

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Daniel Alves Costa

**Técnicas de Controle para Inversores baseadas em Osciladores Virtuais:
Aplicação aos Sistemas de Geração Distribuídos**

Belo Horizonte

2021

Daniel Alves Costa

**Técnicas de Controle para Inversores baseadas em Osciladores Virtuais:
Aplicação aos Sistemas de Geração Distribuídos**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Leonardo A. B. Tôrres, Dr.

Co-orientador: Prof. Sidelmo Magalhães Silva, Dr.

Co-orientador: Prof. Alberto Resende De Conti, Dr.

Belo Horizonte

2021

C837t Costa, Daniel Alves.
Técnicas de controle para inversores baseadas em osciladores virtuais [recurso eletrônico] : aplicação aos sistemas de geração distribuídos / Daniel Alves Costa. - 2021.
1 recurso online (xv, 121 f.: il., color.) : pdf.

Orientador: Leonardo A. B. Tôres.
Coorientadores: Sidelmo Magalhães Silva, Alberto Resende De Conti.

Tese (doutorado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices: f. 116-121.

Bibliografia: f. 106-115.
Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Osciladores não-lineares - Teses. 3. Inversores elétricos - Teses. I. Tôres, Leonardo Antônio Borges. II. Silva, Sidelmo Magalhães. III. Conti, Alberto Resende De. IV. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. V. Título.

CDU: 621.3(043)

**"Técnicas de Controle Para Inversores Baseadas Em
Osciladores Virtuais: Aplicação Aos Sistemas de Geração
Distribuídos"**

Daniel Alves Costa

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 13 de agosto de 2021.

Por:

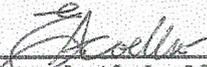
Prof. Dr. Leonardo Antônio Borges Tôres
DELT (UFMG) - Orientador



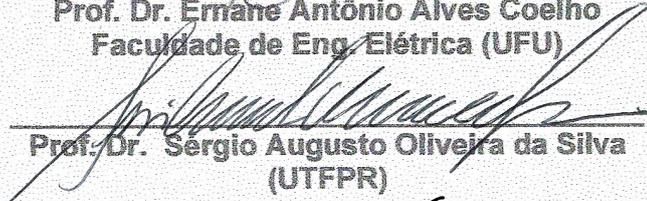
Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)



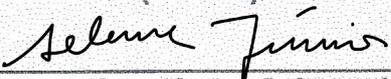
Prof. Dr. Alberto Resende De Conti
DEE (UFMG)



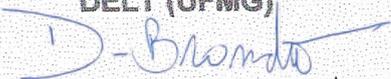
Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho
Faculdade de Eng. Elétrica (UFU)



Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva
(UTFPR)



Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão
DEE (UFMG)

Dedico este trabalho à minha filha Lana que veio ao mundo para me ensinar o que realmente é importante nesta vida.

Agradecimentos

Agradeço a Deus e aos meus pais pela vida e pela educação que me foi dada e ao incentivo da minha família na minha formação como pessoa e como profissional.

Agradeço a minha esposa Inara pelo amor, compreensão nos momentos de ausência e por ter enfrentado ao meu lado todas as dificuldades encontradas até aqui.

Agradeço aos meus orientadores Prof. Leonardo A. B. Tôrres, Prof. Sidelmo Magalhães Silva e Prof. Alberto Resende De Conti pelos ensinamentos, atenção e disponibilidade para orientação.

Agradeço ao Prof. Danilo I. Brandão pelo apoio no desenvolvimento deste trabalho, sobretudo na realização dos experimentos.

Agradeço ao CEFET - Divinópolis e ao departamento de Engenharia Mecatrônica pelo auxílio financeiro e pela liberação para capacitação.

Deixo aqui meus sinceros agradecimentos a todos aqueles que contribuíram de forma direta ou indireta para realização deste trabalho.

