta. Entretanto, verifica-se que o amortecimento introduzido pelo modelo de Debye (curva azul) é desprezível quando comparado ao caso de uma condutância constante (curva verde).

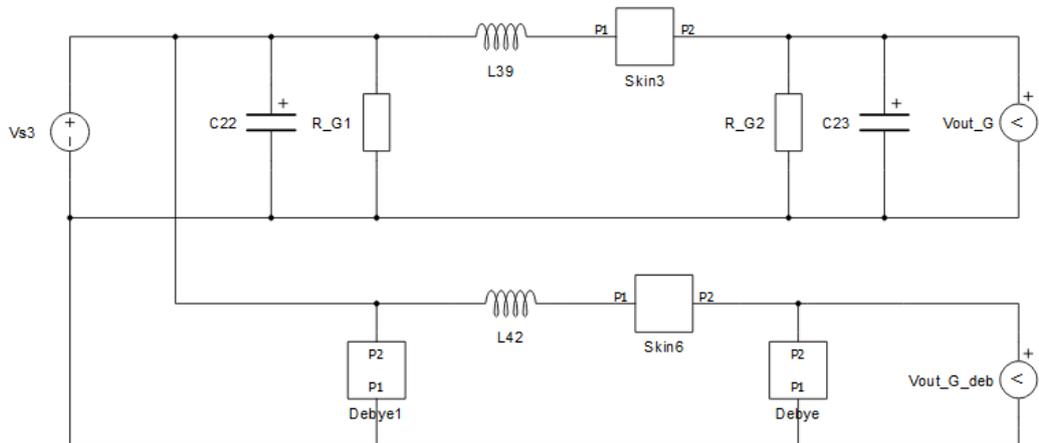


Figura 22. Simulação: comparação entre o modelo de perdas no dielétrico para frequência única (acima) e o modelo de Debye

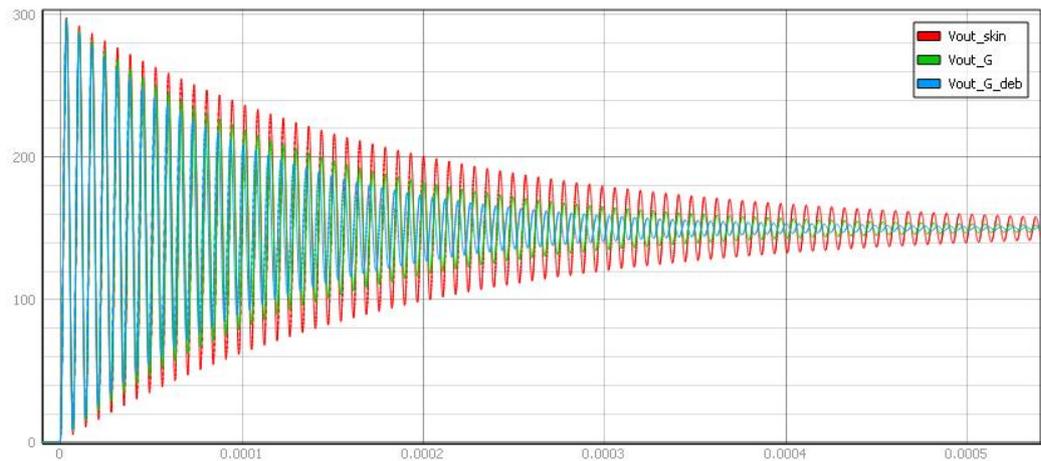


Figura 23. Resposta de tensão na barra B13 ao degrau de 150 V aplicado na barra B1. Em vermelho, resposta com inclusão apenas do efeito pelicular; em verde, com a inclusão da condutância correspondente à frequência de 100 kHz; e, em azul, com as perdas no dielétrico sendo representadas pelo modelo de Debye

2.2.5. Comentários sobre a modelagem preliminar das perdas

A discussão apresentada acima sugere que os efeitos de alta frequência representam um fator de perda importante para a rede do LabREI. Alguns dos efeitos analisados possuem modelos equivalentes de representação direta na forma de circuito elétrico, como é o caso do efeito pelicular e das perdas no dielétrico. Outros, no entanto, são de difícil modelagem e implementação, como as perdas por indução na eletrocalha.

Foi visto que o modelo do efeito pelicular é capaz de introduzir um amortecimento significativo ao sistema (veja Figura 15), embora ainda não seja capaz de representar todas as perdas presentes. O modelo de perdas no dielétrico, por outro lado, não introduziu perdas significativas (veja Figura 23) a ponto de compensar o esforço computacional introduzido por sua rede RC.

Uma opção para representar as perdas restantes seria sobredimensionar o modelo do efeito pelicular de forma a se obter uma resistência mais elevada em altas frequências do que aquela prevista pela análise teórica deste efeito. Isto poderia ser feito de duas maneiras: 1) estendendo-se o domínio de validade do modelo, ou seja, elevando-se a frequência máxima até a qual a resistência cresce com a raiz quadrada da frequência ou; 2) considerando-se um condutor de diâmetro maior, de forma que o efeito pelicular comece a se manifestar a partir de uma frequência mais baixa.

A primeira alternativa introduz uma dificuldade computacional, pois deve-se aumentar o número de ramos RL do modelo para aumentar sua faixa de validade. Testes preliminares foram realizados utilizando o Typhoon HIL e constatou-se que mesmo o modelo

de 12 ramos apresentado na seção 2.2.1 deverá ser simplificado para que a simulação em tempo real execute em passos adequados. Afinal, se para cada condutor de cada trecho da rede trifásica a quatro fios forem necessários 12 ramos RL, ao todo, 576 ramos comporiam a rede final. Isto somente para o modelo do efeito pelicular. A alternativa 1 não se mostrou, portanto, de interesse prático.

A segunda opção, por sua vez, apresenta uma possível via para simplificação do modelo. A Figura 24 mostra a resistência equivalente para o modelo de 12 ramos utilizado na seção 2.2.1, em azul, bem como para uma versão simplificada de 4 ramos, em verde. Note como a faixa de validade do modelo se reduz em aproximadamente uma década, diminuindo em mais de 50% o valor da resistência em altas frequências. A curva amarela apresenta a resistência para um modelo modificado, de 4 ramos, em que um diâmetro maior para o condutor foi considerado. Ademais, uma resistência externa foi adicionada em série com o modelo para nivelar a resistência CC ao valor calculado com o diâmetro nominal do condutor. Com as dadas modificações, o efeito pelicular passa a se manifestar a partir de, aproximadamente, 75 Hz, ao invés de 300 Hz. No entanto, esta estratégia não se mostra eficaz para o aumento da resistência em altas frequências devido à limitação em frequência do modelo. Como pode ser observado na Figura 25, o amortecimento introduzido pelo modelo modificado é inferior àquele produzido pelo modelo de 12 ramos. Ou seja, o aumento da resistência para frequências mais baixas não é suficiente para compensar a consequente redução em altas frequências, como evidenciado pela comparação entre as curvas azul e amarela da Figura 24. A opção 2, portanto, também não se mostra eficiente.

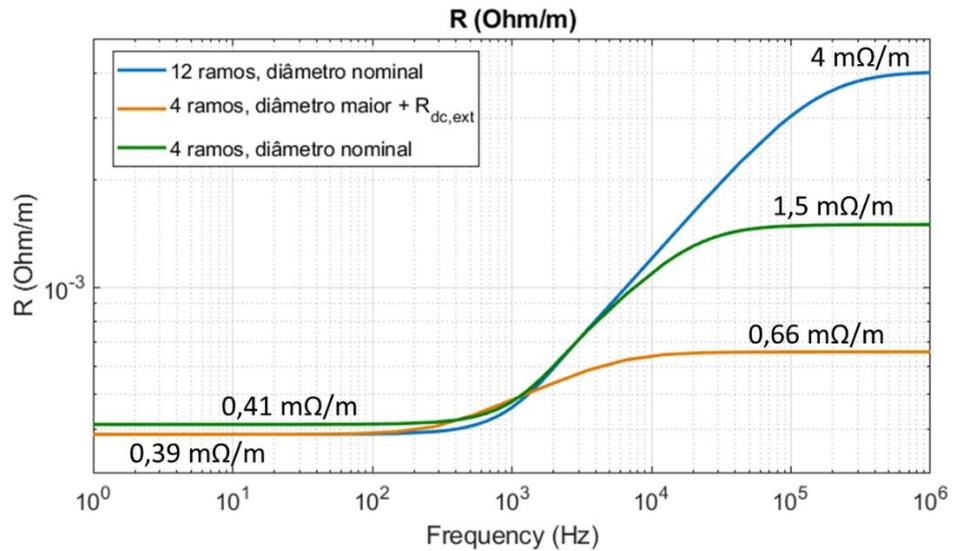


Figura 24. Resistência equivalente para o modelo do efeito pelicular. Em azul, modelo de 12 ramos e, em verde, modelo de 4 ramos. Em amarelo, modelo de 4 ramos considerando diâmetro maior que o nominal para o condutor e com acréscimo de uma resistência série, externa ao modelo

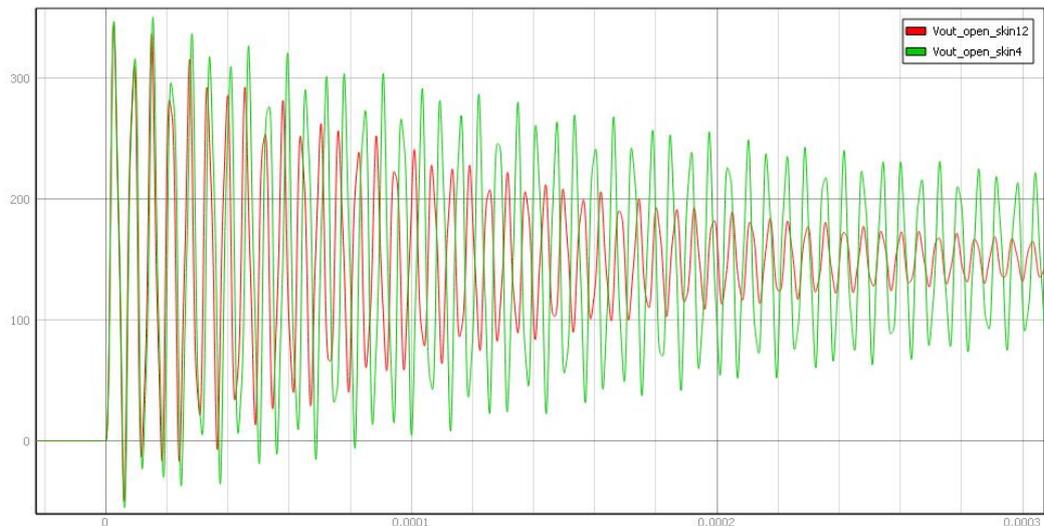


Figura 25. Resposta de tensão na barra B13 ao degrau de 150 V aplicado na barra B1. Em vermelho, resposta com inclusão do modelo de 12 ramos para o efeito pelicular; em verde, para o modelo modificado.^f

De forma a satisfazer o compromisso entre o esforço computacional exigido pelo modelo e sua acurácia, um modelo simplificado foi proposto, como será discutido na próxima seção.

2.3. Modelo final simplificado

^f Resposta obtida em simulação para a rede sendo representada por duas células π , diferentemente das simulações apresentadas até então, nas quais apenas uma única célula foi utilizada. Por isso, as formas de onda da Figura 25 são mais distorcidas.

À luz das discussões anteriores, busca-se um modelo que seja capaz de representar as perdas em altas frequências – sem interferir nas perdas CC – e que seja simples o suficiente para não prejudicar a simulação em tempo real. A princípio, uma aparente solução seria adaptar o modelo do efeito pelicular, porém, como foi mostrado na seção anterior, as modificações realizadas prejudicam consideravelmente a faixa de validade do modelo. Nesta seção, será proposto um modelo alternativo que, embora não apresente intuitivamente uma relação direta com o significado físico das perdas, é capaz de representá-las de maneira simples. Claro, por se tratar de um modelo de menor complexidade, possui algumas desvantagens e limitações, como serão discutidas na sequência. Neste relatório, refere-se a este modelo como *modelo simplificado*.

A construção deste modelo inspira-se em uma das estratégias utilizadas para amortecimento das oscilações causadas pelo conhecido *efeito Gibbs* [15] em modelos de linhas de transmissão, embora os objetivos aqui almejados sejam outros. A Figura 26 apresenta o esquemático do modelo simplificado, o qual difere-se do modelo π original apenas pela inserção de uma resistência R_{damp} em paralelo com a indutância e com a resistência CC da linha.

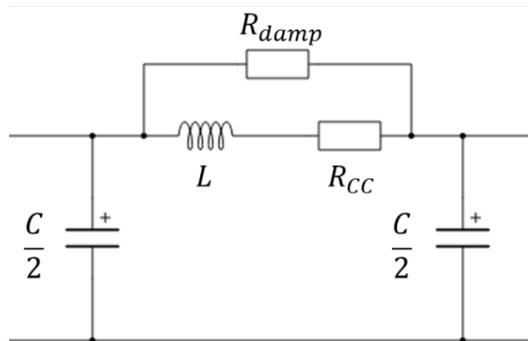


Figura 26. Modelo simplificado

A inserção de R_{damp} faz com que a impedância equivalente (Z_{eq}) composta por R_{damp} , L e R_{CC} possua uma componente resistiva e uma indutiva que variam com a frequência segundo as equações abaixo.

$$R_{eq} = \frac{R_{damp}^2 R_{CC} + R_{damp} R_{CC}^2 + \omega^2 R_{damp} L}{(R_{damp} + R_{CC})^2 + (\omega L)^2} \quad (25)$$

$$L_{eq} = \frac{L R_{damp}^2}{(R_{damp} + R_{CC})^2 + (\omega L)^2} \quad (26)$$

A Figura 27 apresenta as curvas referentes às equações (25) e (26) para diferentes valores de R_{damp} considerando $L = 0,6 \mu H/m$ e $R_{CC} = 0,380 m\Omega/m$. Note que a componente resistiva possui comportamento similar ao obtido pelo modelo do efeito pelicular (veja Figura 24), à diferença de que o valor da resistência cresce, aproximadamente, com o quadrado da frequência para a região “linear” do modelo. Uma outra diferença é a significativa redução da indutância equivalente para altas frequências. Esta característica limita a faixa de validade do modelo e impõe dificuldades para uma representação generalizada das perdas no cabeamento. A estratégia aqui adotada será, então, a de ajustar o amortecimento introduzido pelo modelo para uma determinada faixa frequencial de interesse e elucidar as limitações para as demais faixas.

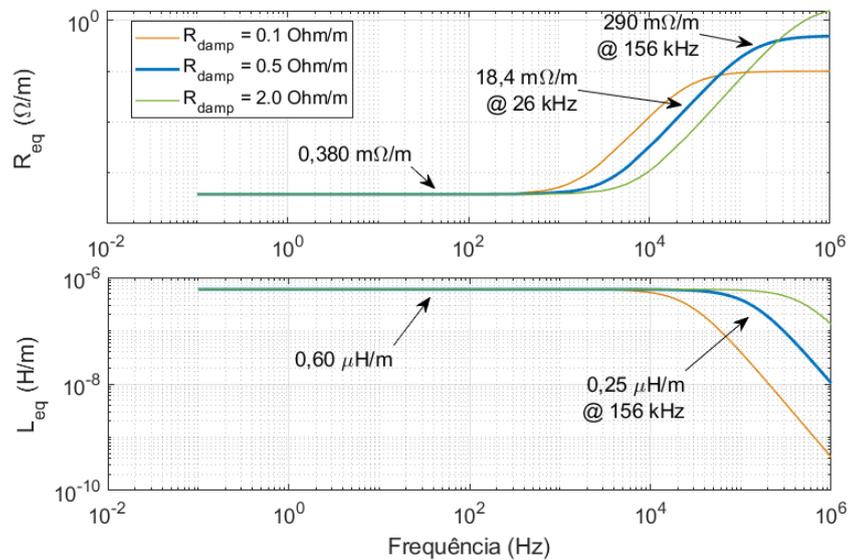


Figura 27. Resistência (acima) e indutância (abaixo) equivalentes para o ramo série do modelo simplificado

Como discutido no relatório da ETAPA “E118 - Implantação e comissionamento da rede LabREI – UNICAMP”, na seção referente à caracterização em frequência do cabeamento, a adição de cargas eletrônicas à rede tende a reduzir a frequência de oscilação natural. Dos testes realizados, notou-se que a inserção de uma fonte para computador com correção de fator de potência – de característica capacitiva (475 nF) devido ao filtro EMI – leva a frequência natural de 150 kHz para a faixa dos 20 kHz (Figura 28). Como os cenários a serem estudados no LabREI contam com a presença de conversores eletrônicos de características semelhantes, cujas frequências de chaveamento são próximas desta faixa, opta-se por ajustar o modelo simplificado para este ponto de operação.

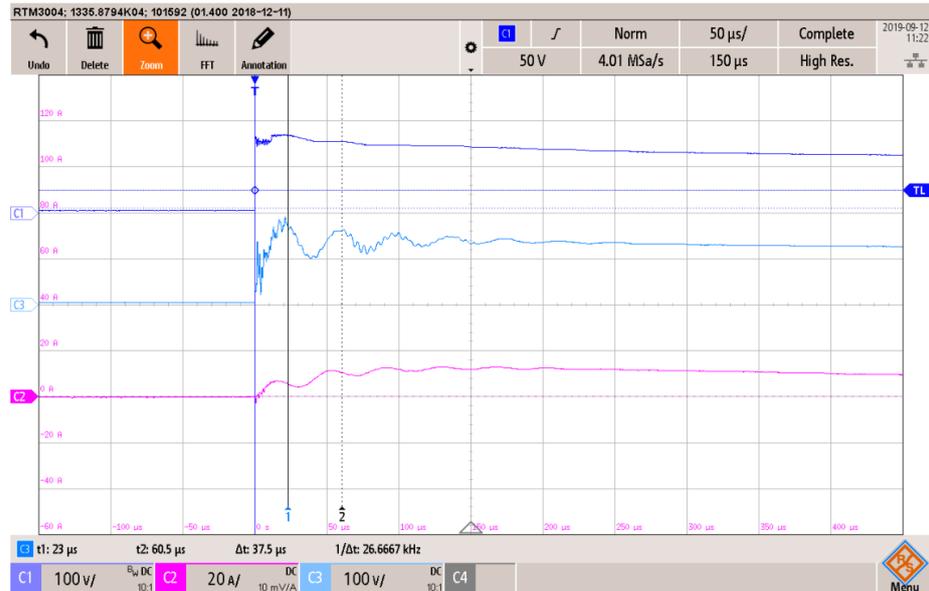


Figura 28. Resposta ao degrau de tensão aplicado na barra B1 com a carga capacitiva (475 nF) conectada à barra B6. Parte superior: tensão na extremidade inicial (B1), em cor azul escura (canal 1). Parte central: tensão na extremidade final (B13), em cor azul clara (canal 3). Parte inferior: corrente em cor rosa, (canal 2).

O ajuste é realizado diretamente para o modelo trifásico a quatro fios, cujo esquemático completo de uma única célula π é apresentado na Figura 29. Note que, neste modelo, os valores dos elementos *série* correspondem à metade dos respectivos valores para o caso monofásico, enquanto os valores de capacitância devem ser multiplicados por três, e as resistências *shunt*, divididas por três.

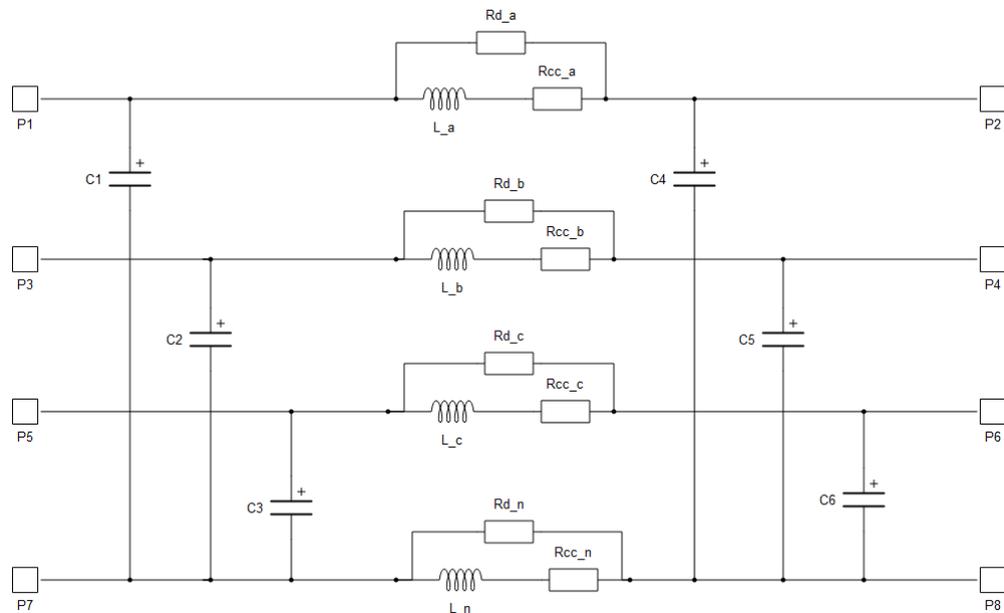


Figura 29. Modelo simplificado - versão trifásica a quatro fios

A Figura 30 a seguir apresenta a tensão fase-fase V_{ab} , medida na barra B13, obtida via simulação (Typhoon HIL) para a aplicação de um degrau de 150V entre as fases *a* e *b* da

barra B1. Nesta simulação, 12 células π foram utilizadas para modelar a rede e a resistência de amortecimento R_{damp} foi ajustada para $0,5 \Omega/m$ (valor referente ao modelo monofásico, correspondente à curva azul da Figura 27). A curva laranja corresponde ao caso em que uma carga capacitiva de 475 nF está conectada à barra B6, sendo este o cenário para o qual o modelo foi ajustado. Já a curva azul corresponde ao caso da rede em aberto. Comparando a curva laranja com a curva de tensão apresentada na Figura 28 (parte central), nota-se que o modelo produz uma frequência de oscilação similar, na faixa dos 20 kHz . Embora o modelo apresente um *overshoot* mais elevado, o tempo necessário para se atingir o valor de regime permanente é similar ao obtido experimentalmente.

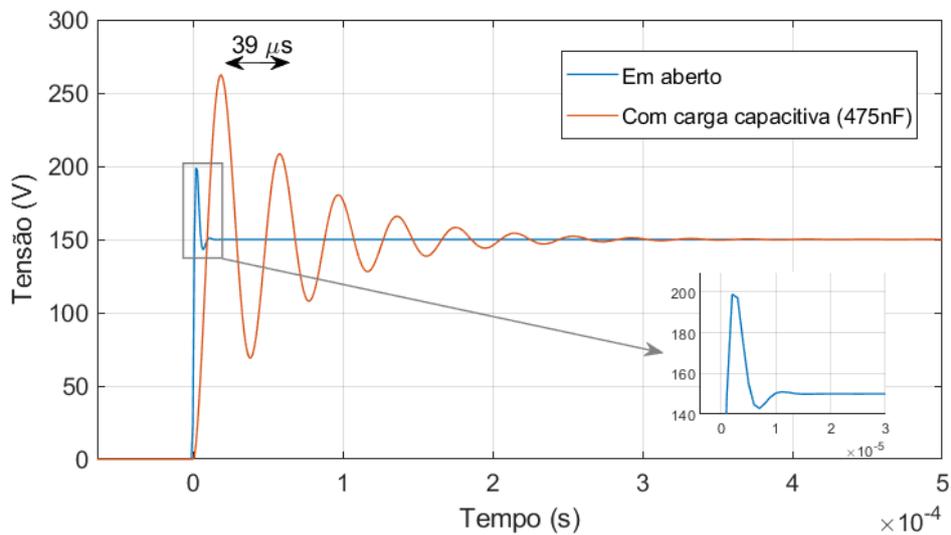


Figura 30. Resposta ao degrau utilizando o modelo simplificado. Em azul, com a rede em aberto. Em laranja, com carga capacitiva conectada ao barramento intermediário (B6)

Da curva azul, nota-se a limitação do modelo para frequências mais elevadas. Com a rede em aberto, oscilações de frequência próxima a 150 kHz deveriam ser observadas (ver Figura 9). No entanto, o modelo simplificado produz uma resposta sobreamortecida, a qual pode ser explicada por dois fatores: 1) a taxa de crescimento da resistência equivalente do modelo é superior àquela do sistema real e; 2) a significativa queda da indutância na faixa de centenas de kHz . É plausível considerar que a diminuição da indutância seja a principal responsável pelo sobreamortecimento, uma vez que seu valor em 150 kHz corresponde a menos de 50% do valor CC (ver Figura 27). Além disso, como foi discutido na seção 2.2.3.1, as perdas provocadas pela indução de corrente na eletrocalha apresentam, idealmente, uma relação quadrática com a frequência, assim como a resistência equivalente do modelo

simplificado. Dessa forma, é razoável considerar que a taxa de crescimento das perdas do sistema real seja similar à gerada pelo modelo proposto.

Conclui-se que o modelo simplificado satisfaz a necessidade de introduzir um maior amortecimento para frequências da ordem dos kHz sem que uma elevada resistência seja vista pelas componentes de baixa frequência, notadamente, pela componente fundamental da rede em 60 Hz. Ainda, é importante salientar suas limitações: o modelo resultará em uma resposta mais amortecida que o sistema real para as componentes de frequência superior à ordem de 20 kHz; e a indutância da linha começará a decrescer a partir de 40 kHz.

3. Implantação do modelo no simulador HIL

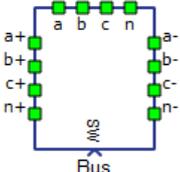
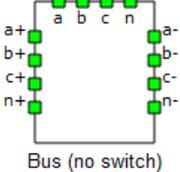
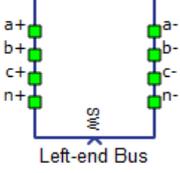
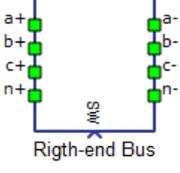
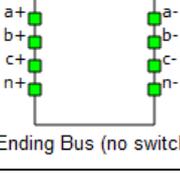
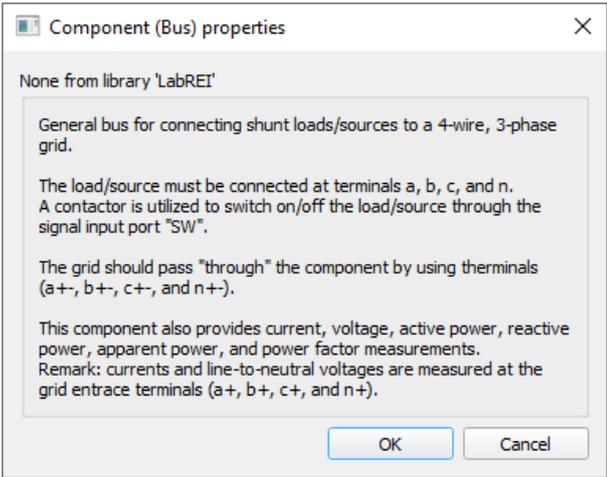
Esta seção descreve os componentes da rede já implementados no software de simulação em tempo real do Typhoon HIL.

3.1. Barramentos

3.1.1. Descrição

O conjunto de componentes do tipo barramento fornece medidas de tensão fase-neutro, correntes de fase, potência ativa, potência reativa, potência aparente e fator de potência. Tem como intuito representar os barramentos da microrrede do LabREI aos quais podem ser conectados conversores, cargas, fontes etc. São cinco os componentes que formam o conjunto:

- *Bus*: barramento do tipo “intermediário”, a ser conectado entre trechos da rede, para conexão de elementos *shunt* à rede; possui switch para controle da conexão/desconexão dos elementos;
- *Bus (no switch)*: semelhante ao componente “Bus”, porém sem switch para controle de conexão/desconexão; como a presença do switch eleva o custo computacional, esta pode ser uma melhor opção caso não haja necessidade dessa funcionalidade
- *Left-end Bus*: barramento inicial da rede, sem possibilidade de conexões *shunt*; possui switch em sua entrada para controle de conexão/desconexão;
- *Right-end Bus*: barramento final da rede, sem possibilidade de conexões *shunt*; possui switch em sua saída para controle de conexão/desconexão; a única diferença em relação ao componente anterior é a posição do switch (mudança necessária para permitir a correta medição das grandezas no barramento);
- *Ending Bus*: corresponde aos componentes “Left-end Bus” e “Right-end Bus”, porém sem a presença do switch.

| Componente | Janela de diálogo |
|--|---|
|      |  |

3.1.2. Entradas e saídas

As entradas e saídas “ a_{\pm} , b_{\pm} , c_{\pm} , n_{\pm} ” deste componente referem-se às conexões com as fases da rede. “a, b, c, n” corresponde às conexões com o elemento *shunt*. “SW” corresponde à entrada do sinal de comando do switch conexão/desconexão das entradas “a, b, c, n”.

3.1.3. Exemplo de funcionamento

A Figura 31 apresenta uma rede simplificada na qual os barramentos 1, 2, 3 e 13 são representados, respectivamente, pelos blocos “Left-end Bus B1”, “Bus B2”, “Bus B3” e “Ending Bus (no switch) B13”. Uma fonte de tensão trifásica é conectada à primeira barra e duas cargas resistivas trifásicas são conectadas às barras 2 e 3. À barra 13, é conectada uma alta impedância equivalente a um circuito aberto. Os blocos nomeados TL, entre barramentos, representam o modelo do cabeamento, aqui considerados simples modelos RL.

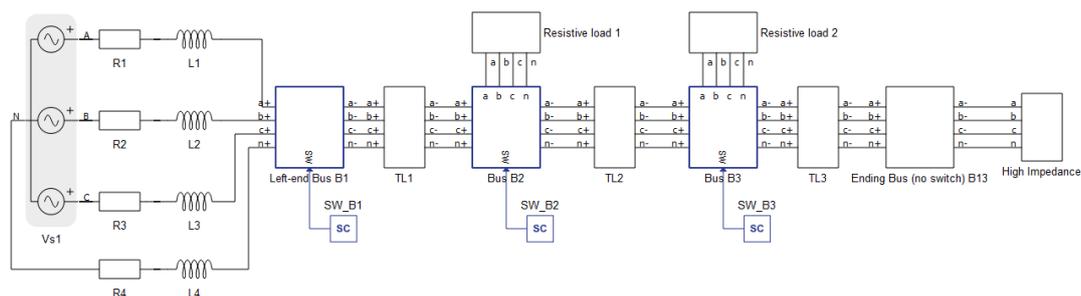


Figura 31. Rede simplificada para teste em software HIL

A título de exemplo, a Figura 32 apresenta o interior de um dos subsistemas do tipo “Bus”. Semelhante à microrrede real do LabREI, as tensões fase-neutro e as correntes de fase são medidas sempre na entrada de cada barra. A chave trifásica (S1) permite a conexão/desconexão de cargas via SCADA. Nestes blocos, também são calculados os valores RMS das grandezas medidas, bem como a potência ativa, a potência reativa, a potência aparente e o fator de potência vistos pela entrada da respectiva barra.

Um painel de controle preliminar do tipo SCADA foi construído conforme apresentado na Figura 33. As informações correspondentes à cada barra são agrupadas em um mesmo conjunto, e as grandezas nele mostradas são referenciadas a partir do nome do respectivo barramento. Isto permite uma fácil replicação dos painéis de visualização para a adição de novas barras à rede. Além disso, um bloco “Scope” foi adicionado ao painel para visualização de qualquer uma das grandezas medidas, como no exemplo mostrado na Figura 34. O painel SCADA deverá evoluir conforme necessidade e modelagem de novos elementos da rede.

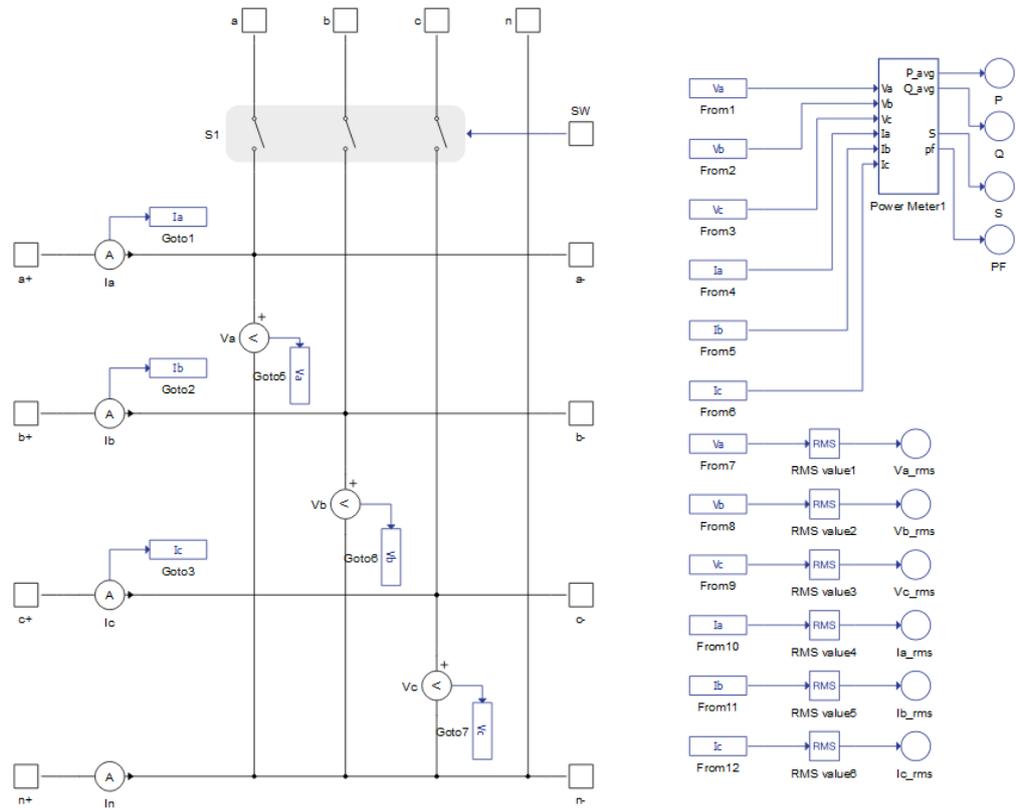


Figura 32. Esquemático do subsistemas para representação de um barramento da rede

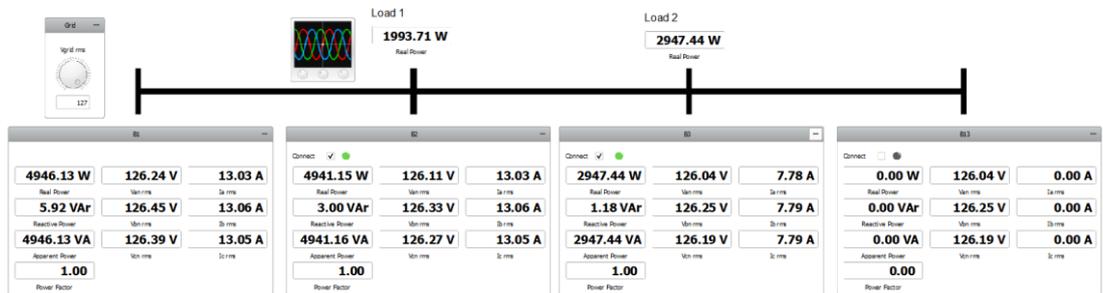


Figura 33. Painel de controle SCADA

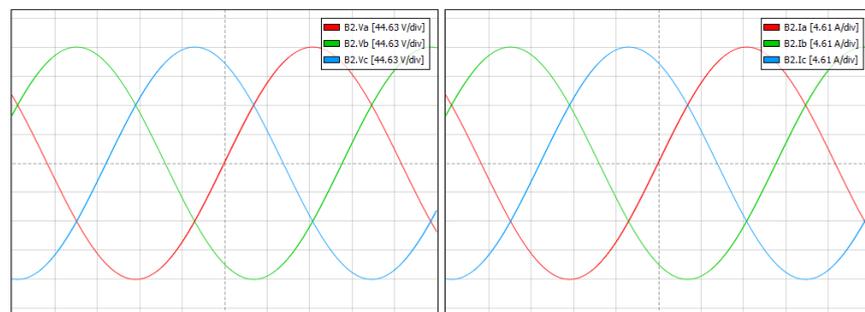
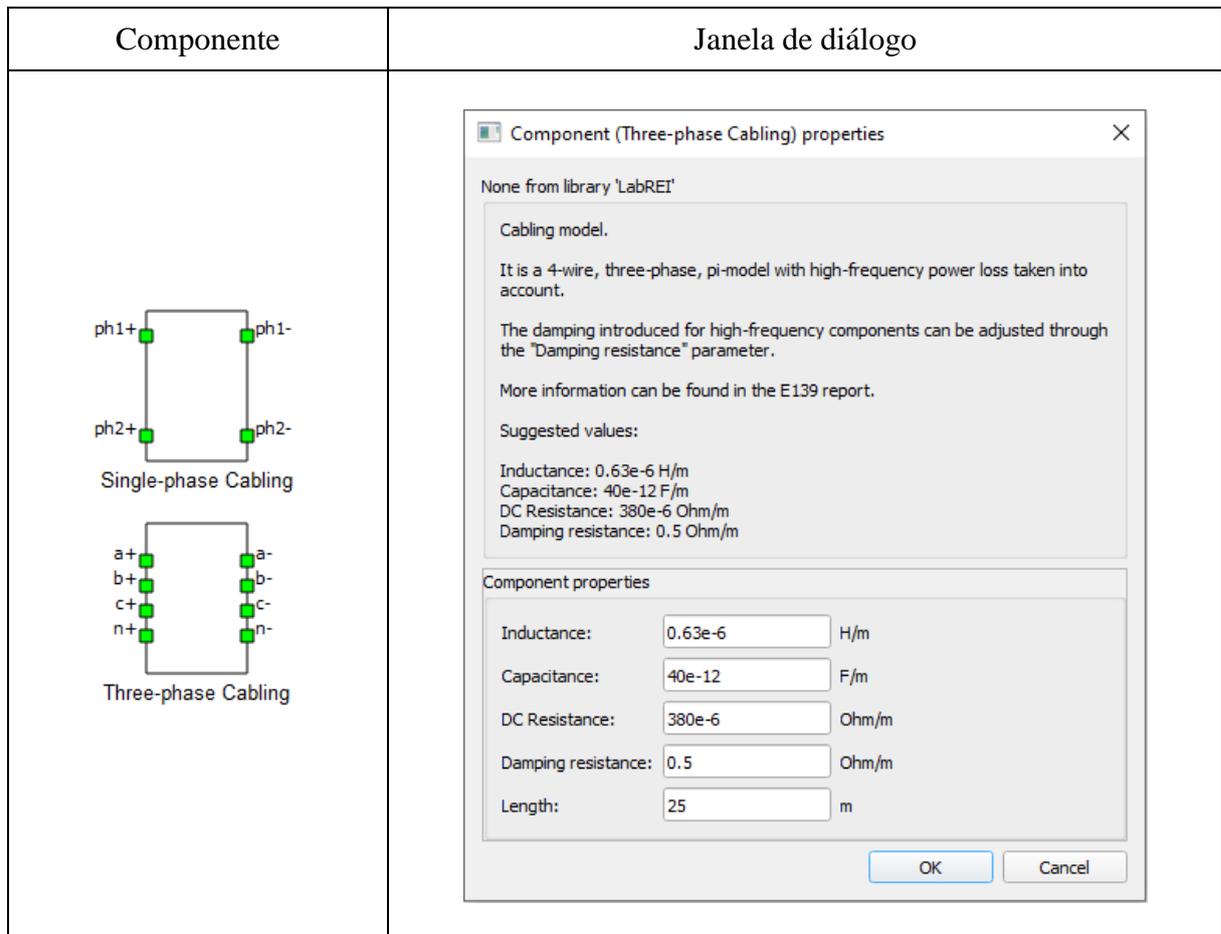


Figura 34. Formas de onda das tensões de fase (à esquerda) e das correntes (à direita) na barra B2 obtidas utilizando a função Scope

3.2. Cabeamento

3.2.1. Descrição

O modelo do cabeamento é implementado em sua forma trifásica a quatro fios, como apresentado na Figura 29, através do componente *Three-phase Cabling*, e em sua versão monofásica através do componente designado *Single-phase Cabling*.



3.2.2. Entradas e saídas

As entradas e saídas (a_{\pm} , b_{\pm} , c_{\pm} , n_{\pm} , $ph1_{\pm}$ e $ph2_{\pm}$) deste componente referem-se às conexões com as fases da rede.

3.2.3. Parâmetros

- *Inductance*: indutância da linha, dada em unidades por medida de comprimento;
- *Capacitance*: capacitância da linha, dada em unidades por medida de comprimento;
- *DC Resistance*: resistência CC dos cabos, dada em unidades por medida de comprimento;

- *Damping resistance*: resistência R_{damp} do modelo simplificado apresentado na seção 2.3 deste relatório, dada em unidades por medida de comprimento;
- *Length*: comprimento da linha, dado em metros.

Todos os valores de indutância, capacitância e resistências são dados em termos do modelo monofásico, aos moldes da caracterização realizada na ETAPA E118.

Os valores sugeridos, presentes na janela de diálogo do componente, referem-se aos valores que melhor representam as características do cabeamento da microrrede do LabREI, conforme desenvolvido na seção 2 deste relatório.

3.3. Painéis fotovoltaicos

O sistema fotovoltaico conectado ao LabREI é composto por módulos de 320 Wp cujas principais características estão descritas na Tabela 2.

Tabela 2. Características do módulo fotovoltaico

| | |
|--|------------------------|
| Referência | BYD 320P6D-36 |
| Potência Máxima [§] | 320 W |
| Tensão de circuito aberto [§] | 46,39 V |
| Corrente de curto circuito [§] | 9,15 A |
| Número de células | 72 |
| Material da célula | Silício policristalino |
| Coefficiente de temperatura da corrente de curto | 0,066%/°C |

A injeção da potência fotovoltaica na microrrede se dá por intermédio de dois inversores Fronius®, um trifásico e um bifásico (topologia monofásica, conectado entre as fases *a* e *c*), modelados na próxima seção. Ao inversor trifásico, estão conectadas duas *strings* de painéis compostas por 20 módulos cada. Enquanto que, ao inversor bifásico, encontram-se conectadas outras duas *strings*: uma composta por 7 módulos e outra composta por 8 módulos. (Ver Tabela 3).

Tabela 3. Organização dos módulos fotovoltaicos

| <i>String</i> | Número de módulos em série | Conectada ao inversor |
|---------------|----------------------------|-----------------------|
| #1 | 20 | Trifásico |
| #2 | 20 | Trifásico |

[§] Valores na STC (*Standard Test Condition*) – Irradiância: 1000 W/m², 25°C, AM=1,5.

| | | |
|----|---|----------|
| #3 | 7 | Bifásico |
| #4 | 8 | Bifásico |

A biblioteca do Typhoon HIL fornece um componente para a representação de painéis fotovoltaicos (*Photovoltaic Panel*) a partir da curva *i-v*, do nível de irradiação e da temperatura de operação fornecidos pelo usuário. Também é possível que o usuário defina perfis de irradiação e de temperatura variantes com o tempo. Todos estes dados de entrada são atribuídos ao painel fotovoltaico após compilação, no ambiente SCADA.