*“Our greatest weakness lies in giving up.
The most certain way to succeed is always to try just one more time.”*

Thomas A. Edison

Resumo

O *Virtual Oscillator Control* (VOC) é uma técnica promissora que permite que vários inversores conectados a uma microrrede sincronizem naturalmente, sem comunicação. Neste trabalho, é feita a proposição de uma nova metodologia para determinação dos parâmetros para o VOC do tipo zona morta baseada no método da função descritiva. A metodologia consiste em um conjunto de equações analíticas, que utilizam como dados de entrada alguns parâmetros básicos do sistema elétrico e do conversor, a faixa permissível de variação de tensão e frequência e a potência nominal do dispositivo. A validade da abordagem proposta é demonstrada através de simulações e experimentos que abrangem situações como pré-sincronização, conexão e desconexão de um segundo inversor de uma microrrede. Além disso, conforme apresentado nos resultados, o método proposto apresenta vantagens potenciais em relação a uma outra técnica disponível na literatura. Seguindo o guia de projeto apresentado aqui, o VOC do tipo zona morta, gera menos distorção do terceiro harmônico e precisa de menos tempo para sincronizar quando conectado a uma rede. O estudo sobre o VOC inspirou a criação de uma nova estrutura de controle, o *current Virtual Oscillator Control* (cVOC). O cVOC foi inicialmente pensado como uma versão do VOC para controle em modo de corrente. A tensão da rede é utilizada para gerar a referência para a malha de corrente do conversor, sendo que essa estratégia permite que se controle a potência aparente e o ângulo de fator de potência entregue (potência ativa e reativa), de acordo com as referências desejadas. Também é descrito neste trabalho, uma técnica de projeto associado a essa nova metodologia. Assim como no caso do VOC, o procedimento consiste em um conjunto de equações analíticas que utilizam como dados de entrada apenas parâmetros elétricos básicos do conversor e da microrrede, a potência e a frequência nominal e a faixa de operação da tensão. Com intuito de validar essa nova abordagem de controle, são apresentados resultados de simulação e de testes em bancada. A partir dos resultados apresentados, conclui-se que a técnica tem potencial para o controle de conversores conectados à rede de distribuição.

Palavras-chave: *Virtual Oscillator Control*. *Current Virtual Oscillator Control*. Escolha de Parâmetros. Controle de inversores em modo de tensão. Controle de inversores em modo de corrente.

Abstract

The Virtual Oscillator Control (VOC) is a promising technique that allows several inverters connected to a microgrid to naturally synchronize, without communication. In this work, a novel methodology is proposed for determining the parameters of the dead-zone type VOC based on the describing function method. The methodology consists of a set of analytical equations that use as input data few basic electrical system parameters from the converter and from the microgrid, namely, the operating voltage and frequency ranges, besides rated power. The validity of the proposed approach is demonstrated in experiments that encompass different situations such as pre-synchronization, connection, and disconnection of a second inverter from a microgrid. Furthermore, as shown in the results, the proposed method has potential advantages over other technique available in the literature. Following the design guide presented here, the dead-zone type VOC generates less third harmonic distortion and needs less time to synchronize when connected to a network. The study of VOC has inspired the creation of a new control framework, the current Virtual Oscillator Control (cVOC). The cVOC was initially thought as a version of VOC for current mode control. The network voltage is used to generate the converter current loop reference, this strategy allows the control of delivered apparent power and the power factor angle (active and reactive power), according to the desired references. The design technique associated with this new methodology is described in this work too. Like the VOC version, the procedure consists of a set of analytical equations that use as input data only the basic electrical parameters of the converter and the microgrid, the nominal power and frequency and the voltage operating range. In order to validate this new control approach, simulation and bench test results are presented. From the results presented, it is concluded that the technique has potential for the control of converters connected to the distribution network.

Keywords: *Virtual Oscillator Control. Current Virtual Oscillator Control. Parameters tuning. Voltage mode controlled inverters. Current mode controlled inverters.*