A ferramenta *Waveform Generator* do Typhoon HIL *Control Center* permite a

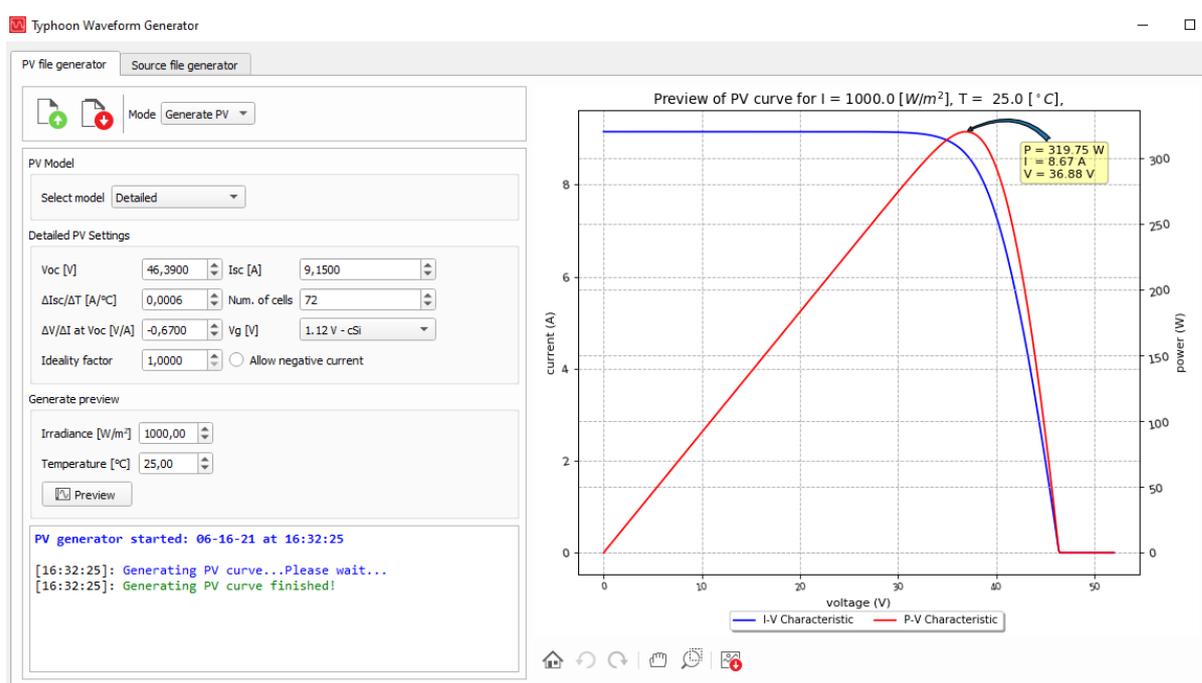


Figura 35. Geração da curva *i-v* para um módulo BYD 320P6D-36

obtenção da característica *i-v* do módulo fotovoltaico a partir de suas especificações técnicas, como mostrado na Figura 35. À esquerda, os parâmetros fornecidos na Tabela 2 são passados como dados de entrada para obtenção das curvas características do módulo FV, mostradas à direita. Somente os parâmetros $\Delta V/\Delta I$ e *Ideality factor* não foram apresentados anteriormente. $\Delta V/\Delta I$ representa a inclinação da curva *v-i* nas proximidades da tensão de circuito aberto e foi obtida, de forma aproximada, das curvas fornecidas pelo datasheet do módulo FV. O parâmetro *Ideality factor* refere-se à idealidade do diodo presente no modelo da célula fotovoltaica. Sugere-se que este parâmetro seja utilizado para ajustar o valor da potência máxima do módulo. Para o caso em questão, com o valor de 1 obtém-se uma potência máxima próxima do valor esperado de 320 W.

O modelo apresentado anteriormente refere-se a um modelo do tipo *detalhado*, de maior precisão devido ao elevado número de parâmetros de entrada. Também é possível obter modelos simplificados para os quais somente precisam ser conhecidos a tensão de circuito aberto (V_{oc}), a corrente de curto circuito (I_{sc}) e o material da célula. Esta abordagem pode ser útil para o caso em que se deseja representar um conjunto de módulos fotovoltaicos a partir de um único componente *Photovoltaic panel*. Neste caso, quando vários módulos são associados em série/paralelo, conhece-se bem estes três parâmetros, embora nem todos aqueles necessários para o modelo detalhado sejam facilmente estimáveis. Dessa forma, curvas *i-v* aproximadas foram obtidas para o conjunto de painéis conectados ao inversor trifásico e ao inversor bifásico, conforme apresentadas nas Figuras 36 e 37, respectivamente. Repare que a

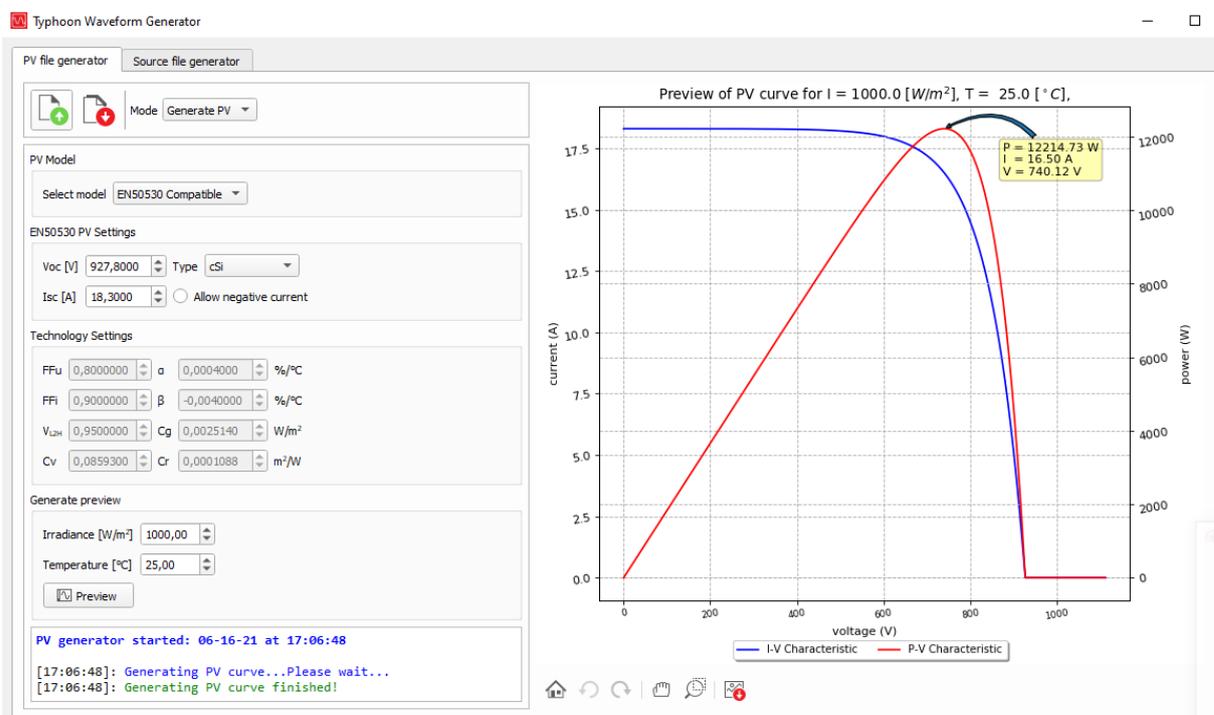


Figura 36. Geração da curva *i-v* para o conjunto de módulos conectado ao inversor trifásico

potência máxima obtida para os dois casos diferem-se do esperado teoricamente em aproximadamente 4,5%.

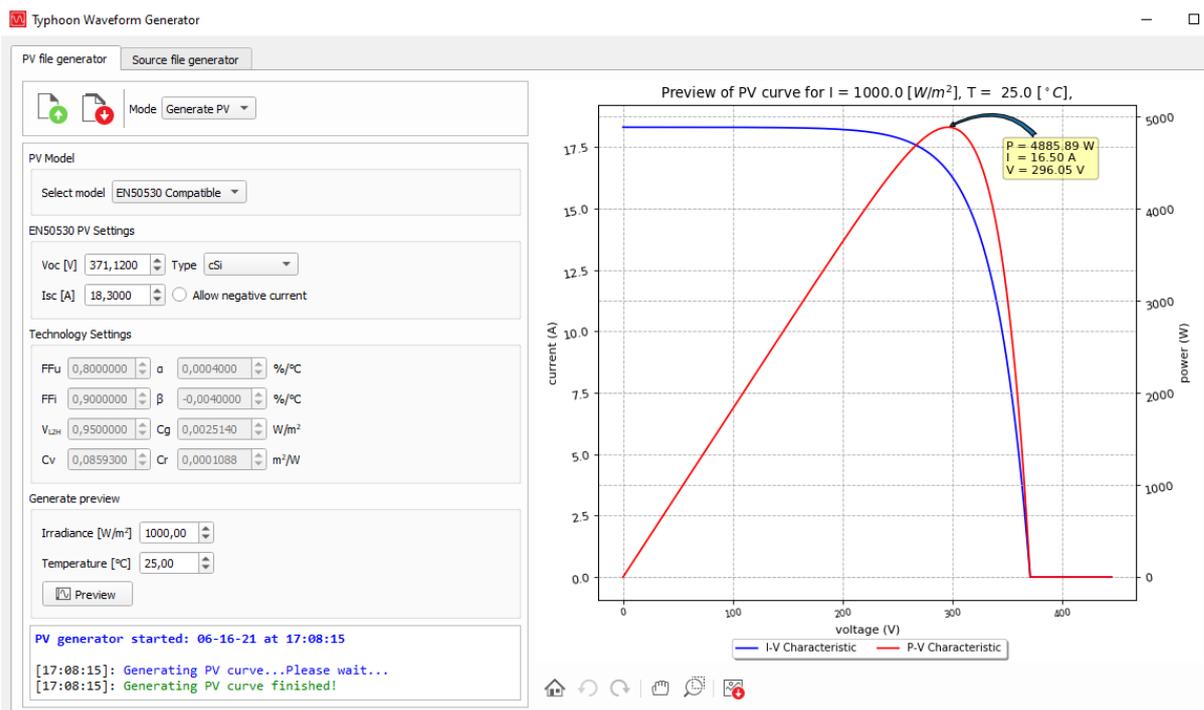


Figura 37. Geração da curva i-v para o conjunto de módulos conectado ao inversor bifásico

3.4. Inversores do sistema fotovoltaico

Esta seção tem como objetivo apresentar os modelos dos dois inversores que injetam a potência do sistema fotovoltaico na microrrede do LabREI. É importante salientar que a modelagem aqui apresentada visa à representação *funcional* dos inversores, isto é, não busca apresentar um modelo que imite, nos detalhes, todas as funcionalidades e estratégias de controle presentes nos inversores reais, mas, sim, pretende fornecer um modelo cujo comportamento seja semelhante. Esta abordagem se faz necessária pois os detalhes de operação dos inversores comerciais não são disponibilizados pelo fabricante.

As características principais dos dois inversores fotovoltaicos, necessárias para a modelagem aqui discutida, estão resumidas na Tabela 4.

Tabela 4. Características dos inversores do sistema fotovoltaico

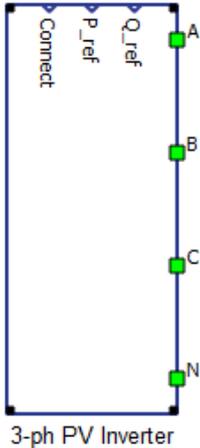
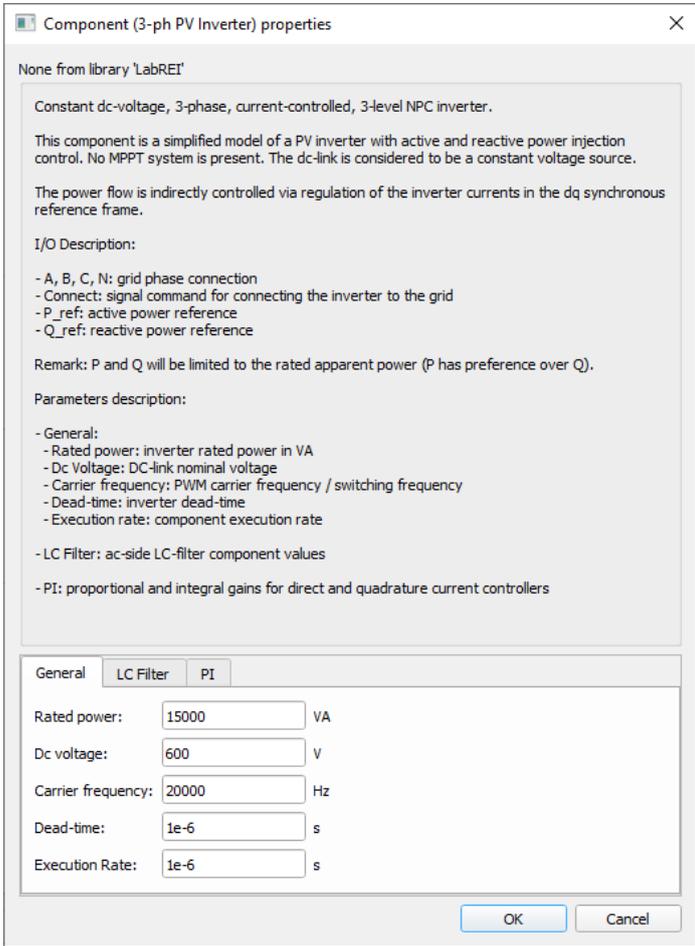
| Características | Trifásico | Bifásico |
|----------------------------|-----------------------|---------------------|
| Modelo | Fronius Symo 15.0-3-M | Fronius Primo 4.0-1 |
| Potência nominal | 15 kW | 4 kW |
| Potência máxima de saída | 15 kVA | 4 kVA |
| Faixa de tensão de entrada | 200 – 1000 V | 80 – 1000 V |
| Tensão nominal de entrada | 600 V | 710 V |

Nas subseções que se seguem, serão apresentados dois tipos de modelo para cada um dos inversores: um modelo simplificado e um modelo completo, sendo este último contemplado com o estágio de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) dos painéis fotovoltaicos. A seção 3.4.3 dedica-se ao estudo de duas técnicas de MPPT distintas com o intuito de selecionar aquela que será utilizada no modelo completo dos inversores.

3.4.1. Inversor trifásico – Modelo simplificado

3.4.1.1. Descrição

Trata-se de um inversor NPC de três níveis, trifásico, com filtro LC de saída capaz de injetar potência ativa e reativa na rede. Diz-se “modelo simplificado” pois o lado CC é representado apenas por uma fonte constante de tensão, excluindo, portanto, a dinâmica dos mecanismos de MPPT presentes nos sistemas fotovoltaicos. Mesmo assim, este modelo se mostra útil para testes em que se deseja controlar a potência ativa injetada na rede. O controle do conversor é realizado no domínio dq por meio de dois PIs para regulação das componentes direta e em quadratura das correntes de fase. As referências de corrente são calculadas a partir dos valores escolhidos, pelo usuário, de potência ativa e reativa.

| Componente | Janela de diálogo |
|--|---|
|  |  |

3.4.1.2. Entradas e saídas

As entradas elétricas A, B, C e N correspondem aos pontos de conexão com a rede elétrica. *Connect* corresponde ao sinal para habilitar a conexão do inversor com a rede. *P_{ref}* e *Q_{ref}* correspondem aos valores de referência para a potência ativa e reativa a ser injetada na rede.

3.4.1.3. Parâmetros

- *General*
 - *Rated power*: potência aparente nominal, dada em VA.
 - *Dc Voltage*: tensão do lado CC, assumida como constante; sugere-se utilizar a tensão nominal do conversor (600V);

- *Carrier frequency*: frequência da portadora da modulação PWM, equivalente à frequência de chaveamento do inversor;
- *Dead-time*: tempo morto do inversor;
- *Execution rate*: taxa de execução do inversor; este valor deve ser um múltiplo inteiro da menor taxa de execução utilizada na simulação.
- *LC Filter*
 - *Inductor*: valor da indutância do filtro LC;
 - *Inductor series resistance*: valor da resistência série do indutor do filtro LC;
 - *Capacitor*: valor da capacitância do filtro LC.
 - *Capacitor ESR*: resistência série equivalente do capacitor do filtro LC
- *PI*
 - *Proportional gain*: ganho proporcional dos controladores PI para controle das componentes direta e em quadratura de corrente
 - *Integral gain*: ganho integral dos controladores PI para controle das componentes direta e em quadratura de corrente
 - Os ganhos são dados para a seguinte formulação do controlador
 - $K_p + K_i \cdot \frac{1}{s}$

3.4.1.4. Exemplo de funcionamento

O cenário para teste do componente do inversor trifásico é semelhante àquele apresentado na seção anterior (3.4.2.4) para o caso do inversor bifásico, conforme apresentado na Figura 38. O inversor opera injetando 10 kW de potência ativa e fornecendo 1 kVAR. Exemplos das formas de onda observadas são apresentadas na Figura 39. Nos quadrantes superior e inferior esquerdo são mostradas as tensões e correntes medidas na barra 9, respectivamente. Note que, conforme esperado pelo fornecimento de reativos, o comportamento do inversor visto pela rede é do tipo capacitivo. No quadrante superior direito é possível observar a tensão de 5 níveis (entre fases) gerada pelo inversor, medida antes da filtragem pelo filtro LC. Por último, no canto inferior direito, mostra-se as componentes direta (i_d) e em quadratura (i_q) das correntes do inversor.

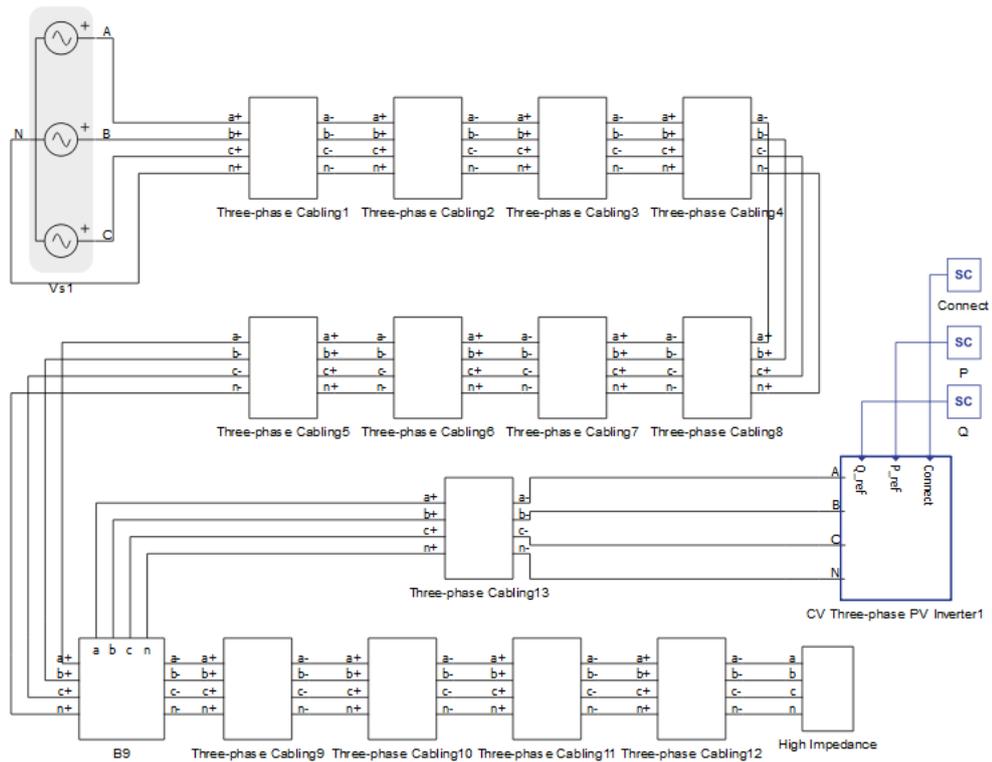


Figura 38. Exemplo de simulação com o inversor fotovoltaico trifásico

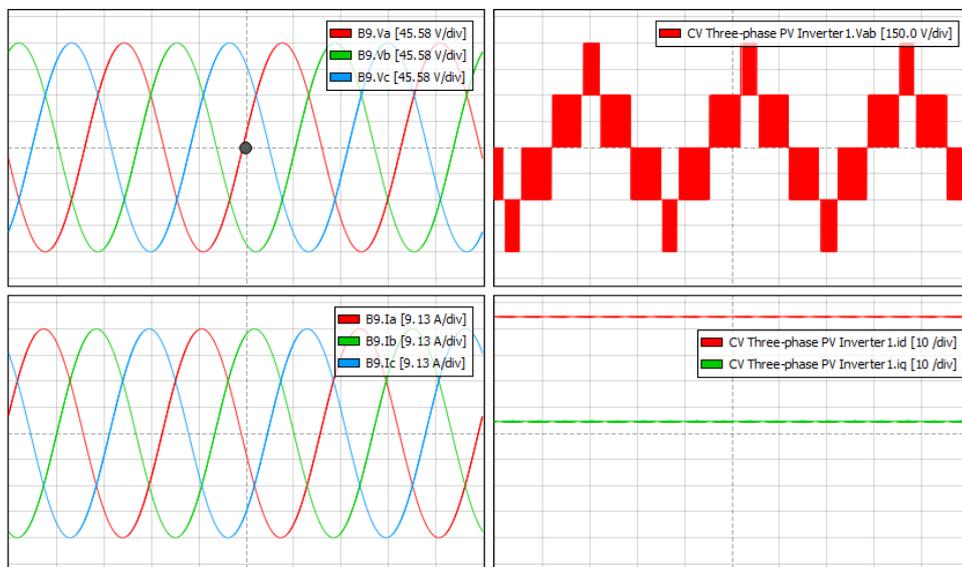


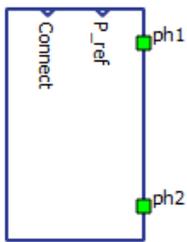
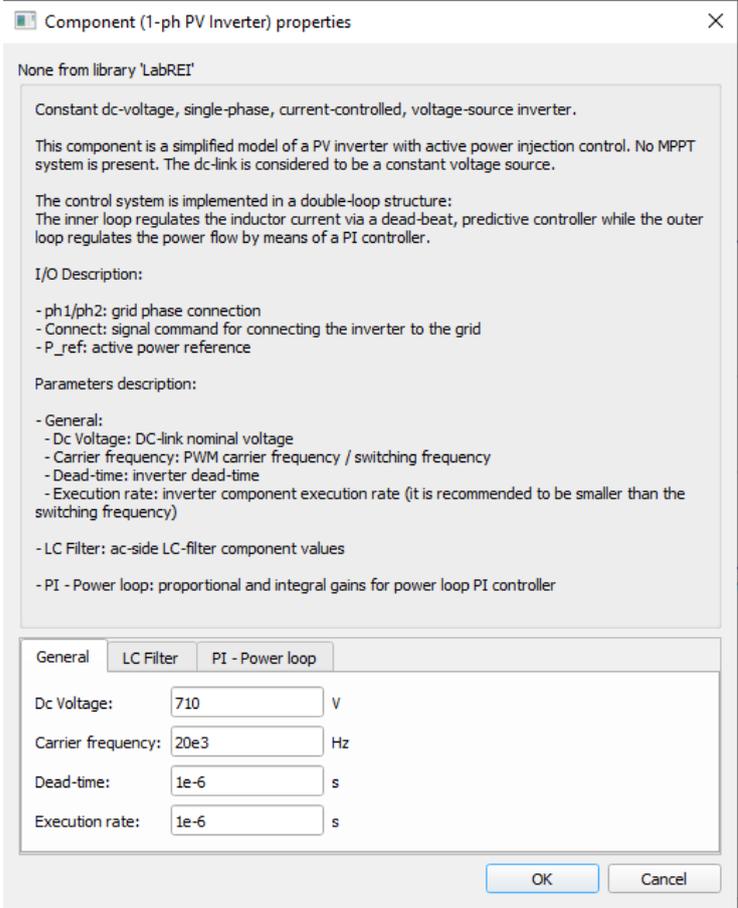
Figura 39. Tensões de fase (superior esquerdo) e correntes (inferior esquerdo) medidas na entrada da barra 9; tensão de 3 níveis gerada pelo inversor, pré-filtragem (superior direito); e componentes direta e em quadratura das correntes do inversor (inferior direito).

3.4.2. Inversor bifásico – Modelo simplificado

3.4.2.1. Descrição

Trata-se de um inversor em ponte completa, monofásico, com filtro LC de saída e com controle da injeção de potência ativa na rede AC com fator de potência próximo do unitário.

O controle do inversor é realizado em uma estrutura de duas malhas: uma malha interna responsável por regular a corrente pelo indutor do filtro LC através de um controlador preditivo do tipo dead-beat; e uma malha externa, mais lenta, para regulação, via controlador PI, do valor da potência ativa injetada.

| Componente | Janela de diálogo |
|---|---|
|  <p>1-ph PV Inverter</p> |  |

3.4.2.2. Entradas e saídas

O componente possui duas entradas elétricas, *ph1* e *ph2*, para conexão das fases da rede e duas entradas de sinais, *Connect* e *P_ref*, para comandar a conexão do inversor com a rede e para receber o valor de referência da potência que deve ser injetada, respectivamente.

3.4.2.3. Parâmetros

- *General*
 - *Dc Voltage*: tensão do lado CC, assumida como constante; sugere-se utilizar a tensão nominal do conversor (710V);
 - *Carrier frequency*: frequência da portadora da modulação PWM, equivalente à frequência de chaveamento do inversor;
 - *Dead-time*: tempo morto do inversor;
 - *Execution rate*: taxa de execução do inversor; este valor deve ser um múltiplo inteiro da menor taxa de execução utilizada na simulação; sugere-se que esta taxa seja uma fração do período de chaveamento do inversor.
- *LC Filter*
 - *Inductor*: valor da indutância do filtro LC;
 - *Inductor resistance*: valor da resistência série do indutor do filtro LC;
 - *Capacitor*: valor da capacitância do filtro LC.
- *PI – Power loop*
 - *Proportional gain*: ganho proporcional do PI presente na malha de potência;
 - *Integral gain*: ganho integral do PI presente na malha de potência;
 - Os ganhos são dados para a seguinte formulação do controlador
 - $K_p + K_i \cdot \frac{1}{s}$

3.4.2.4. Exemplo de funcionamento

A Figura 40 abaixo apresenta o esquemático para o teste de funcionalidade do modelo simplificado do inversor bifásico. Neste exemplo, o inversor está conectado entre as fases *a* e *c* do barramento 9 da microrrede do LabREI por meio de um cabo de 50 m de comprimento, cujo modelo considerado é o mesmo do cabeamento da microrrede. À primeira barra, está conectada à rede trifásica de 127 V_{rms} (fase-neutro), 60 Hz. Nenhuma carga é conectada à microrrede.

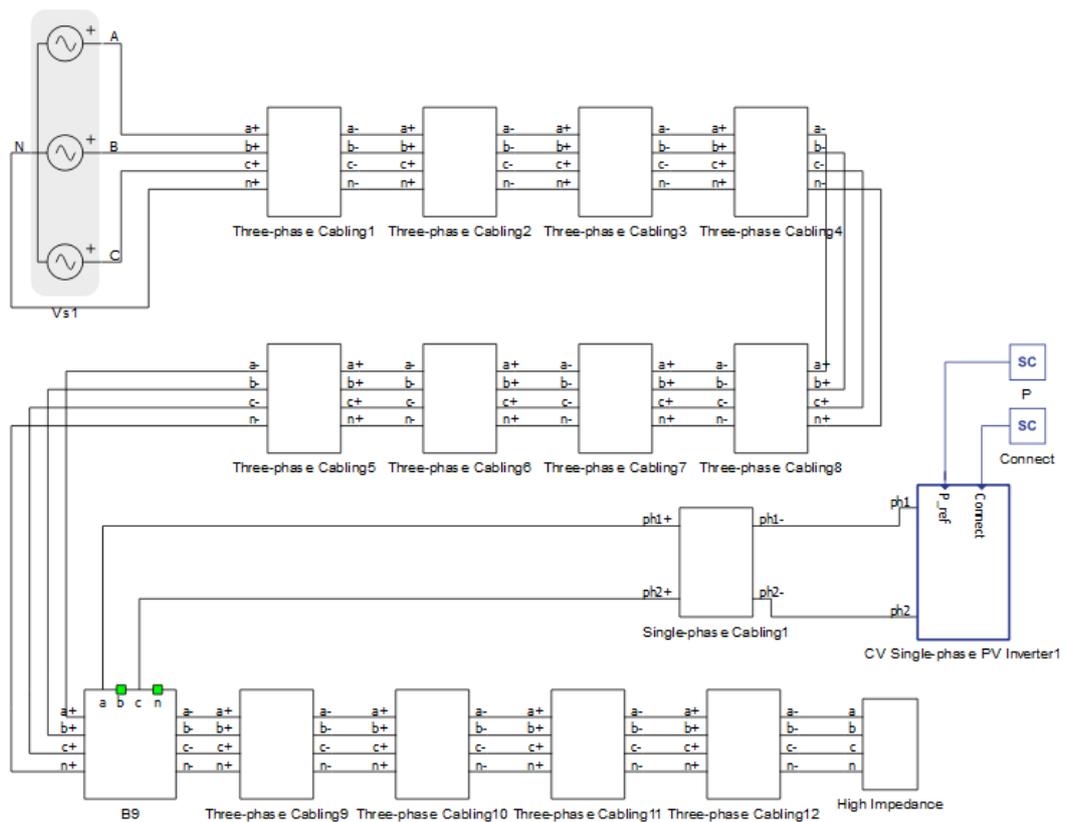


Figura 40. Exemplo de simulação com o inversor fotovoltaico bifásico

A tensões e correntes medidas na barra 9 são mostradas na Figura 41. Conforme esperado, somente há circulação de potência pelas fases *a* e *c*. Como a tensão de referência para o inversor é a tensão de linha V_{ac} , as correntes apresentam uma defasagem de 30° em relação às respectivas tensões de fase.

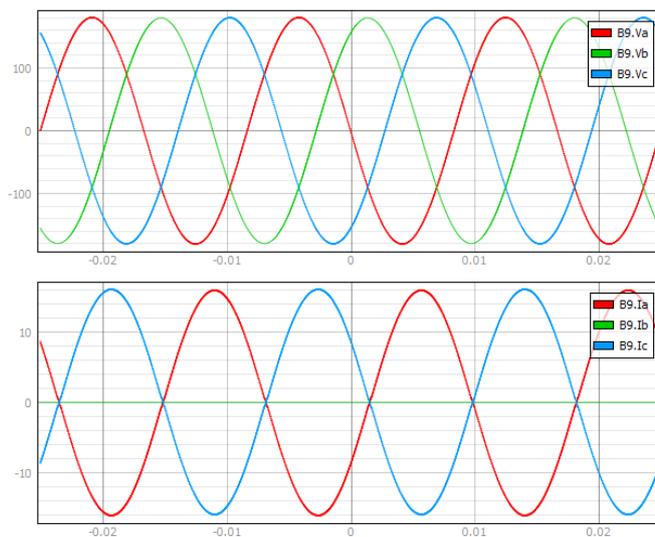


Figura 41. Tensões fase-neutro (acima) e correntes de fase (abaixo) medidas na barra 9 quando o inversor está em operação, injetando 2,5 kW de potência na rede.

A corrente suprida pelo inversor bem como a tensão sobre seu capacitor de saída são mostradas na Figura 42. Note que há uma pequena defasagem entre esses dois sinais. Isto ocorre porque o controlador dead-beat não é capaz de seguir instantaneamente sua referência. Há, na verdade, um atraso de duas amostras entre o a corrente de saída e o sinal de referência.

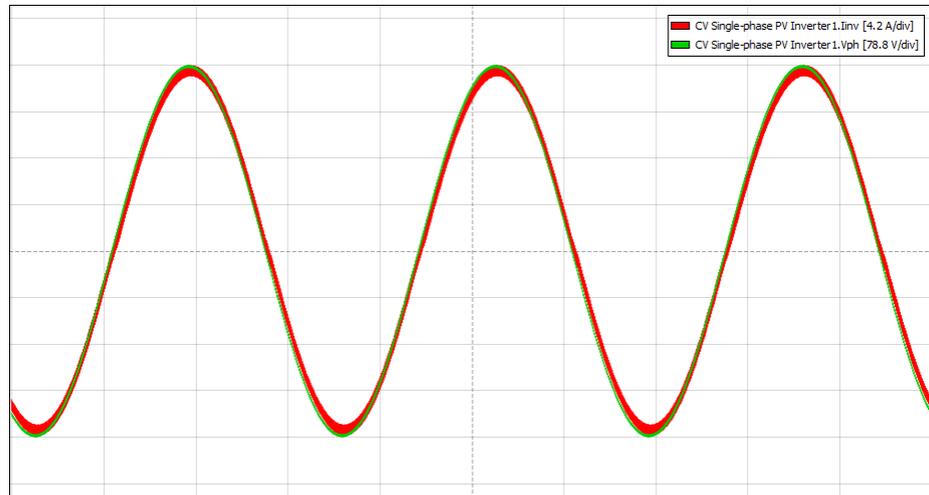


Figura 42. Corrente injetada na rede pelo inversor (em vermelho) e tensão sobre seu capacitor de saída (em verde)

3.4.3. Estágio MPPT – *Maximum Power Point Tracking*

Esta seção apresenta um estudo preliminar do estágio de MPPT. Os resultados apresentados serão posteriormente utilizados para construção do modelo completo dos inversores fotovoltaicos.

São diversas as técnicas para extração da máxima potência fornecida por painéis fotovoltaicos [16], das quais a estratégia de “*Perturbe e Observe*” é amplamente utilizada devido à sua simplicidade. Nada mais são do que algoritmos capazes de fornecer sinais de referência para o inversor de forma que sua operação se dê no ponto de máximo da curva $P-V$ do painel fotovoltaico, a despeito de variações das condições ambientais de irradiação solar e de temperatura.

Do ponto de vista do inversor, garantir o ponto de máxima potência implica em assegurar, sobre o painel FV, a tensão (ou, equivalentemente, a corrente) estabelecidas pelo algoritmo de MPPT. Para isso, diferentes configurações de hardware e estratégias de controle são possíveis. A Figura 43 apresenta dois exemplos de configuração: no primeiro (Figura 43a), há somente um estágio CC/CA e, portanto, a incumbência de garantir a tensão de máxima potência sobre o painel recai apenas sobre ele; já no segundo exemplo (Figura 43b), há um estágio intermediário CC/CC. Neste caso, enquanto o conversor CC/CC é responsável por assegurar a tensão adequada sobre o painel, o conversor CC/CA deve ser capaz de injetar, na rede, toda a potência gerada, mantendo constante a tensão do elo CC. A presença do estágio intermediário introduz maior flexibilidade para regulação do ponto de máxima potência e assegura a tensão mínima necessária na entrada do conversor CC/CA. Esta última é justamente a configuração presente nos inversores a serem modelados.

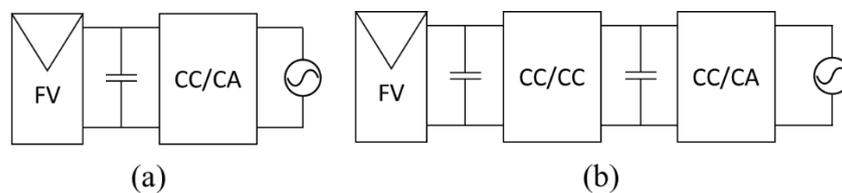


Figura 43. Exemplos de configuração de um inversor fotovoltaico de um único estágio (a) e de dois estágios (b)

Nesta seção, interessa-se somente no estágio CC/CC, responsável pelo MPPT. Por isso, a título de simplicidade, o link CC na saída do conversor CC/CC será considerado uma fonte de tensão constante, sob a hipótese de que o controlador do estágio CC/CA é capaz de regular adequadamente esta tensão.

Serão analisadas duas estratégias distintas, que serão arbitrariamente chamadas de estratégia A e estratégia B, como segue:

- A. Regulação da corrente de entrada do conversor CC/CC, equivalente à regulação da corrente absorvida do painel FV; baseada em [17].
- B. Regulação da tensão de entrada do conversor CC/CC, ou seja, da tensão sobre o painel; baseada em [18].

Ambas as estratégias utilizam um conversor do tipo boost e aplicam o algoritmo de “Perturbe e Observe (P&O)” para gerar as referências de controle que levem à operação no ponto de máxima potência, como será descrito a seguir.

3.4.3.1. Estratégia A – Controle de corrente

A Figura 44 apresenta um esquema simplificado do sistema de controle analisado. Grosso modo, regula-se, por meio de um compensador PI, a corrente extraída do painel fotovoltaico a partir do controle da razão cíclica (δ) do PWM. A referência de corrente é gerada a partir do algoritmo de MPPT, que recebe como entrada amostras da tensão e da corrente do painel fotovoltaico. O algoritmo implementado é do tipo “Perturbe e Observe (P&O)” e seu diagrama é mostrado na Figura 45. Basicamente, seu funcionamento consiste em, dado um valor inicial, perturbar (incrementar/decrementar) o valor da corrente de referência e, a partir das grandezas de entrada (v_{FV} e i_L), observar se houve aumento ou diminuição da potência extraída do painel. Caso tenha ocorrido aumento, mantém-se o mesmo sentido de variação da corrente de referência, a fim de tentar aumentar ainda mais a potência extraída até que se encontre o ponto máximo. Caso tenha ocorrido diminuição de potência, altera-se o sentido da variação da referência. Tanto a taxa de execução do algoritmo, quanto o passo de incremento/decremento da corrente são parâmetros que devem ser escolhidos cuidadosamente.

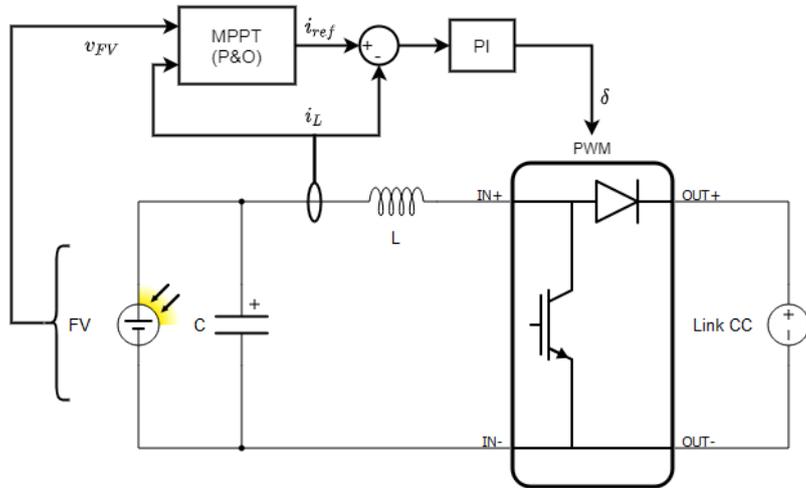


Figura 44. Estratégia A – Controle do estágio de MPPT do inversor fotovoltaico

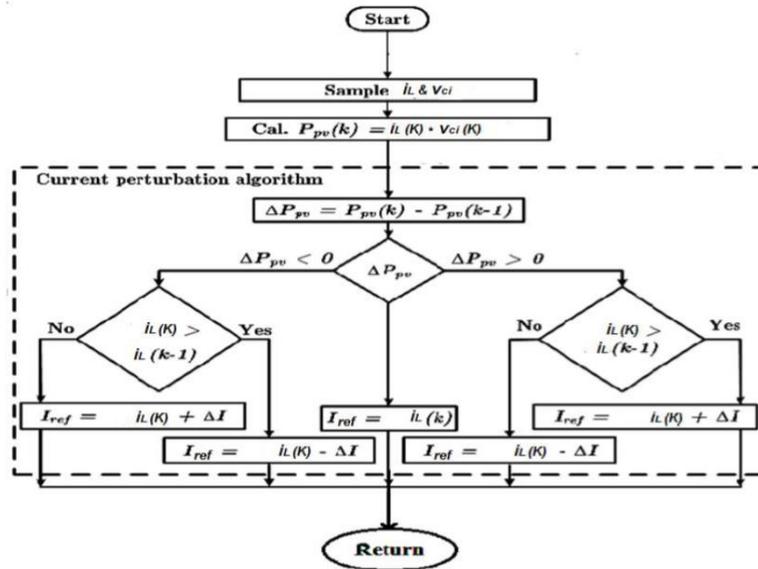


Figura 45. Algoritmo P&O, sendo: i_L a corrente no indutor, v_{ci} a tensão de entrada (tensão sobre o painel FV), ΔP_{pv} a variação de potência no painel e ΔI a perturbação de corrente. Obtido em [17].

O controlador PI pode ser projetado conhecendo-se a função de transferência que relaciona as oscilações de pequenos sinais da corrente i_L do boost com o ciclo de trabalho δ . De [17],

$$G(s) = \frac{\widetilde{i_L(s)}}{\widetilde{\delta(s)}} = \frac{sCV_o}{s^2LC + sC(R_C + R_L) + 1'} \quad (27)$$

onde V_o é a tensão de saída do boost, considerada constante, C e L compõem o filtro de entrada, conforme Figura 44, e R_C e R_L são, respectivamente, as resistências série do capacitor e do indutor. Os valores considerados são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5. Estratégia A – Parâmetros do conversor boost

| | |
|----------|----------------|
| V_o | 1000 V |
| L | 1,5 mH |
| C | 200 μ F |
| R_L | 100 m Ω |
| R_C | 50 m Ω |
| f_{sw} | 20 kHz |

O PWM pode ser modelado como um simples ganho, correspondente ao inverso do valor pico a pico da portadora. No caso em estudo, este ganho é unitário. Dessa forma, o PI pode ser calculado para se obter uma determinada largura de banda e uma determinada margem de fase. Em relação à largura de banda, é interessante que ela seja várias vezes inferior à frequência de chaveamento (20 kHz), por isso, foi selecionada como 1,5 kHz. É importante salientar que outros fatores podem influenciar na escolha da largura de banda. Como será visto, esta escolha deve também estar atrelada ao funcionamento dos controladores do estágio de inversão, CC/CA. Por isso, este valor é passível de sofrer alterações. Em relação à margem de fase, valores recomendados são de 45° à 60°. Dessa forma, uma margem de 60° foi selecionada.

A função de transferência em malha aberta antes e após a introdução do controlador PI podem ser observadas na Figura 46. Os ganhos proporcional e integral calculados são de, respectivamente, 0,2224 e 1179. Note que a desejada margem de fase foi obtida para uma frequência de corte de 1,5 kHz.

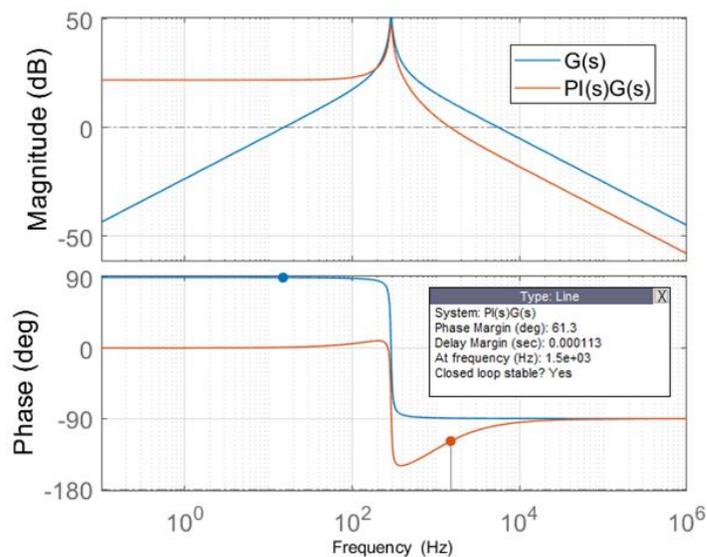


Figura 46. Função de transferência de malha aberta sem (em azul) e com PI (em laranja)

A Figura 47 apresenta um exemplo de funcionamento do estágio de MPPT, obtido via simulação no Typhoon HIL. A curva representa a potência extraída do painel fotovoltaico para um dado perfil de variação de irradiação solar. Inicialmente, a irradiação é de 1000 W/m²; em seguida, cai para 600 W/m²; sobe para 800 W/m²; e, por fim, retorna para o valor inicial. A potência extraída do painel segue corretamente os valores esperados para os pontos de máxima dos diferentes níveis de irradiação. Nesta simulação, o algoritmo P&O é executado a cada 100ms e o passo da perturbação selecionado é de 0,5A.

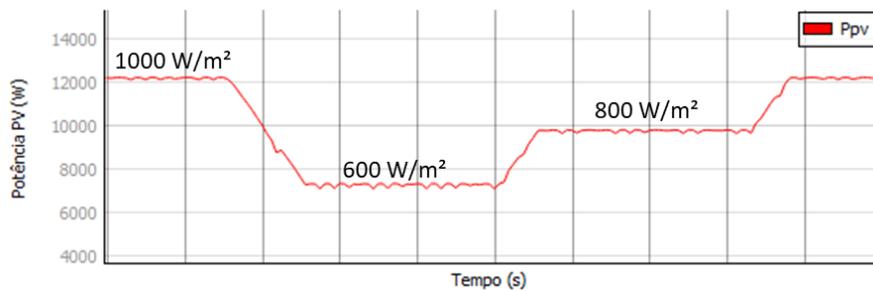


Figura 47. Estratégia A – Exemplo de funcionamento do sistema MPPT: perfil de potência fotovoltaica para diferentes níveis de irradiação. Curva obtida para duas strings (20 módulos BYD 320P6D-36 cada) em paralelo

Problemas foram observados para casos de variações mais abruptas de irradiação, em que o controlador não era capaz de encontrar o novo ponto de máxima potência. Além disso, o controle mostrou-se altamente sensível às escolhas de parâmetros como a taxa de execução do algoritmo MPPT, o passo da perturbação, o valor inicial da referência de corrente, e a largura de banda do controlador. Dessa forma, o estudo de uma estratégia alternativa se fez necessário.