Lista de Figuras

2.1	Microrrede com múltiplos <i>DERs</i>	12
2.2	Tipos de conversor (a) <i>grid-forming</i> (b) <i>grid-feeding</i> (c) <i>grid-supporting</i> utilizando fonte de corrente (d) <i>grid-supporting</i> utilizando fonte de tensão, baseado em [66]	16
2.3	Conexão da fonte de tensão com a rede	17
2.4	Exemplo de cálculo para P_{med} e Q_{med}	21
2.5	Modelo simplificado do inversor conectado ao barramento c.a.	23
3.1	Microrrede isolada com N inversores controlados pela técnica <i>VOC</i>	28
3.2	Circuito representativo do oscilador.	28
3.3	Função não linear de realimentação do oscilador virtual.	30
3.4	(a) Resistor, exemplo de sistema passivo sem memória; (b) h deve pertencer ao primeiro e terceiro quadrante de u e y para que o sistema seja passivo.	31
3.5	Representação gráfica do modelo (3.2).	34
3.6	Função ψ , conhecida como função zona morta.	36
3.7	Função descritiva para a saturação ϕ	40
3.8	Representação esquemática da Microrrede após sincronização.	42
3.9	Condição de operação do DER após sincronização.	42
3.10	Novo oscilador sem entradas considerando a condição de operação do inversor.	42
3.11	Esquemático do <i>VOC</i> com circuito de pré-sincronização.	47
3.12	Implementação do <i>VOC</i> em um inversor.	48
3.13	Sincronização de dois osciladores projetados com <i>RM</i> , sem pré-sincronização.	55

3.14 Sincronização de dois osciladores projetados com <i>PM</i> , sem pré-sincronização.	55
3.15 Diferença entre as tensões e as correntes de saída dos osciladores, sem pré-sincronização.	56
3.16 Sincronização de dois osciladores projetados com <i>RM</i> , com pré-sincronização.	57
3.17 Sincronização de dois osciladores projetados com <i>PM</i> , com pré-sincronização.	57
3.18 Diferença entre as tensões e as correntes de saída dos osciladores, com pré-sincronização.	58
3.19 Diagrama de simulação para conexão de três inversores em uma micror-rede isolada.	59
3.20 Diagrama do subsistema <i>Inverter</i> da Figura 3.19.	59
3.21 Modelo do inversor construído no Simulink [®] a partir do esquemático do inversor real.	60
3.22 Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> com mesma potência, linhas predominantemente resistivas e idênticas.	62
3.23 Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> com mesma potência, linhas predominantemente resistivas e idênticas, detalhe no aumento de carga.	63
3.24 Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> com mesma potência, linhas predominantemente indutivas com valores distintos.	64
3.25 Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> com mesma potência, linhas predominantemente indutivas com valores distintos, detalhe no aumento de carga.	64
3.26 Distribuição de carga entre três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> com potências nominais diferentes e filtros de saída iguais.	66
3.27 Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> com potências nominais diferentes e filtros de saída iguais.	67
3.28 Distribuição de carga entre três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> com potências nominais diferentes e filtros de saída distintos.	69

3.29	Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> com potências nominais diferentes e filtros de saída distintos.	69
3.30	Carga não-linear, R_{snl} e R_{nl} calculados de acordo com o descrito em [25].	70
3.31	Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> conectados à uma carga não linear.	71
3.32	Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica <i>VOC</i> conectados à uma carga não linear, detalhe da conexão do terceiro inversor.	72
3.33	Esquema da montagem dos inversores para o teste do algoritmo <i>VOC</i> . .	73
3.34	Imagem da montagem dos inversores para o teste do algoritmo <i>VOC</i> : (1) Inversor n°. 1, (2) Conjunto de cargas resistivas e (3) Inversor n°. 2. . . .	73
3.35	Processo de pré-sincronização para o inversor 2.	75
3.36	Conexão do segundo inversor na microrrede.	75
3.37	Desconexão do segundo inversor da microrrede.	76
4.1	Esquemático inicial para o <i>cVOC</i> baseado no <i>VOC</i>	80
4.2	Diagrama de blocos inicial do <i>cVOC</i>	81
4.3	Diagrama de blocos final do <i>cVOC</i> com θ_{ref} em graus.	81
4.4	Implementação do <i>cVOC</i> em um inversor.	86
4.5	Tensão v_o com frequência nominal e corrente de referência gerada pelo <i>cVOC</i>	90
4.6	Potências calculadas utilizando o sinal v_o com frequência nominal e a corrente de referência gerada pelo <i>cVOC</i>	90
4.7	Resultado de simulação para condição em que a frequência de v_o é igual a 59,5Hz.	91
4.8	Diagrama de simulação para conexão de um inversor à rede principal utilizando o <i>cVOC</i>	91
4.9	Diagrama do subsistema <i>Inverter</i> da Figura 4.8.	92
4.10	Diagrama do subsistema <i>Current Controller</i> da Figura 4.8.	93
4.11	Tensão de saída, correntes e referência efetiva de potência do inversor controlado com a técnica <i>cVOC</i>	93
4.12	Corrente de referência e corrente controlada, transitório de aumento de carga.	94

4.13	Potência ativa e reativa entregue pelo inversor controlado com a técnica <i>cVOC</i>	95
4.14	Tensão de saída, correntes e referência efetiva de potência do inversor controlado com a técnica <i>cVOC</i> , com variação de θ_{ref}	96
4.15	Potência ativa e reativa entregue pelo inversor controlado com a técnica <i>cVOC</i> , com variação de θ_{ref}	96
4.16	Potência aparente e ângulo controlado com a técnica <i>cVOC</i> , com variação de θ_{ref}	97
4.17	Tensão de saída, correntes e referência efetiva de potência do inversor controlado com a técnica <i>cVOC</i> , com variação de frequência da rede. . .	97
4.18	Potência ativa e reativa entregue pelo inversor controlado com a técnica <i>cVOC</i> , com variação de frequência da rede.	98
4.19	Esquema da montagem do inversor para o teste do algoritmo <i>cVOC</i> . . .	99
4.20	Foto da montagem do inversor para teste do algoritmo <i>cVOC</i> : (1) Circuito de proteção e Retificador, (2) Inversor, (3) Transformador, (4) Sonda de corrente.	99
4.21	Ensaio de curto circuito na saída do inversor.	100
4.22	Injeção de potência na rede, referência $S_{ref} = 525$ VA e $\theta_{ref} = 0$	101

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros de entrada obtidos de [43].	52
3.2	Parâmetros de saída para o <i>PM</i>	52
3.3	Parâmetros de saída para o <i>RM</i>	52
3.4	Simulação sem carga.	53
3.5	Simulação com carga nominal <i>RL</i>	53
3.6	Simulação com carga nominal <i>RC</i>	53
3.7	Carga <i>RL</i> 50% do nominal, (*) usando C_{osc} e L_{osc} do <i>RM</i>	54
3.8	Resumo dos Resultados.	58
3.9	Parametros do inversor utilizado.	60
3.10	Parâmetros de entrada para o <i>VOC</i>	61
3.11	Parâmetros da linha e das cargas utilizados na simulação.	61
3.12	Parâmetros do <i>VOC</i> utilizados na simulação.	62
3.13	Parâmetros utilizados para avaliação da sensibilidade do <i>VOC</i> ao tipo de linha.	63
3.14	Parâmetros de entrada para o <i>VOC</i>	66
3.15	Parâmetros da linha e das cargas utilizados na simulação.	66
3.16	Parâmetros do <i>VOC</i> utilizados na simulação.	67
3.17	Resumo do resultado de distribuição de carga, filtros de saída iguais. . .	68
3.18	Resumo do resultado de distribuição de carga, filtros de saída distintos. .	68
3.19	Parâmetros da carga não linear.	70
3.20	Parâmetros utilizados no experimento.	74
4.1	Parâmetros de entrada para o <i>cVOC</i>	89
4.2	Parâmetros do <i>cVOC</i> utilizados na simulação.	89

Lista de Acrônimos

<i>c. a.</i>	<i>Corrente alternada</i>
<i>c. c.</i>	<i>Corrente contínua</i>
<i>cVOC</i>	<i>current Virtual Oscillator Control</i>
<i>DER</i>	<i>Distributed Energy Resource</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>dVOC</i>	<i>dispatchable Virtual Oscillator Control</i>
<i>ESR</i>	<i>Equivalent Series Resistance</i>
<i>FFT</i>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<i>GVFDC</i>	<i>Generalized Voltage and Frequency Droop Control</i>
<i>MGEPS</i>	<i>Micro-Grid Based Electrical Power Systems</i>
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
<i>PCC</i>	<i>Point of Common Coupling</i>
<i>PCUPS</i>	<i>Parallel Connected Uninterruptible Power Supplies</i>
<i>PLL</i>	<i>Phase-Locked Loop</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>uVOC</i>	<i>unified Virtual Oscillator Control</i>
<i>VFDC</i>	<i>Voltage and Frequency Droop Control</i>
<i>VOC</i>	<i>Virtual Oscillator Control</i>
<i>LTI</i>	<i>Linear Time Invariant</i>
<i>OSP</i>	<i>Output Strictly Passive</i>