3.4.3.2. Estratégia B – Controle de tensão

Esta estratégia assemelha-se à apresentada anteriormente, exceto pelo fato de que a tensão de entrada do conversor boost passa a ser a grandeza controlada pelo PI (Figura 48). O algoritmo de MPPT permanece o mesmo, como o que foi apresentado na Figura 45. No entanto, ao invés de buscar uma referência de corrente, busca-se a *tensão* de referência sobre o painel que leve ao ponto de máxima potência.

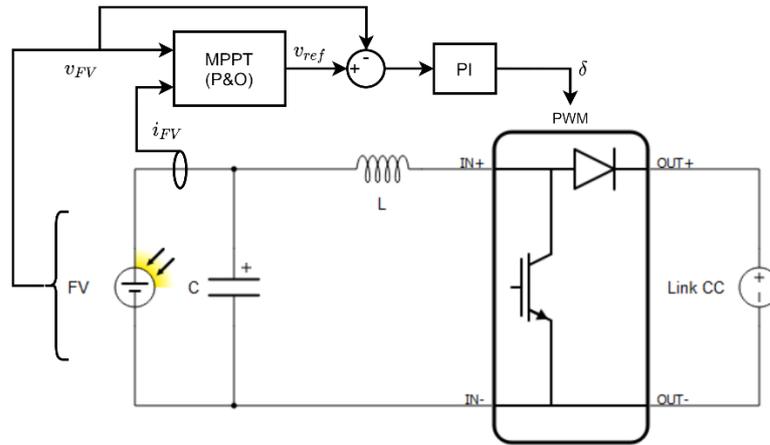


Figura 48. Estratégia B – Controle do estágio de MPPT do inversor fotovoltaico

Os ganhos do controlados podem ser calculados a partir da função de transferência que relaciona a razão cíclica δ com a tensão de entrada v_{FV} . De [18],

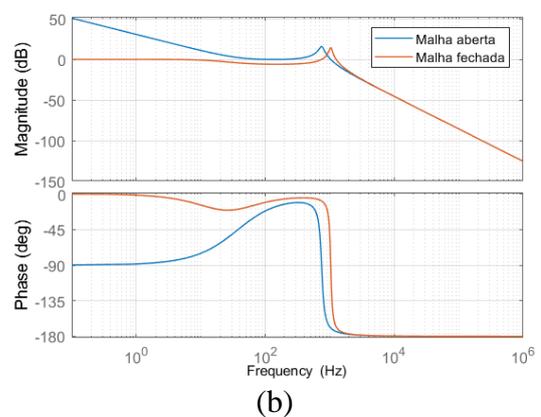
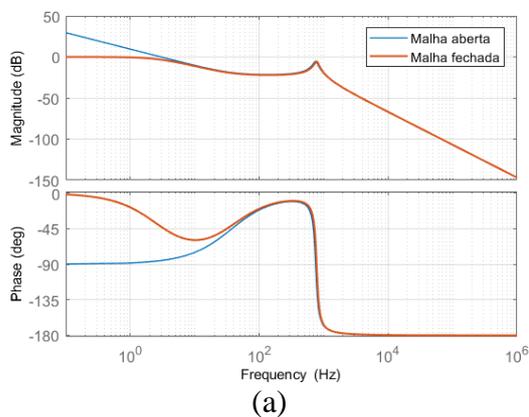
$$H(s) = \frac{\widetilde{v_{FV}}(s)}{\widetilde{\delta}(s)} = -\frac{V_o}{s^2LC + sK_{FV}L + 1}, \quad (28)$$

onde V_o é, novamente, a tensão de saída do boost, C e L são os elementos do filtro de entrada e K_{FV} corresponde à transcondutância do painel fotovoltaico. Este último parâmetro pode ser obtido através da curva I-V do painel. Corresponde à inclinação da reta tangente à curva no ponto de operação ($\Delta i_{FV} = -K_{FV} \cdot \Delta v_{FV}$). Note que K_{FV} esta relacionado ao amortecimento da ressonância devida ao filtro de entrada. Sistemas de baixa transcondutância K_{FV} podem apresentar ressonâncias pouco amortecidas, o que pode prejudicar o funcionamento do controlador. Tomando como exemplo o conjunto de painéis conectados ao inversor trifásico do LabREI, K_{FV} pode ser estimado como sendo da ordem de apenas 0,0207 S utilizando como base para o cálculo o ponto de máxima potência da curva apresentada na Figura 36. Tal condição favorece o surgimento de oscilações próximas à frequência de ressonância. Uma maneira de mitigar este problema é deslocar a frequência de corte do sistema controlado para um valor abaixo da frequência de ressonância. Para maior flexibilidade de controle, os valores de capacitância e de indutância do filtro LC podem ser cautelosamente reduzidos com o intuito de elevar a frequência de ressonância, sem que, por outro lado, as maiores variações de corrente e de tensão afetem o funcionamento do sistema como um todo. Os valores utilizados são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6. Estratégia B - Parâmetros

| | |
|----------|------------|
| V_o | 1000 V |
| L | 1,5 mH |
| C | 30 μ F |
| K_{FV} | 0,0207 S |
| f_{sw} | 20 kHz |

Os ganhos do PI foram calculados de forma que, em malha fechada, o ganho do sistema na frequência de ressonância fosse inferior a 0 dB. Caso contrário, oscilações pouco amortecidas surgiriam. Para ilustrar este fenômeno, a Figura 49 apresenta dois exemplos de projeto do controlador. A coluna da esquerda (Figura 49a e c) corresponde a um projeto em que a ressonância foi suficientemente amortecida, embora, para isso, a frequência de corte do sistema tenha sofrido significativa redução. Já a coluna da direita (Figura 49b e d) apresenta o caso em que a ressonância não foi adequadamente amortecida, em troca de uma mais elevada frequência de corte. Isto pode ser observado nos diagramas de bode apresentados. Note que, para o caso mal amortecido (Figura 49b), há uma amplificação de frequências próximas à ressonância mesmo em malha fechada. Este efeito pode ser observado nas curvas da Figura 49d, em que oscilações sustentadas ocorrem tanto na tensão sobre o painel quanto em sua corrente. A frequência das oscilações corresponde justamente àquela prevista pelo diagrama de bode. Embora o sistema ainda consiga seguir o ponto de referência gerado pelo algoritmo de MPPT, as oscilações em alta frequência, de elevada amplitude, são prejudiciais não somente para o painel FV, mas também para o bom funcionamento do estágio seguinte do inversor (CC/CA). Se não devidamente amortecidas, podem, ainda, se propagar pela rede.



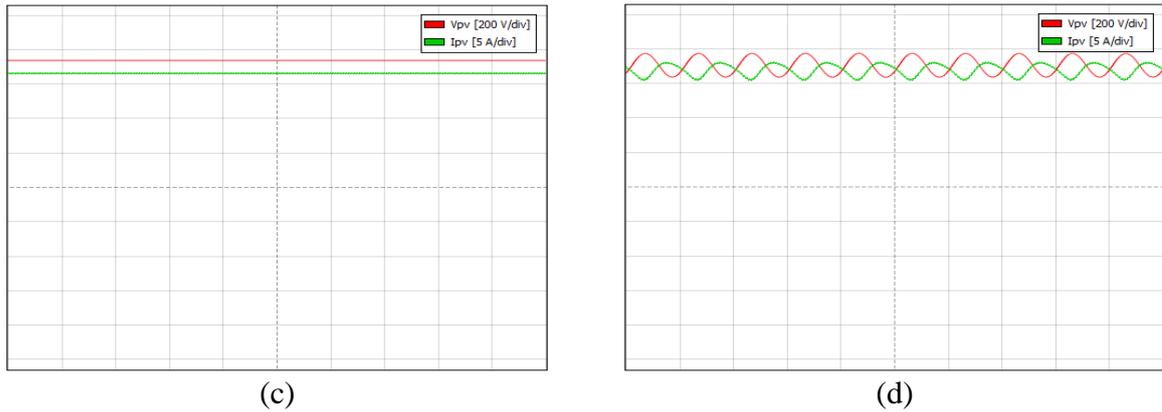


Figura 49. Resposta em frequência do sistema controlado via PI de ganhos (a) $K_p = 7,9716 \cdot 10^{-5}$ e $K_i = 0,0188$ e (b) $K_p = 8,7262 \cdot 10^{-4}$ e $K_i = 0,0797$, e seus respectivos efeitos (c) e (d) na tensão e na corrente do painel fotovoltaico.

Desta forma, o controlador correspondente à coluna da esquerda é selecionado. Seus ganhos são dados por $K_p = 7,9716 \cdot 10^{-5}$ e $K_i = 0,0188$. A resposta ao degrau do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 50. Como pode ser observado, seu tempo de estabilização corresponde a 0,22s. Este valor pode ser utilizado para determinar a taxa de execução do algoritmo de MPPT, uma vez que o sistema deve ser capaz de se estabilizar antes que uma nova referência seja gerada. Neste caso, o MPPT será executado a cada 1s, aproximadamente 5 vezes mais lento que o controle de tensão.

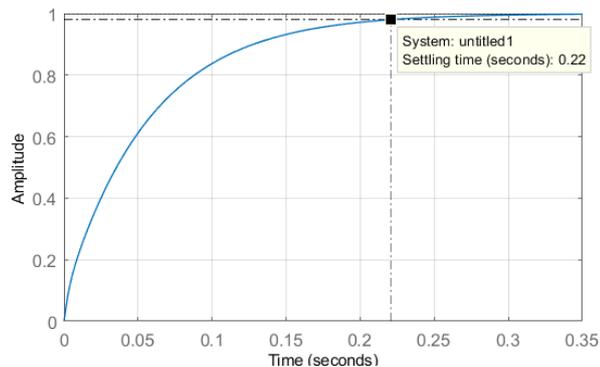


Figura 50. Resposta ao degrau do sistema em malha fechada

A Figura 51 apresenta um exemplo de funcionamento do estágio MPPT em simulação no Typhoon HIL. Como para a estratégia A, variou-se a irradiação solar (600, 800 e 1000 W/m²) e obteve-se a potência extraída do painel, mostrada na curva vermelha. O controle foi bem sucedido na tarefa de seguir os pontos de máxima potência. Diferentemente do caso precedente, a estratégia B foi capaz de encontrar o novo ponto de máxima potência mesmo sob variações abruptas da irradiação. Além disso, este controlador se mostrou menos

sensível à alteração de parâmetros, como o passo da perturbação em tensão, a taxa de execução do algoritmo de MPPT e a largura de banda do controle de tensão. Devido ao desempenho mais estável, a estratégia B será utilizada para compor os modelos *completos* dos inversores, como será apresentado a seguir.

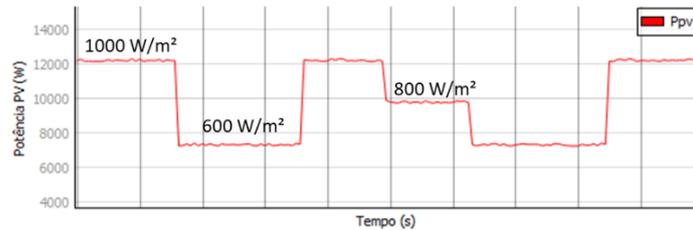


Figura 51. Estratégia B – Exemplo de funcionamento do sistema MPPT: perfil de potência fotovoltaica para diferentes níveis de irradiação. Curva obtida para duas strings (20 módulos BYD 320P6D-36 cada) em paralelo

3.4.4. Inversor trifásico – Modelo completo

3.4.4.1. Descrição

O modelo completo do inversor inclui os estágios de MPPT e de inversão para que seja utilizado em conjunto com o respectivo modelo do painel fotovoltaico. O estágio de MPPT corresponde à estratégia B apresentada na seção 3.4.3.2. A metodologia de controle aplicada ao estágio CC/CA é apresentada em detalhes na referência [18] e será aqui brevemente descrita.

A topologia do inversor é a mesma descrita na seção correspondente ao modelo simplificado: NPC de três níveis, trifásico, com filtro LC. A injeção da potência absorvida do sistema FV é regulada por uma malha interna de corrente e por uma malha externa de tensão do elo CC. Assegurar uma tensão constante no elo CC corresponde a dizer que toda a potência vinda do primeiro estágio (e, portanto, do painel) será entregue à rede, salvo possíveis perdas existentes. A Figura 52, obtida de [18], ilustra a estrutura geral de controle utilizada, embora a topologia do inversor seja diferente.

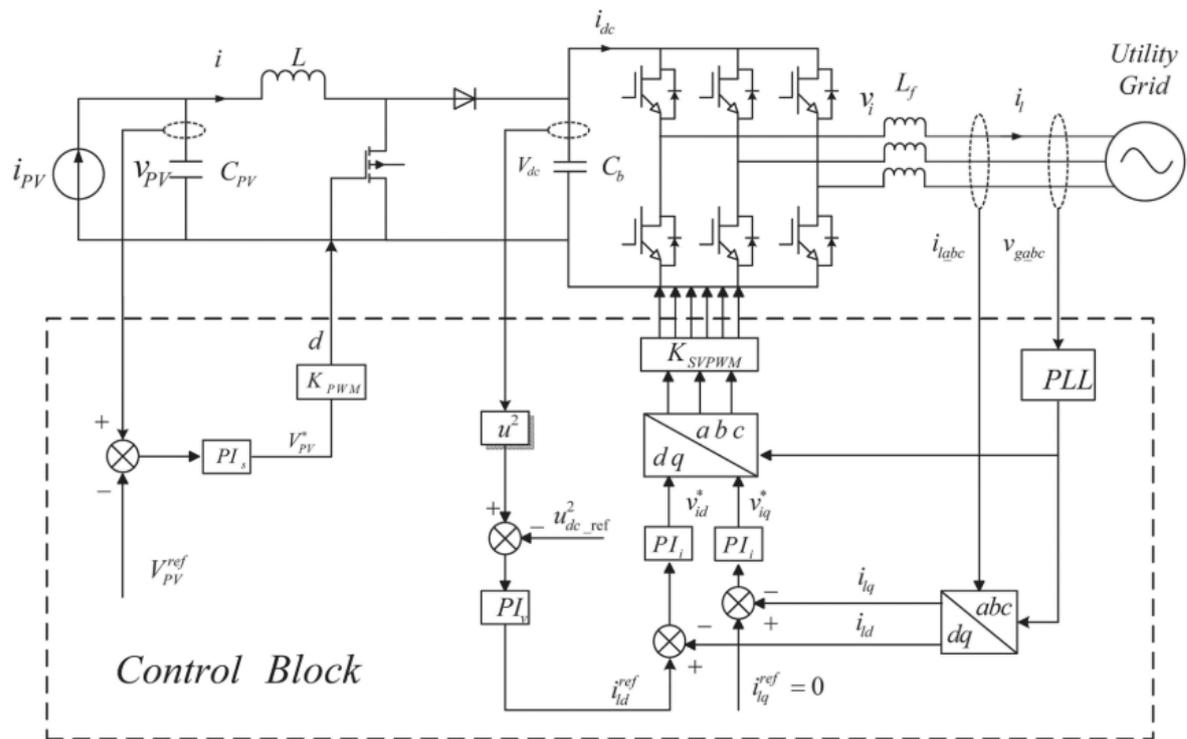


Figura 52. Esquema completo de controle do inversor fotovoltaico de dois estágios. Obtida integralmente de [18].

O controle de corrente é realizado no referencial dq através de dois controladores PI. De [18], a função de transferência de malha aberta relacionada à corrente do eixo direto (i_d) é dada por:

$$H_{i_d}(s) = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2} \cdot L_1 \cdot s}, \quad (29)$$

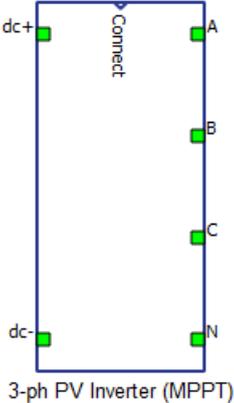
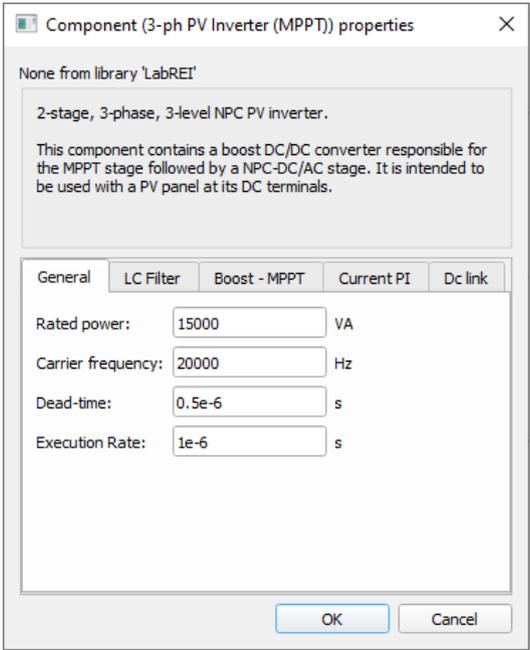
sendo V_{CC} a tensão nominal do elo CC e L_1 a indutância (por fase) do filtro LC de saída do inversor. Um PI de ganhos $K_{p_{id}} = 0,04$ e $K_{i_{id}} = 13,3286$ assegura uma frequência de corte de 1500 Hz e uma margem de fase de 60° para o sistema em malha fechada. A frequência de corte foi escolhida de forma a ser várias vezes menor que a frequência de chaveamento, de 20 kHz. A equação para o eixo em quadratura é similar à equação (29) e, portanto, os mesmo ganhos serão utilizados para seu PI.

A referência de corrente do eixo em quadratura é constante e vale zero, de forma a não injetar reativos na rede. Sobre a corrente de eixo direto, a malha externa de tensão CC é responsável por gerar sua referência. Considerando que a frequência de corte da malha de corrente é muitas vezes superior à da malha de tensão, a primeira pode ser considerada como apenas um ganho unitário do ponto de vista da malha externa. O controle da tensão pode ser

realizado em termos da energia armazenada no capacitor do elo CC. A energia estando atrelada ao quadrado da tensão sobre o capacitor, pode-se obter a função de transferência em malha aberta [18]:

$$\frac{v_{CC}^2}{i_d} = -\frac{2 \cdot V_{rede,rms}}{s C_{CC}} \quad (30)$$

onde $V_{rede,rms}$ é o valor rms da tensão de fase da rede e C_{CC} é a capacitância equivalente do elo CC. Para uma frequência de corte de 30 Hz e uma margem de fase de 60°, os ganhos do controlador PI são $K_{pvcc} = 0,0066$ e $K_{ivcc} = 0,1253$. A frequência de corte desta malha foi escolhida a partir do desempenho observado em simulação.

| Componente | Janela de diálogo |
|---|---|
|  |  |

3.4.4.2. Entradas e saídas

As entradas elétricas A, B, C e N correspondem aos pontos de conexão com a rede elétrica, enquanto $dc+$ e $dc-$ correspondem aos pontos de conexão do barramento CC, aos quais o modelo de um painel fotovoltaico deve ser conectado. *Connect* corresponde ao sinal para habilitar a conexão do inversor com a rede.

3.4.4.3. Parâmetros

- *General*
 - *Rated power*: potência aparente nominal, dada em VA.
 - *Carrier frequency*: frequência da portadora da modulação PWM;
 - *Dead-time*: tempo morto do inversor;
 - *Execution rate*: taxa de execução do inversor; este valor deve ser um múltiplo inteiro da menor taxa de execução utilizada na simulação.
- *LC Filter*
 - *Inductor*: valor da indutância do filtro LC;
 - *Inductor series resistance*: valor da resistência série do indutor do filtro LC;
 - *Capacitor*: valor da capacitância do filtro LC.
 - *Capacitor ESR*: resistência série equivalente do capacitor do filtro LC
- *Boost – MPPT*: nesta aba, encontram-se os parâmetros referentes ao primeiro estágio, de MPPT
 - *Voltage step*: passo da perturbação de tensão do algoritmo perturbe e observe;
 - *Initial voltage*: tensão inicial de referência, para inicialização do algoritmo perturbe e observe;
 - *Execution rate*: taxa de execução do algoritmo de MPPT;
 - *Boost inductor*: indutor do filtro de entrada do conversor boost;
 - *Input capacitor*: capacitor do filtro de entrada do conversor boost;
 - *K_p (boost)* e *K_i (boost)*: ganhos proporcional e integral controlador de tensão (boost).
 - $K_p + K_i \cdot \frac{1}{s}$
- *Current PI*
 - *K_p (boost)* e *K_i (boost)*: ganhos proporcional e integral dos controladores das correntes de eixo direto e em quadratura do estágio CC/AC
 - $K_p + K_i \cdot \frac{1}{s}$
- *Dc link*
 - *Dc voltage*: tensão de referência para o elo CC (saída do conversor boost, entrada do estágio de inversão);
 - *Capacitors*: capacitância do elo CC. Dois capacitores em série formam esse elo. O valor informado corresponde ao valor individual;

- K_p (*dc link*) e K_i (*dc link*): ganhos proporcional e integral do PI de controle da tensão do elo CC.

- $K_p + K_i \cdot \frac{1}{s}$

3.4.4.4. Exemplo de funcionamento

A Figura 53 apresenta um exemplo simples de funcionamento, no qual o inversor trifásico injeta a potência do painel fotovoltaico diretamente na rede, representada pelas fontes de tensão em série com uma impedância RL. O modelo utilizado para o painel corresponde à associação de módulos BYD 320P6D-36 em duas strings paralelas, de 20 módulos em série cada, como presente no sistema real do LabREI. A Figura 54 mostra o comportamento de algumas das grandezas do sistema para o momento em que há um degrau de irradiação solar, passando de 600 W/m² para 1000 W/m². É interessante observar que a potência injetada na rede chega rapidamente ao novo valor de referência. Tal transitório provoca oscilações na tensão sobre o painel fotovoltaico, próxima a frequência de ressonância do filtro de entrada do estágio de MPPT.

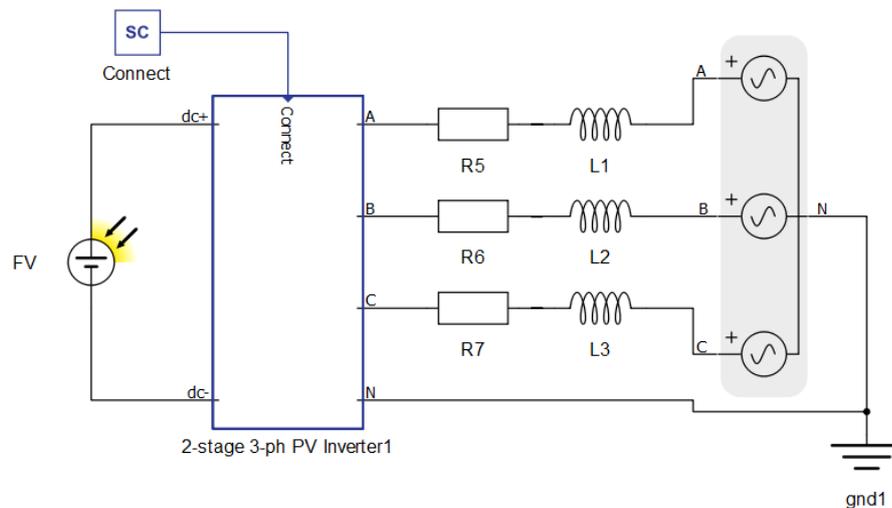


Figura 53. Exemplo de simulação com o modelo completo do inversor fotovoltaico trifásico

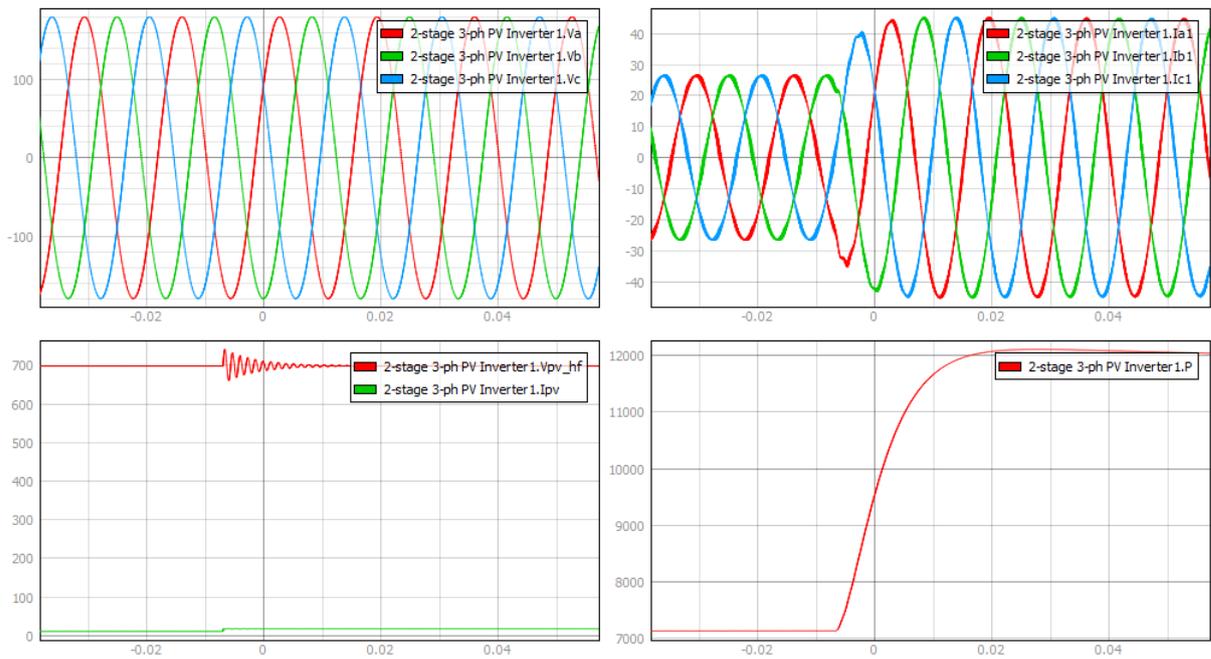
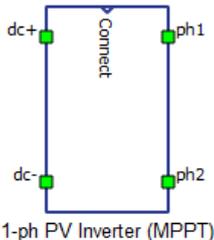
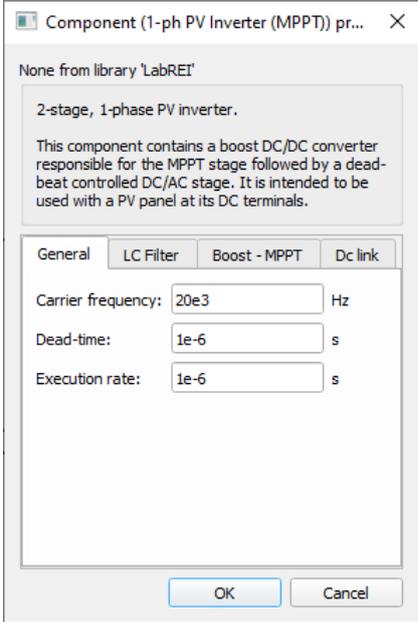


Figura 54. Tensões de fase (superior esquerdo), correntes injetadas na rede (superior direito), tensão e corrente do painel FV (inferior esquerdo) e potência entregue à rede (inferior direito) no momento de uma transição em degrau do nível de irradiação sobre o painel, passando de 600 W/m^2 a 1000 W/m^2 .

3.4.5. Inversor bifásico – Modelo completo

3.4.5.1. Descrição

O modelo completo do inversor bifásico possui um estágio de MPPT como o apresentado na seção 3.4.3.2. A estrutura de controle do estágio de inversão, responsável pela injeção de corrente na rede, é semelhante à do modelo completo do inversor trifásico (veja seção 3.4.4), no qual o balanço de potência é realizado através da regulação da tensão no elo CC. No entanto, no caso do modelo bifásico, a corrente injetada na rede será regulada via um controlador preditivo do tipo *dead-beat*. A malha de tensão CC será responsável por gerar uma referência da amplitude; enquanto um PLL, seguindo a tensão da rede, incumbe-se de gerar a forma senoidal da referência de corrente.

| Componente | Janela de diálogo |
|---|--|
|  |  |

3.4.5.2. Entradas e saídas

As entradas elétricas *ph1* e *ph2* correspondem aos pontos de conexão com a rede elétrica, enquanto *dc+* e *dc-* correspondem aos pontos de conexão do barramento CC, aos quais o modelo de um painel fotovoltaico deve ser conectado. *Connect* corresponde ao sinal para habilitar a conexão do inversor com a rede.

3.4.5.3. Parâmetros

- *General*
 - *Carrier frequency*: frequência da portadora da modulação PWM;
 - *Dead-time*: tempo morto do inversor;
 - *Execution rate*: taxa de execução do inversor; este valor deve ser um múltiplo inteiro da menor taxa de execução utilizada na simulação.
- *LC Filter*
 - *Inductor*: valor da indutância do filtro LC;
 - *Inductor series resistance*: valor da resistência série do indutor do filtro LC;
 - *Capacitor*: valor da capacitância do filtro LC.

- *Boost – MPPT*: nesta aba, encontram-se os parâmetros referentes ao primeiro estágio, de MPPT
 - *Voltage step*: passo da perturbação de tensão do algoritmo perturbe e observe;
 - *Initial voltage*: tensão inicial de referência, para inicialização do algoritmo perturbe e observe;
 - *Execution rate*: taxa de execução do algoritmo de MPPT;
 - *Boost inductor*: indutor do filtro de entrada do conversor boost;
 - *Input capacitor*: capacitor do filtro de entrada do conversor boost;
 - *Kp (boost)* e *Ki (boost)*: ganhos proporcional e integral controlador de tensão (boost).

$$\blacksquare K_p + K_i \cdot \frac{1}{s}$$

- *Dc link*
 - *Dc voltage*: tensão de referência para o elo CC (saída do conversor boost, entrada do estágio de inversão);
 - *Capacitors*: capacitância do elo CC;
 - *Kp (dc link)* e *Ki (dc link)*: ganhos proporcional e integral do PI de controle da tensão do elo CC.

$$\blacksquare K_p + K_i \cdot \frac{1}{s}$$

3.4.5.4. Exemplo de funcionamento

Neste exemplo, o inversor bifásico é conectado à rede por meio de uma impedância RL, como na Figura 55. Em seus terminais CC, um conjunto de módulos fotovoltaicos BYD 320P6D-36 é conectado. Tal conjunto corresponde ao modelo do arranjo real que se conecta ao inversor bifásico, composto por duas strings de 8 módulos em série, cada. A Figura 56 apresenta alguns resultados. Nota-se a defasagem, praticamente desprezível, entre a tensão da rede e a corrente injetada, que é introduzida pelo controlador dead-beat da malha de corrente. A tensão no elo CC é corretamente regulada no valor de 600V e a tensão sobre o painel fotovoltaico segue o valor de referência estipulado pelo algoritmo de perturbe e observe. Por último, a potência entregue à rede corresponde ao valor máximo neste ponto de operação.

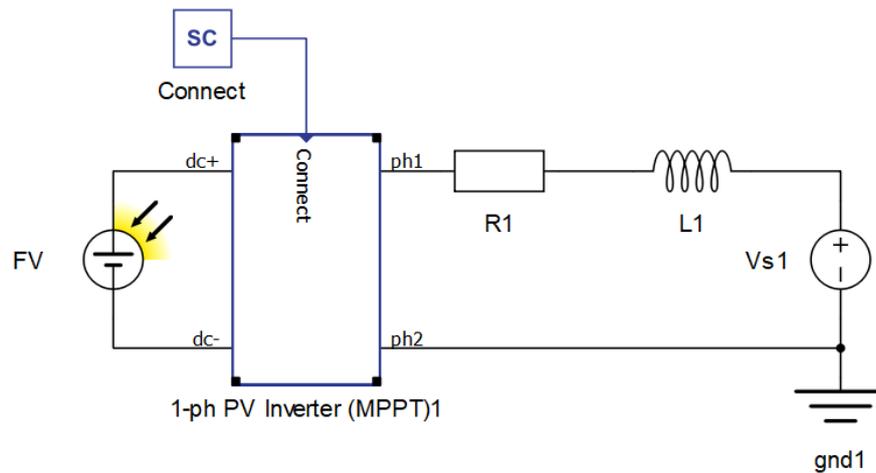


Figura 55. Exemplo de simulação com o modelo completo do inversor fotovoltaico bifásico

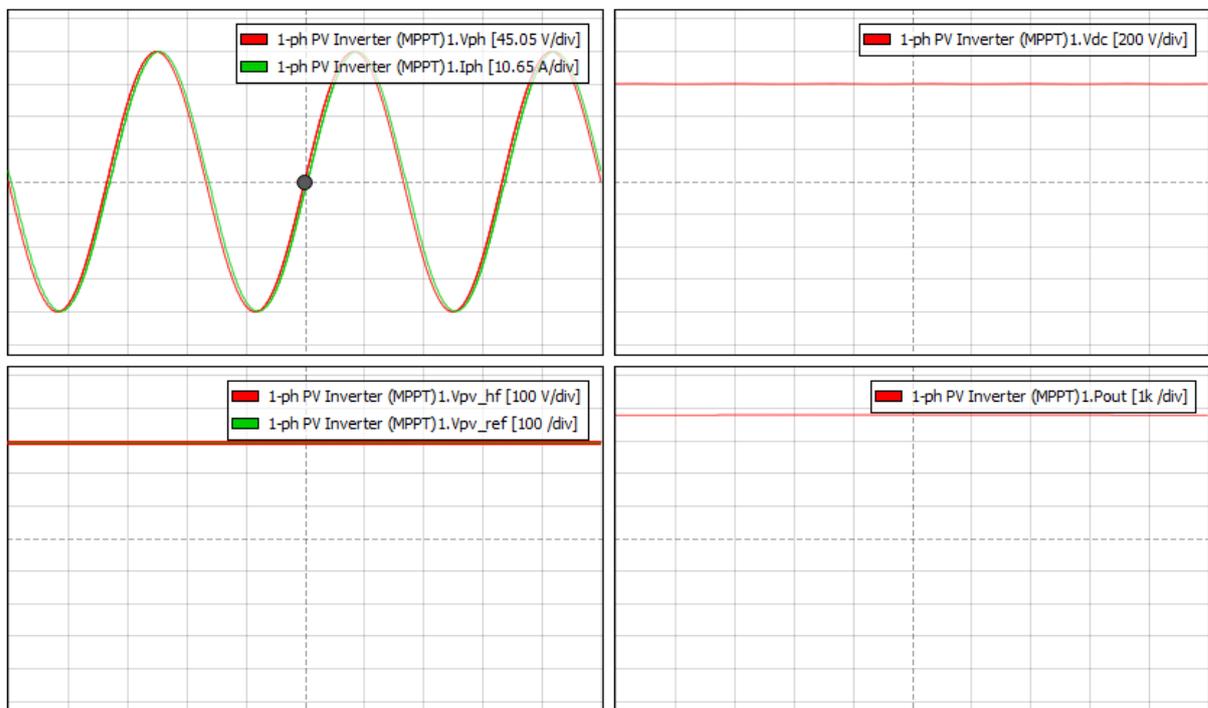


Figura 56. Tensão de fase e corrente injetada na rede (superior esquerdo), tensão no elo CC (superior direito), tensão do painel FV e seu valor de referência (inferior esquerdo) e potência entregue à rede (inferior direito) para uma irradiação de 800 W/m^2

3.5. Inversores Supplier

O LabREI conta com duas montagens de inversores da fabricante Supplier, sendo ambas trifásicas: uma a 3 fios e a outra a 4 fios^h. Em poucas palavras, são compostas pelo módulo de potência (IGBTs + drivers), sensores de corrente de fase e de tensões do

^h A montagem a 4 fios encontra-se em etapa de aquisição até o momento da escrita deste relatório.

barramento CC, filtro CA do tipo LC, com sistema de pré-carga, e capacitores do barramento CC. Os controladores não estão presentes e devem ser implementados pelo usuário. O mesmo é válido para os modelos aqui apresentados.

3.5.1. Modelo trifásico a 3 fios - SPMIT 750-50-20 ESPECIAL

3.5.1.1. Descrição

Os dados de placa da montagem SPMIT 750-50-20 ESPECIAL estão apresentadas na Tabela 7 a seguir.

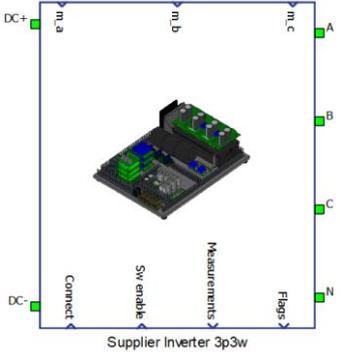
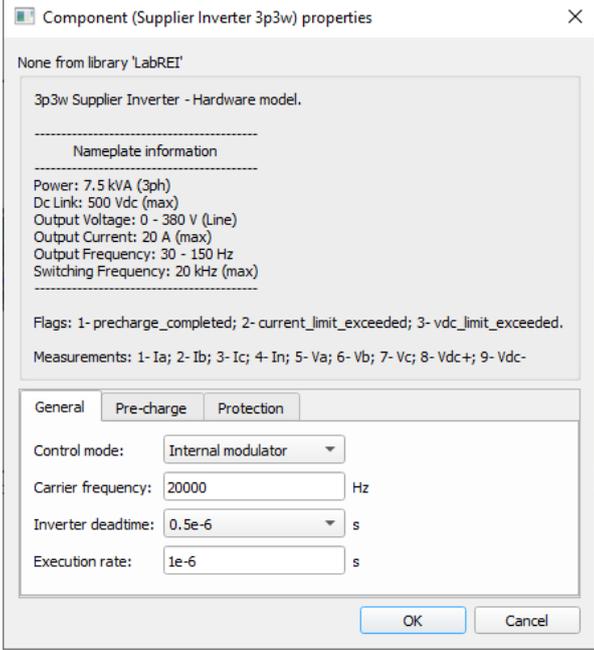
Tabela 7. Dados de placa da montagem SPMIT 750-50-20 ESPECIAL

| | |
|---------------------------|---------------------|
| Tensão CC | 500 V (máx.) |
| Tensão de saída | 0 – 380 V (linha) |
| Corrente de saída | 20 A (máx.) |
| Potência de saída | 7,5 kVA (trifásico) |
| Frequência de saída | 30 – 150 Hz |
| Frequência de chaveamento | 20 kHz (máx.) |

As principais características e funcionalidades contempladas pelo modelo são:

- Topologia em meia-ponte;
- Filtro LC de saída: 625 μ H e 5 μ F, por fase;
- Capacitores de barramento (CC): 2,72 mF entre barramento positivo e o ponto médio da meia-ponte, e 2,72 mF entre barramento negativo e o ponto médio;
- Sensores de corrente e de tensão: medidas das tensões do barramento CC e das correntes de fase;
- Limites e proteções:
 - Frequência de chaveamento limitada a 20 kHz;
 - Limite de corrente de fase (20 Arms por padrão): caso o limite seja ultrapassado, uma flag é emitida. O usuário pode optar pela interrupção automática do chaveamento caso o limite não seja respeitado;
 - Limite de tensão CC (500+10% V por padrão): comportamento idêntico ao do limite de corrente de fase.
- Tempo morto do inversor: escolha restrita aos valores permitidos pelo driver real;
- Sistema de pré-carga: quando a conexão do inversor com a rede é realizada, os capacitores CC são carregados através de um caminho de maior impedância antes de o

chaveamento do inversor ser habilitado. A duração da pré-carga pode ser definida pelo usuário.

| Componente | Janela de diálogo |
|--|---|
|  <p>Supplier Inverter 3p3w</p> |  <p>Component (Supplier Inverter 3p3w) properties</p> <p>None from library 'LabREI'</p> <p>3p3w Supplier Inverter - Hardware model.</p> <p>----- Nameplate information -----</p> <p>Power: 7.5 kVA (3ph) Dc Link: 500 Vdc (max) Output Voltage: 0 - 380 V (Line) Output Current: 20 A (max) Output Frequency: 30 - 150 Hz Switching Frequency: 20 kHz (max)</p> <p>-----</p> <p>Flags: 1- precharge_completed; 2- current_limit_exceeded; 3- vdc_limit_exceeded. Measurements: 1- Ia; 2- Ib; 3- Ic; 4- In; 5- Va; 6- Vb; 7- Vc; 8- Vdc+; 9- Vdc-</p> <p>General Pre-charge Protection</p> <p>Control mode: Internal modulator</p> <p>Carrier frequency: 20000 Hz</p> <p>Inverter deadtime: 0.5e-6 s</p> <p>Execution rate: 1e-6 s</p> <p>OK Cancel</p> |

3.5.1.2. Entradas e saídas

- *A, B, C, N*: conexão das fases e neutro;
- *DC+, DC-*: conexão do barramento CC;
- *Connect*: sinal de comando para conexão do inversor à rede CA;
- *Switching enable*: sinal de comando para habilitar operação do inversor;
- *Measurements*: vetor contendo as seguintes medidas:
 1. *Ia*: corrente da fase *a*;
 2. *Ib*: corrente da fase *b*;
 3. *Ic*: corrente da fase *c*;
 4. *Vdc+*: tensão do barramento CC medida entre o vpolo positivo e o ponto médio;

5. *Vdc*:- tensão do barramento CC medida entre o polo negativo e o ponto médio.
- *Flags*: saída de um vetor contendo três flags:
 1. *precharge_completed*: indica que o estágio de pré-carga foi finalizado;
 2. *current_limit_exceeded*: indica que o limite de corrente de fase foi excedido;
 3. *vdc_limit_exceeded*: indica que o limite para a tensão do barramento CC foi excedido.
 - *m_a, m_b, m_c*: correspondem aos sinais modulantes para cada um dos três braços do inversor. A portadora é uma onda triangular (-1/+1 V) gerada internamente. Somente disponíveis quando o modo *Internal modulator* é selecionado.

3.5.1.3. Parâmetros

- *General*:
 - *Control mode*: modo de controle dos transistores
 - *Internal modulator*: neste modo, a portadora do PWM é gerada internamente e o componente recebe como entrada os sinais modulantes correspondentes à cada uma das fases (*m_a, m_b, m_c*);
 - *Digital input per switch*: neste modo, as entradas digitais do Typhoon HIL podem ser utilizadas para controle individual de cada um dos transistores; as entradas são configuradas como *active high* por padrão;
 - *Carrier frequency*: frequência da portadora PWM (disponível somente no modo *Internal modulator*);
 - *Inverter deadtime*: tempo morto do inversor. Valores restritos àqueles permitidos pelo driver real (disponível somente no modo *Internal modulator*);
 - *Execution rate*: taxa de execução do componente (disponível somente no modo *Internal modulator*).
- *Pre-charge*:
 - *Pre-charge duration*: duração do processo de pré-carga do filtro de saída. Após o comando '*Connect*' ser enviado, o inversor se conecta à rede através de um caminho de maior impedância pelo tempo determinado por este parâmetro;

- *Inverter enable time*: tempo para que o chaveamento do inversor seja habilitado após recebimento do comando ‘*Connect*’. Deve ser maior ou igual à duração da pré-carga;
- *Pre-charge resistor*: valor do resistor utilizado para pré-carga.
- *Protection*:
 - *Current limit*: caso a corrente de fase ultrapasse este limite, a flag *current_limit_exceeded* é feita igual a 1;
 - *Dc voltage limit*: caso a tensão no barramento CC ultrapasse este limite, a flag *vdv_limit_exceeded* é feita igual a 1;
 - *Enable current protection*: se habilitado, o chaveamento do inversor é interrompido caso o limite de corrente seja excedido;
 - *Enable dc voltage protection*: se habilitado, o chaveamento do inversor é interrompido caso o limite de tensão CC seja excedido.

Observação: As flags apenas serão resetadas quando o comando ‘*Enable*’ for feito igual a zero.

3.5.1.4. Exemplo de funcionamento

Neste exemplo (Figura 57) o inversor opera em malha aberta, sendo os sinais modulantes tais que as tensões na saída sejam equilibradas e de aproximadamente 127 Vrms (fase-neutro) para uma tensão CC de 500 V. Somente a proteção de corrente está ativada, conforme indica a Figura 58. Em determinado instante, a chave S1 é fechada, aumentando a corrente demandada pela carga. O painel SCADA antes e após o aumento da carga é apresentado na Figura 59. Note que um sinal de alerta foi emitido (*Current limit exceeded*) indicando que o limite de corrente foi ultrapassado. Como a opção de proteção de corrente fora previamente habilitada, o chaveamento do inversor foi interrompido, conforme pode ser observado nas curvas da Figura 60. Como a proteção é baseada no valor rms das correntes, o chaveamento leva um ciclo de 60 Hz para ser interrompido.

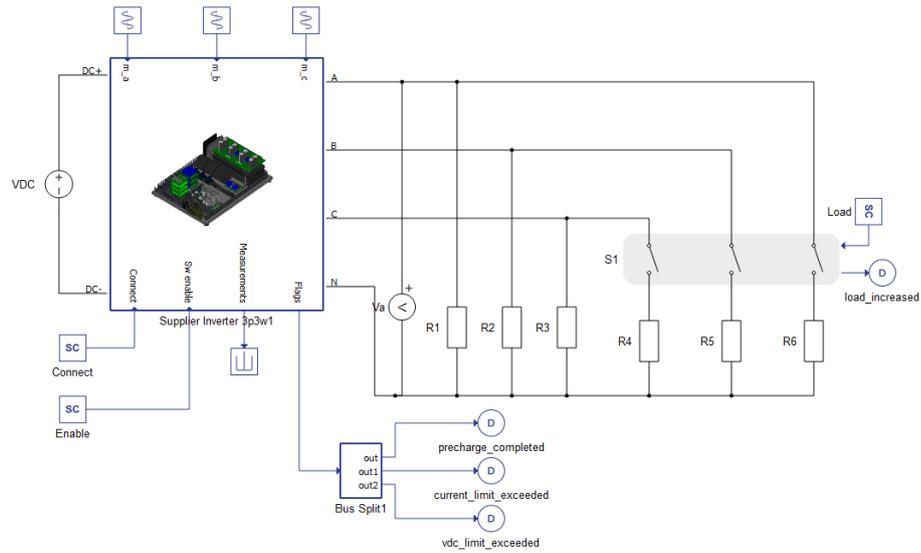


Figura 57. Exemplo de funcionamento do inversor Supplier trifásico a 3 fios

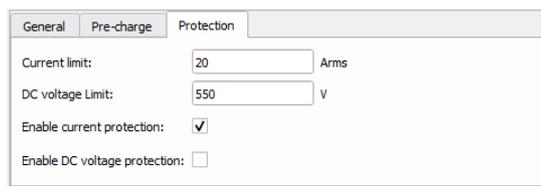


Figura 58. Aba "Protection" da máscara do modelo

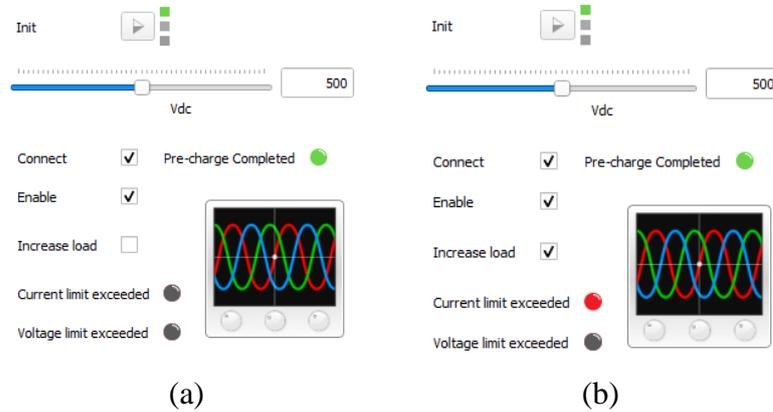


Figura 59. Painel SCADA antes (a) e após (b) o sinal para aumentar a corrente de carga ("Increase load") ser enviado

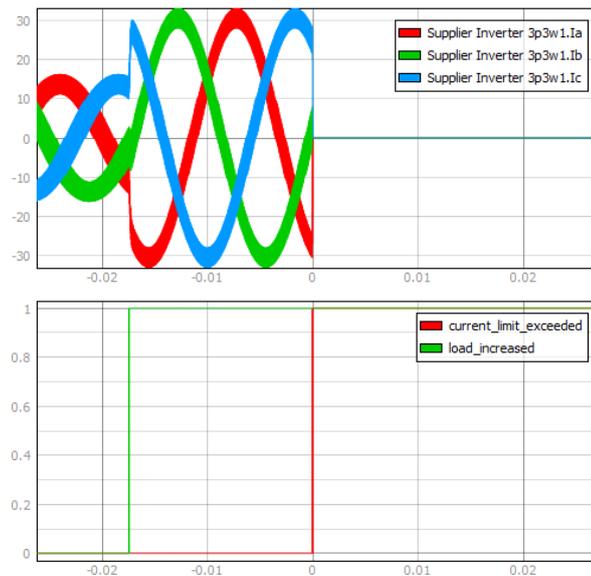


Figura 60. Acima, correntes de fase do inversor. Abaixo, sinais indicando os instantes em que houve aumento da carga (verde) e em que o limite de corrente foi excedido (vermelho)

3.5.2. Modelo trifásico a 4 fios

3.5.2.1. Descrição

Seus principais dados são apresentados na Tabela 8. Dados de placa do inversor trifásico a quatro fios.

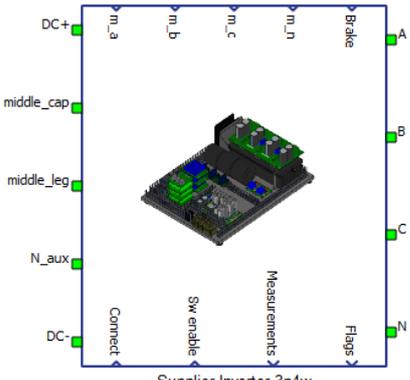
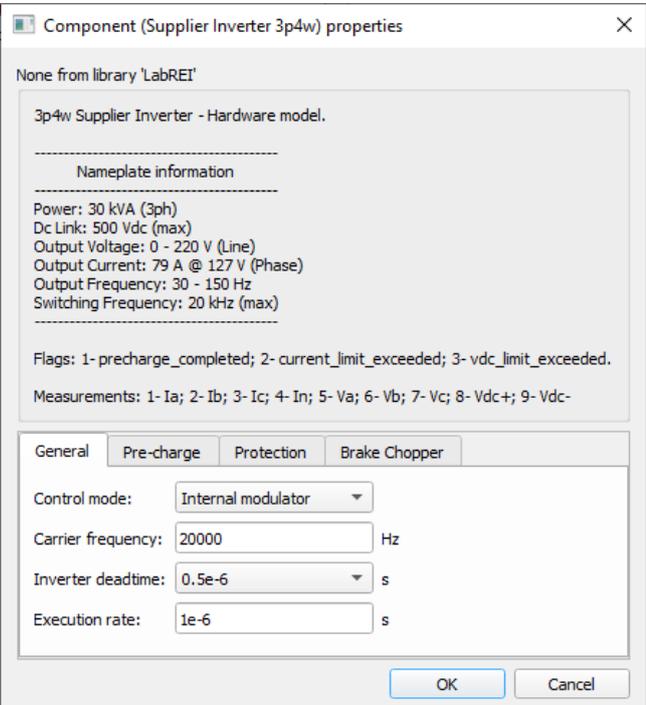
Tabela 8. Dados de placa do inversor trifásico a quatro fios

| | |
|---------------------------|---------------------|
| Tensão CC | 500 V (máx.) |
| Tensão de saída | 0 – 220 V (linha) |
| Corrente de saída | 79 A @ 127 V (fase) |
| Potência de saída | 30 kVA (trifásico) |
| Frequência de saída | 30 – 150 Hz |
| Frequência de chaveamento | 20 kHz (máx.) |

As características modeladas são semelhantes às apresentadas para o inversor a 3 fios (seção 3.5.1), com pequenas diferenças:

- Inversor de 4 braços comandados;
- Filtro LC de saída: 625 μ H e 5 μ F, por fase;
- Capacitores de barramento (CC): 2,72 mF entre barramento positivo e o ponto médio da meia-ponte, e 2,72 mF entre barramento negativo e o ponto médio;
- Sensores de corrente e de tensão: medidas das tensões do barramento CC, das correntes de fase e neutro e das tensões de fase;

- Limites e proteções:
 - Frequência de chaveamento limitada a 20 kHz;
 - Limite de corrente de fase (79+10% Arms por padrão): caso o limite seja ultrapassado, uma flag é emitida. O usuário pode optar pela interrupção automática do chaveamento caso o limite não seja respeitado;
 - Limite de tensão CC (500+10% V por padrão): comportamento idêntico ao do limite de corrente de fase.
- Tempo morto do inversor: escolha restrita aos valores permitidos pelo driver real;
- Sistema de pré-carga;
- *Brake Chopper*: opção de proteção do barramento CC. Quando habilitado, um switch em série com um resistor é adicionado ao barramento CC, em paralelo com o inversor.
- Os pontos de acesso *middle_cap*, *middle_leg* e *N_aux* permitem que o quarto braço do inversor seja configurado com diferentes topologias;

| Componente | Janela de diálogo |
|---|---|
|  <p>Supplier Inverter 3p4w</p> |  <p>Component (Supplier Inverter 3p4w) properties</p> <p>None from library 'LabREI'</p> <p>3p4w Supplier Inverter - Hardware model.</p> <p>----- Nameplate information -----</p> <p>Power: 30 kVA (3ph) Dc Link: 500 Vdc (max) Output Voltage: 0 - 220 V (Line) Output Current: 79 A @ 127 V (Phase) Output Frequency: 30 - 150 Hz Switching Frequency: 20 kHz (max)</p> <p>Flags: 1- precharge_completed; 2- current_limit_exceeded; 3- vdc_limit_exceeded. Measurements: 1- Ia; 2- Ib; 3- Ic; 4- In; 5- Va; 6- Vb; 7- Vc; 8- Vdc+; 9- Vdc-</p> <p>General Pre-charge Protection Brake Chopper</p> <p>Control mode: Internal modulator Carrier frequency: 20000 Hz Inverter deadtime: 0.5e-6 s Execution rate: 1e-6 s</p> <p>OK Cancel</p> |

3.5.2.2. Entradas e saídas

- *A, B, C, N*: conexão das fases e neutro;
- *DC+, DC-*: conexão do barramento CC;
- *Middle_cap*: acesso ao ponto intermediário entre os capacitores do barramento CC (ver Figura 61);
- *Middle_leg*: acesso ao ponto intermediário entre os transistores do 4º braço (ver Figura 61);
- *N_aux*: acesso ao ponto de neutro à montante do filtro LC (ver Figura 61);
- *Connect*: sinal de comando para conexão do inversor à rede CA;
- *Switching enable*: sinal de comando para habilitar operação do inversor;
- *Measurements*: vetor contendo as seguintes medidas:
 1. *Ia*: corrente da fase *a*;
 2. *Ib*: corrente da fase *b*;
 3. *Ic*: corrente da fase *c*;
 4. *In*: corrente de neutro;
 5. *Va*: tensão da fase *a*;
 6. *Vb*: tensão da fase *b*;
 7. *Vc*: tensão da fase *c*;
 8. *Vdc+*: tensão do barramento CC medida entre o vpolo positivo e o ponto médio;
 9. *Vdc-*: tensão do barramento CC medida entre o polo negativo e o ponto médio.
- *Flags*: saída de um vetor contendo três flags:
 1. *precharge_completed*: indica que o estágio de pré-carga foi finalizado;
 2. *current_limit_exceeded*: indica que o limite de corrente de fase foi excedido;
 3. *vdc_limit_exceeded*: indica que o limite para a tensão do barramento CC foi excedido.
- *m_a, m_b, m_c, m_n*: correspondem aos sinais modulantes para cada um dos quatro braços do inversor. A portadora é uma onda triangular (-1/+1 V) gerada internamente. Somente disponíveis quando o modo *Internal modulator* é selecionado;

- *Brake*: entrada de comando da chave do brake chopper. Somente disponível quando a opção *Brake chopper* está habilitada.

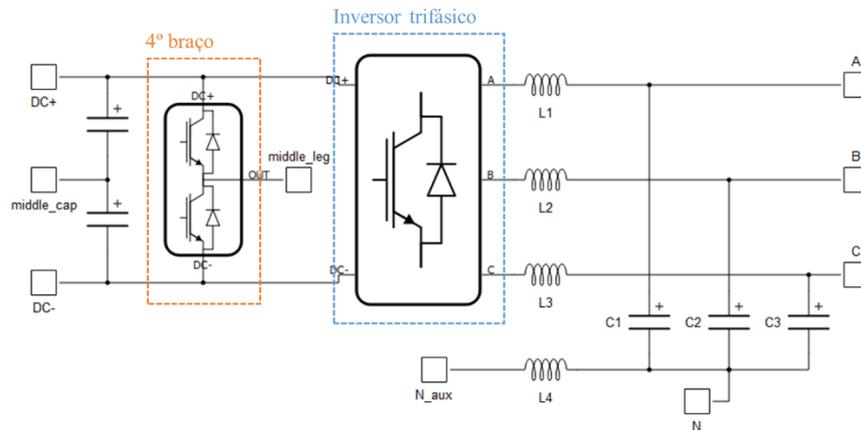


Figura 61. Entradas e saídas elétricas

3.5.2.3. Parâmetros

- *General*:
 - *Control mode*: modo de controle dos transistores
 - *Internal modulator*: neste modo, a portadora do PWM é gerada internamente e o componente recebe como entrada os sinais modulantes correspondentes à cada uma das fases e ao neutro (m_a , m_b , m_c , m_n);
 - *Digital input per switch*: neste modo, as entradas digitais do Typhoon HIL podem ser utilizadas para controle individual de cada um dos transistores; as entradas são configuradas como *active high* por padrão;
 - *Carrier frequency*: frequência da portadora PWM (disponível somente no modo *Internal modulator*);
 - *Inverter deadtime*: tempo morto do inversor. Valores restritos àqueles permitidos pelo driver real (disponível somente no modo *Internal modulator*);
 - *Execution rate*: taxa de execução do componente (disponível somente no modo *Internal modulator*).
- *Pre-charge*:
 - *Pre-charge duration*: duração do processo de pré-carga do filtro de saída. Após o comando 'Connect' ser enviado, o inversor se conecta à rede através de um caminho de maior impedância pelo tempo determinado por este parâmetro;

- *Inverter enable time*: tempo para que o chaveamento do inversor seja habilitado após recebimento do comando 'Connect'. Deve ser maior ou igual à duração da pré-carga;
- *Pre-charge resistor*: valor do resistor utilizado para pré-carga.
- *Protection*:
 - *Current limit*: caso a corrente de fase ultrapasse este limite, a flag *current_limit_exceeded* é feita igual a 1;
 - *Dc voltage limit*: caso a tensão no barramento CC ultrapasse este limite, a flag *vdc_limit_exceeded* é feita igual a 1;
 - *Enable current protection*: se habilitado, o chaveamento do inversor é interrompido caso o limite de corrente seja excedido;
 - *Enable dc voltage protection*: se habilitado, o chaveamento do inversor é interrompido caso o limite de tensão CC seja excedido.
- *Brake Chopper*:
 - *Enable brake chopper*: quando habilitado, um brake chopper é adicionado ao barramento CC;
 - *Brake resistor*: valor do resistor do brake chopper.

Observação: As flags apenas serão resetadas quando o comando 'Enable' for feito igual a zero.

3.6. Banco de cargas passivas – JUNXY

3.6.1. Descrição

O LabREI conta com um banco de cargas passivas trifásico com capacidade de 15 kW e 15 kVA (trifásico), tanto indutivo quanto capacitivo. Embora se trate de uma carga passiva, a configuração do banco se dá em termos de valores de potência por fase, calculados a partir de uma tensão base de 230 V_{rms} (fase-neutro). Os valores de potência podem ser selecionados de maneira independente entre cada uma das fases em passos de 100 W (ou 100 VA).

No modelo criado, o usuário deve informar os valores de potência por fase desejados. Uma opção de *carga balanceada* permite que os valores sejam informados somente uma vez. Embora não esteja presente no banco real, uma opção foi criada para que o usuário possa informar diretamente os valores de resistência, de indutância e de capacitância

por fase, ao invés de passar os valores em termos de potência. A Figura 62 apresenta o esquemático interno do modelo criado. Os resistores, capacitores e indutores são adicionados ou removidos automaticamente do esquemático conforme a configuração de potência estabelecida pelo usuário.

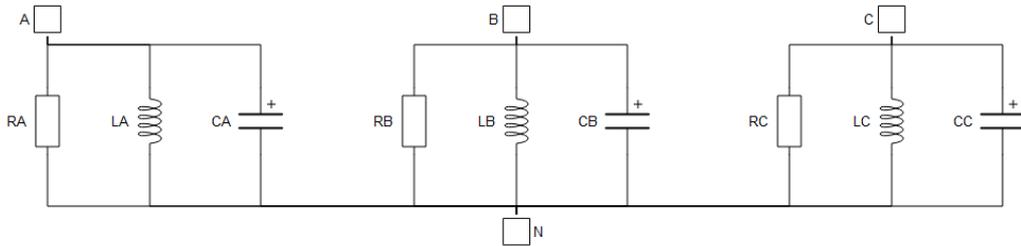
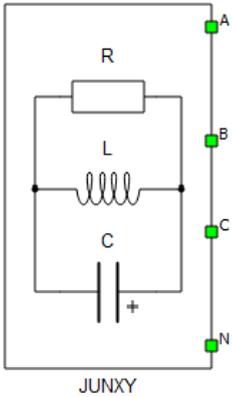


Figura 62. Esquemático interno do modelo do banco de cargas passivas

| Componente | Janela de diálogo |
|---|--|
|  <p style="text-align: center;">JUNXY</p> | <div style="border: 1px solid gray; padding: 5px; margin-bottom: 10px;"> <p>Component (JUNXY) properties</p> <p>None from library 'LabREI'</p> <p>15-kW 15-kVA Passive Load.</p> <p>Parameter values can be entered either in terms of power or impedance. In power mode, 230Vrms (phase) and 50Hz are considered for R, L and C calculations.</p> <p>Power values must be limited to 5kW / 5kVA per phase.</p> </div> <div style="border: 1px solid gray; padding: 5px; margin-bottom: 10px;"> <p>General Phase A Phase B Phase C</p> <p>Parameters mode: Power mode</p> <p>Balanced 3ph: <input checked="" type="checkbox"/></p> <p style="text-align: right;">OK Cancel</p> </div> <div style="border: 1px solid gray; padding: 5px;"> <p>Component (JUNXY) properties</p> <p>None from library 'LabREI'</p> <p>15-kW 15-kVA Passive Load.</p> <p>Parameter values can be entered either in terms of power or impedance. In power mode, 230Vrms (phase) and 50Hz are considered for R, L and C calculations.</p> <p>Power values must be limited to 5kW / 5kVA per phase.</p> </div> <div style="border: 1px solid gray; padding: 5px;"> <p>General Phase A Phase B Phase C</p> <p>R: <input style="width: 50px;" type="text" value="1"/> W</p> <p>L: <input style="width: 50px;" type="text" value="0"/> VAr</p> <p>C: <input style="width: 50px;" type="text" value="0"/> VAr</p> <p>R: <input style="width: 50px;" type="text" value="1"/> Ohm</p> <p>L: <input style="width: 50px;" type="text" value="0"/> H</p> <p>C: <input style="width: 50px;" type="text" value="0"/> F</p> <p style="text-align: right;">OK Cancel</p> </div> |

3.6.2. Entradas e saídas

Conexões elétricas A, B, C, N para conexão das fases e do neutro.

3.6.3. Parâmetros

- *General:*
 - *Parameters mode:* se *power mode* é selecionado, os valores dos componentes passivos são informados em termos de potência por fase; se *impedance mode* é selecionado, valores de resistência, indutância e capacitância devem ser informados por fase;
 - *Balanced 3ph:* se habilitado, as três fases serão equilibradas. Dessa forma o usuário precisa informar os parâmetros referentes somente à fase *a*;
- *Phase A, Phase B, Phase C:* abas nas quais os parâmetros de potência/impedância por fase devem ser informados.

3.6.4. Exemplo de funcionamento

O banco de cargas passivas JUNXY é conectado à uma fonte trifásica equilibrada (230 V_{rms}, 50 Hz), como mostrado na Figura 63. A FIGURA apresenta as formas de onda de tensão e corrente, bem como os valores medidos de potência ativa (P) e reativa (Q), para três configurações diferentes do banco. As Figura 64a e b apresentam casos equilibrados em que, respectivamente, (10W, 5VA indutivo) e (10W, 2VA indutivo) são demandados pela carga. No primeiro, a potência reativa é devida somente à presença de indutores. No segundo, a diferença de 3VA se dá devido à inclusão de 3VA capacitivos. Um exemplo de operação desequilibrada é mostrado na Figura 64c.

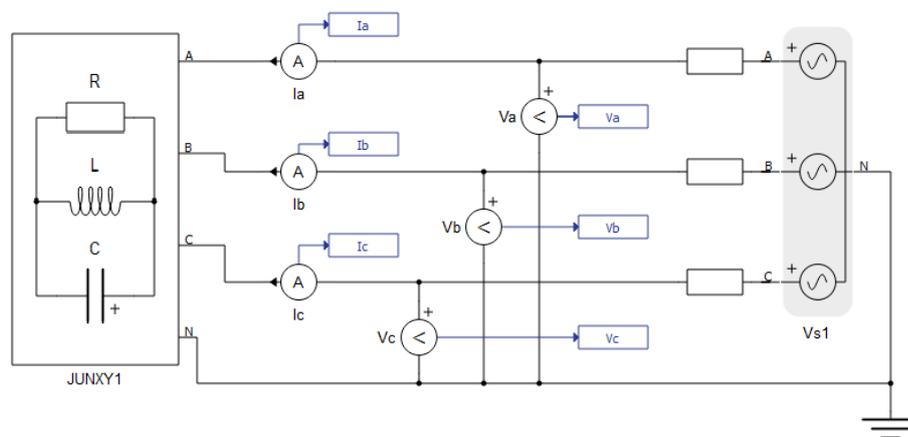
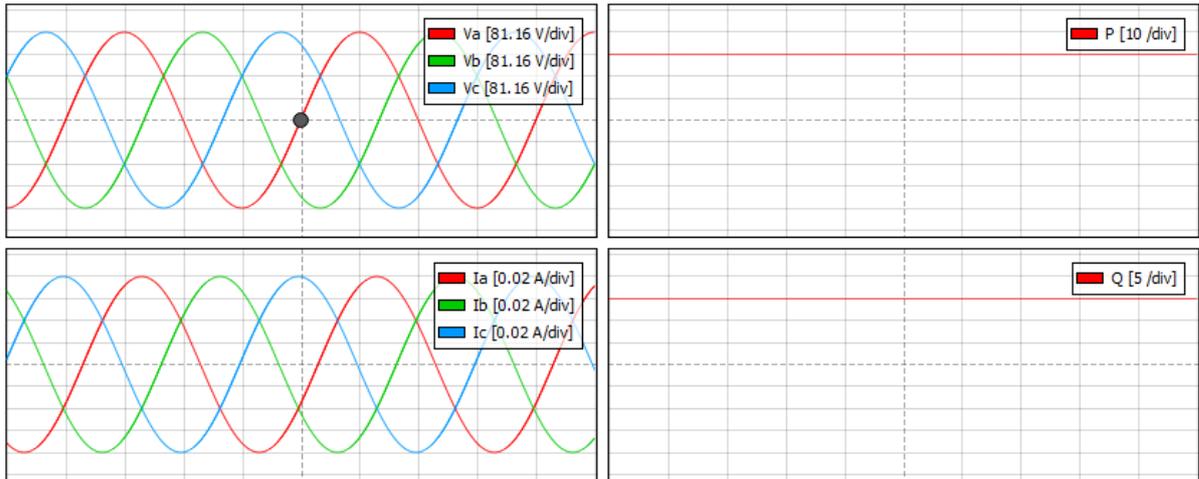
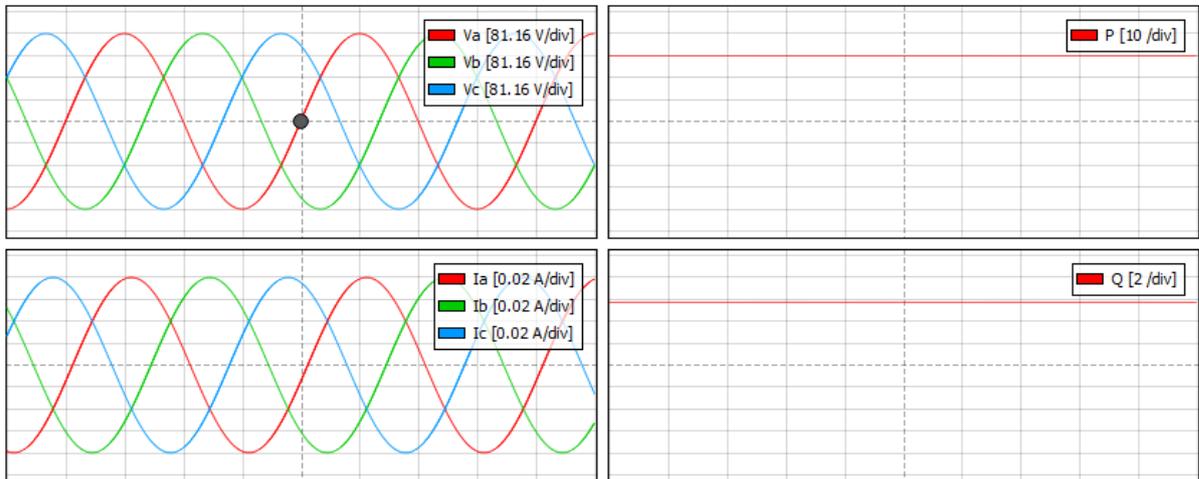


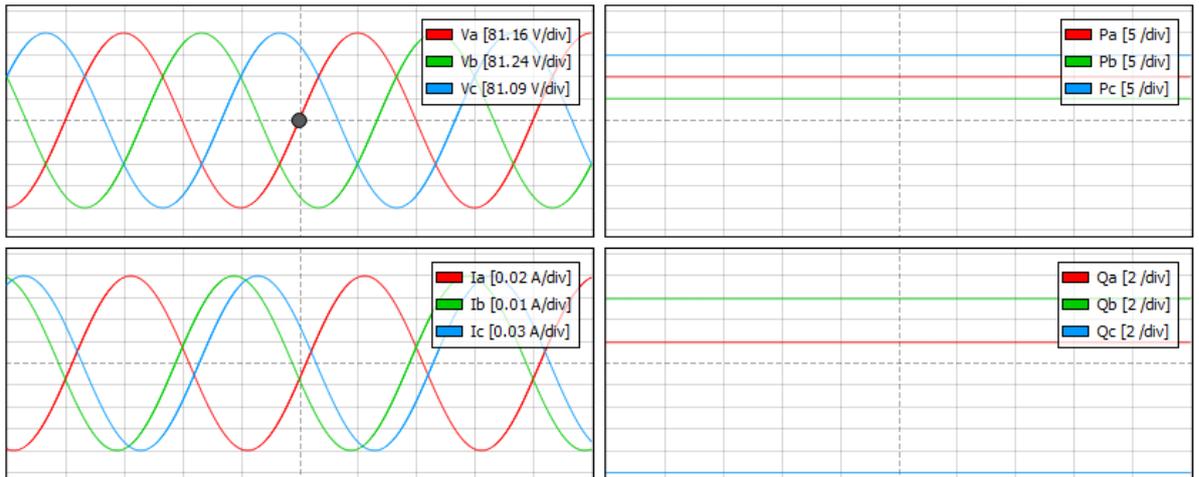
Figura 63. Exemplo de funcionamento do modelo JUNXY



(a)



(b)



(c)

Figura 64. Tensões, correntes e potências para diferentes configurações do banco de carga passiva: (a) $R: 10W, L: 5VA, C: 0$; (b) $R: 10W, L: 5VA, C: 3VA$; (c) $Ra: 10W, Rb: 5W, Rc: 15W, La: 5VA, Lb: 12VA, Lc: 9VA, Ca: 3VA, Cb: 6VA, Cc: 19VA$;

3.7. Comentários sobre a modelagem das fontes e cargas programáveis do LabREI

O LabREI possui duas fontes programáveis CC (Keysight N8937APV e Keysight RP7952A) e uma fonte CA bidirecional programável (NHR 9410), bem como uma carga CA regenerativa programável (NHR 9430), cujas principais características podem ser encontradas no relatório da ETAPA E119 – *Procedimentos de configuração de cargas e fontes*. Para estas fontes, não foram criados componentes específicos da biblioteca, pelas razões que serão discutidas a seguir.

3.7.1. Fonte programável CC - Keysight N8937APV

Trata-se de um emulador de painel fotovoltaico. Por isso, pode ser facilmente incluída nas simulações utilizando o componente “*Photovoltaic panel*”, já presente na biblioteca padrão da Typhoon. Como foi feito na seção 3.3, as curvas I-V e P-V do painel a ser simulado podem ser obtidas através da ferramenta “*Waveform Generator*” e configuradas via SCADA. A fonte N8937APV também permite emular mudanças de irradiação e de temperatura, o qual também pode ser feito em simulação diretamente via SCADA.

3.7.2. Fonte programável CC - Keysight RP7952A

Esta fonte possui a funcionalidade de emular baterias. Pode operar em modo de tensão constante ou de corrente constante. A emulação de baterias se dá pela possibilidade de ajuste de uma resistência interna ($0 - 12.5 \Omega$). O modelo funcional desta fonte pode ser representado em simulação através de uma fonte de corrente ideal, para o caso do modo corrente constante; uma fonte de tensão ideal, para o caso do modo tensão constante; e, por fim, como uma fonte ideal em série com uma resistência para a emulação de bateria. Ademais, é importante ressaltar que a biblioteca padrão da Typhoon possui um componente específico para baterias, que utiliza um modelo mais complexo.

3.7.3. Fonte CA bidirecional programável – NHR 9410

Esta fonte realiza a interface entre a rede elétrica e a microrrede do LabREI, de forma a permitir ensaios sob condições controladas de tensão, além de proteger a rede. Com ela, é possível configurar os valores RMS e de frequência da tensão; valores máximos de tensão e de corrente; bem como a taxa de variação da tensão. Além disso, é possível programar eventos de afundamento de tensão e de sobretensão, injetar harmônicos, e programar variações da frequência da rede. Todos estes efeitos podem ser implementados em

simulação através dos componentes de fonte de tensão, que, por meio do SCADA, podem ser configuradas de acordo com as especificações e eventos desejados.

3.7.4. Carga CA regenerativa programável – NHR 9430

A carga CA regenerativa é capaz de operar em quatro quadrantes, sendo possível regular o valor RMS da corrente, potências ativa e aparente, fator de potência, fator de crista ou estabelecer uma forma de onda arbitrária. Eventos programados de variação de carga também são possíveis de serem implementados. Como no caso anterior, esta carga pode ser representada em simulação por fontes ideais de corrente. No ambiente SCADA é possível configurar o conteúdo harmônico da corrente, bem como utilizar uma forma de onda arbitrária descrita por um arquivo externo.

4. Exemplo de funcionamento da biblioteca

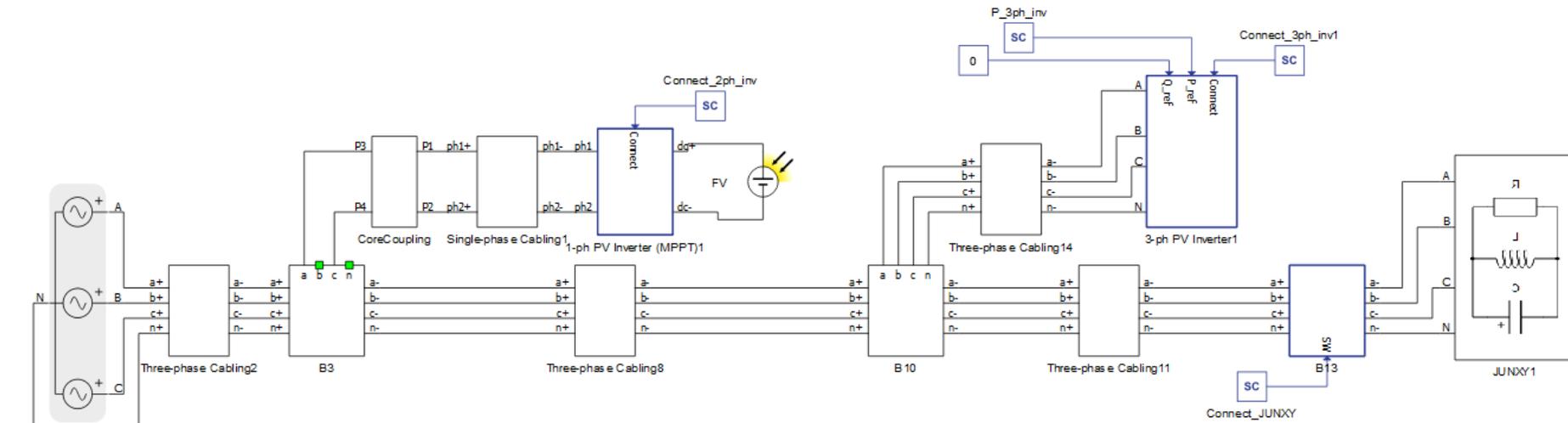
Neste exemplo, a rede é configurada na seguinte topologia:

- Inversor fotovoltaico bifásico conectado ao terceiro barramento (B3) entre fases *a* e *c* através de 50m de cabeamento
 - Modelo completo com MPPT
 - Configuração do painel FV: módulos BYD 320P6D-36 (duas strings com 8 painéis em série, cada)
 - 25°C, 800 W/m²
- Inversor fotovoltaico trifásico conectado ao décimo barramento (B10) através de 50m de cabeamento
 - Modelo simplificado
 - Injeção de 10 kW na rede
- Banco de cargas passivas conectado ao barramento 13 (B13)
 - Consumo equilibrado de aproximadamente 6 kW por fase

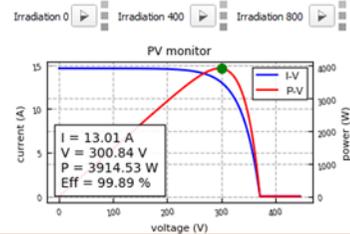
O diagrama esquemático é apresentado na página seguinte juntamente com o painel SCADA. As medidas de tensão, corrente e potências fornecidas por cada um dos componentes de barramento são apresentadas nos subpainéis denominados B3, B10 e B13. De mesmo modo, as formas de onda das correntes na entrada de cada uma dessas barras são apresentadas. Os valores e curvas correspondem ao momento em que ambos os inversores e a carga passiva estão conectados à rede.

Note que a diferença da potência ativa medida na entrada de B13 e de B10 corresponde à potência injetada pelo inversor trifásico em B10, de aproximadamente 10 kW, mais perdas no cabeamento. Dos 7,7 kW que entram na barra 10, aproximadamente 3,9 kW provêm do inversor bifásico em B3, enquanto o restante é suprido pela rede.

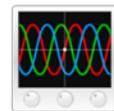
O desequilíbrio de corrente observado na entrada da barra 3 é devido ao fato de que o inversor bifásico injeta corrente apenas nas fases *a* e *c*. Além disso, a corrente injetada está em fase com a tensão de linha V_{ac} , e não com as tensões fase-neutro; por isso o desequilíbrio é notado nas três correntes de entrada de B3. O desequilíbrio é visível apenas na barra B3 pois a presença do neutro garante tensões (e, portanto, correntes) equilibradas em cima da carga passiva. Como as correntes injetadas pelo inversor trifásico também são equilibradas, o desequilíbrio de corrente se faz notar apenas na entrada de B3.



Monitor do ponto de operação do painel FV



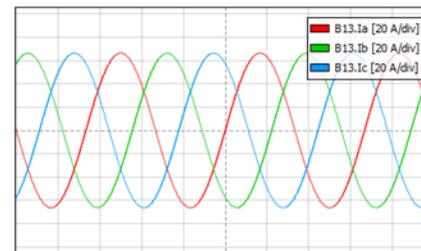
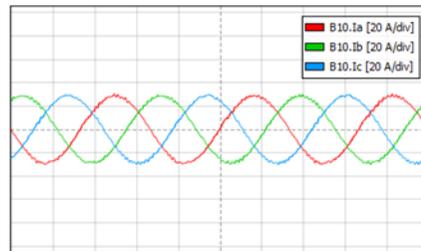
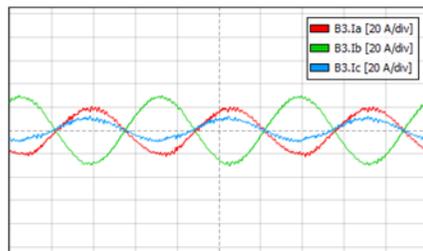
Referência de potência para o inversor trifásico (modelo simplificado)



Medidas disponíveis em cada barramento

| B3 | B10 | B13 |
|------------------|-----------------|-----------------|
| 2ph Inverter ✓ | 3ph Inverte ✓ | Junxy ✓ |
| 4625 W | 7728 W | 17461 W |
| Real Power | Real Power | Real Power |
| 126.90 V | 125.40 V | 124.07 V |
| Van rms | Van rms | Van rms |
| 13.90 A | 20.46 A | 46.91 A |
| Ia rms | Ia rms | Ia rms |
| -1830 VAR | -204 VAR | 8 VAR |
| Reactive Power | Reactive Power | Reactive Power |
| 126.24 V | 124.71 V | 123.39 V |
| Vbn rms | Vbn rms | Vbn rms |
| 20.23 A | 20.23 A | 46.65 A |
| Ib rms | Ib rms | Ib rms |
| 4172 VA | 7731 VA | 17461 VA |
| Apparent Power | Apparent Power | Apparent Power |
| 126.55 V | 125.00 V | 123.65 V |
| Vcn rms | Vcn rms | Vcn rms |
| 6.52 A | 20.40 A | 46.75 A |
| Ic rms | Ic rms | Ic rms |
| 0.90 | 1.00 | 1.00 |
| Power Factor | Power Factor | Power Factor |

Correntes medidas na entrada de cada barra



5. Considerações Finais

Nesta etapa, uma biblioteca contendo os principais elementos do LabREI foi construída. A primeira etapa do trabalho deu enfoque à modelização da parte física, do cabeamento. Foi salientada a importância de se levar em conta as perdas provocadas por efeitos de alta frequência. Como visto, o efeito pelicular e de proximidade dos cabos; a indução de correntes parasitas na eletrocalha; o acoplamento capacitivo entre os cabos e a eletrocalha; e as perdas no dielétrico dos cabos são causas prováveis de tais perdas. O modelo final do cabeamento corresponde à uma maneira simples – conceitual e computacionalmente falando – de se modelar o conjunto destes efeitos, mesmo que cada um deles não seja individualmente distinguível. Tal simplificação faz com que o modelo seja válido somente em torno de uma frequência de interesse. No entanto, permite que o usuário o ajuste para sua faixa de interesse.

Os demais elementos da rede foram modelados com o intuito de auxiliar o usuário no momento de representar o sistema real no simulador HIL. Os componentes de barramento, por exemplo, evitam que o usuário precise se preocupar com as medições que são realizadas nos barramentos da microrrede real. Componentes como os inversores Supplier fornecem diretamente o modelo do hardware real para que o usuário se preocupe apenas com seu controle. Os modelos dos painéis fotovoltaicos, similarmente, fornecem as curvas características do painel real, bem como dos conjuntos de painéis que estão associados a cada um dos inversores. O modelo do banco de cargas passivas, apesar de conceitualmente simples, ajuda o usuário no momento da configuração, uma vez que esta pode ser feita a partir dos mesmos parâmetros do banco de cargas real. Em relação aos modelos dos inversores fotovoltaicos, o modelo simplificado se mostra útil para estudos em que apenas se deseja controlar a potência injetada na rede. O modelo completo, com seu estágio de MPPT, é imprescindível para os casos em que o painel fotovoltaico também estará presente na simulação. É importante comentar que se tomou certa liberdade na escolha da estratégia de controle destes inversores, já que os detalhes de sua operação interna não são conhecidos.

A biblioteca entregue no contexto desta ETAPA corresponde à uma primeira versão, que pode vir a ser aprimorada e a crescer conforme a necessidade dos usuários.

Referências

- [1] A. Monticelli and A. Garcia, *Introdução A Sistemas De Energia Eletrica*. UNICAMP.
- [2] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*. Pearson Education Limited, 2013.
- [3] L. Matias, “Acionamento de motor de indução a longa distância usando inversores: modelagem do sistema e estudo de técnicas de modulação,” 2004.
- [4] H. W. Dommel, “Electromagnetic Transients in Single- and Multiphase Networks,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 4, pp. 388–399, 1969, doi: 10.1109/TPAS.1969.292459.
- [5] “Typhoon HIL Documentation - Single phase Bergeron transmission line.” https://www.typhoon-hil.com/documentation/typhoon-hil-software-manual/References/bergeron_single_phase_transmission_line (accessed Mar. 19, 2021).
- [6] PSCAD, “The Bergeron Model.” https://www.pscad.com/webhelp/EMTDC/Transmission_Lines/The_Bergeron_Model (accessed Mar. 19, 2021).
- [7] J. H. A. Monteiro, E. C. M. Costa, A. J. G. Pinto, S. Kurokawa, O. M. O. Gatous, and J. Pissolato, “Simplified skin-effect formulation for power transmission lines,” *IET Science, Measurement and Technology*, vol. 8, no. 2, pp. 47–53, 2014, doi: 10.1049/iet-smt.2013.0072.
- [8] S. Mei and Y. I. Ismail, “Modeling skin and proximity effects with reduced realizable RL circuits,” *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 12, no. 4, pp. 437–447, 2004, doi: 10.1109/TVLSI.2004.825863.
- [9] C. Bednarz, H. Schreiber, and M. Leone, “Efficient Multiport Equivalent Circuit for Skin and Proximity Effect in Parallel Conductors with Arbitrary Cross Sections,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, no. 6, pp. 2053–2056, 2018, doi: 10.1109/TEMC.2018.2789998.
- [10] H. J. Choi and H. H. Lee, “A study on the overheating of the power cable tray,” *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2013*, pp. 812–817, 2013, doi: 10.1109/ICEMS.2013.6713157.
- [11] C. Demoulias, D. P. Labridis, P. Dokopoulos, and K. Gouramanis, “Influence of metallic trays on the ac resistance and ampacity of low-voltage cables under non-

- sinusoidal currents,” *Electric Power Systems Research*, vol. 78, no. 5, pp. 883–896, 2008, doi: 10.1016/j.epsr.2007.06.009.
- [12] N. Idir, Y. Weens, and J. J. Franchaud, “Skin effect and dielectric loss models of power cables,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 16, no. 1, pp. 147–154, 2009, doi: 10.1109/TDEI.2009.4784562.
- [13] Y. Weens, N. Idir, R. Bausière, and J. J. Franchaud, “Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 7, pp. 1876–1882, 2006, doi: 10.1109/TMAG.2006.874306.
- [14] O. Magdun, A. Binder, and Y. Gemeinder, “Representation of iron core and dielectric losses for calculation of common mode stator ground currents in inverter-Fed AC machines,” *Proceedings of the International Conference on Optimisation of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM*, pp. 371–376, 2010, doi: 10.1109/OPTIM.2010.5510495.
- [15] A. J. Prado *et al.*, “Influences of damping resistances on transient simulations in transmission lines,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 75, no. 1, pp. 27–39, 2017, doi: 10.2528/pierb16092707.
- [16] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. de Azevedo Melo, and C. A. Canesin, “Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1156–1167, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2198036.
- [17] A. Maiti, K. Mukherjee, and P. Syam, “Design, modeling and software implementation of a current-perturbed maximum power point tracking control in a DC-DC boost converter for grid-connected solar photovoltaic applications,” *2016 IEEE 1st International Conference on Control, Measurement and Instrumentation, CMI 2016*, no. Cmi, pp. 36–41, 2016, doi: 10.1109/CMI.2016.7413706.
- [18] H. Cai, J. Xiang, and W. Wei, “Modelling, analysis and control design of a two-stage photovoltaic generation system,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 8, pp. 1195–1203, 2016, doi: 10.1049/iet-rpg.2015.0514.