Sumário

Resumo	vii
Abstract	viii
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Acrônimos	xiv
Sumário	xvi
1 Introdução	1
1.1 O Problema Fontes de Energia Elétrica Distribuídas	1
1.2 Controle de Inversores sem Comunicação	3
1.3 Contribuições do Trabalho	6
1.4 Objetivo Geral	8
1.5 Objetivos Específicos	8
1.6 Organização do Texto	9
2 Revisão Bibliográfica	10
2.1 Definição de Microrredes	10
2.2 Modos de operação de uma Microrrede	11
2.3 Controle em Microrredes c.a.	13
2.4 Modelos de Microrrede	14
2.5 Tipos de Conversores em uma Microrrede c.a.	15
2.6 Método <i>VFDC</i>	17
2.7 Impedância de Saída Virtual	22
2.8 Conclusões	26

3	Virtual Oscillator Control (VOC)	27
3.1	Visão Geral do VOC	27
3.2	Condição de Sincronização do VOC	30
3.3	Método para Escolha dos Parâmetros do VOC	38
3.3.1	Resumo do Método para Escolha dos Parâmetros do VOC	46
3.4	Pré-sincronização do VOC	46
3.5	Implementação do VOC	48
3.6	Resultados de Simulação	50
3.6.1	Comparação entre Técnicas de Projeto do VOC	50
3.6.2	Conexão de Inversores em Paralelo Utilizando VOC	58
3.7	Resultados Experimentais	72
3.8	Conclusões	77
4	Current Virtual Oscillator Control (cVOC)	79
4.1	Visão Geral do cVOC	79
4.2	Método para Escolha dos Parâmetros do cVOC	82
4.2.1	Resumo do Método para Escolha dos Parâmetros do cVOC	85
4.3	Implementação do cVOC	86
4.4	Resultados de Simulação	88
4.4.1	Validação do Desenvolvimento Matemático do cVOC	88
4.4.2	Injeção de Potência na Rede Utilizando o cVOC	91
4.5	Resultados Experimentais	98
4.6	Conclusões	102
5	Conclusões e Proposta de Continuidade	104
5.1	Proposta de Continuidade	105
	Referências Bibliográficas	115
	Apêndice	116
A	Calculador de Potência	116
B	Controle Secundário e Terciário Aplicáveis ao VOC	117
B.1	Controle Secundário	117
B.2	Controle Terciário	119

Introdução

1.1 O Problema Fontes de Energia Elétrica Distribuídas

A eletricidade se tornou essencial na sociedade moderna, além disso o seu consumo tende a crescer rapidamente nos próximos anos, principalmente nos países em desenvolvimento [22]. Uma das maneiras de aliviar o sistema elétrico, considerando essa crescente demanda, é o uso de mini e micro gerações distribuídas. A descentralização da geração de energia elétrica se mostra a cada dia uma alternativa promissora com relação ao modelo centralizado utilizado nas últimas décadas. Dentre os fatores que corroboram com essa abordagem estão a redução do custo da infraestrutura de transmissão, a redução de perdas nas linhas, o auxílio na compensação de reativos e a regulação de tensão [19, 36]. Concomitantemente nos últimos anos, o interesse na utilização de energias renováveis na matriz energética aumentou de modo considerável. Isso porque o uso de painéis fotovoltaicos, turbinas eólicas e outros tipos de energia limpa, além de reduzir os impactos ambientais, já se tornou opção economicamente viável, principalmente em lugares isolados [51]. Contudo, o uso desse tipo de fonte está comumente associado a estágios de processamento da energia envolvendo dispositivos de eletrônica de potência. Um desses dispositivos é o inversor de tensão que é utilizado em sistemas c.a. Esses conversores permitem a adequação da amplitude e da frequência das ondas de tensão e corrente para que a energia seja entregue de maneira controlada.

Um sistema elétrico interessante é o de Fernando de Noronha. A ilha principal, onde se concentram os 3016 habitantes [37], fica a aproximadamente 360 km do continente. A maior parte da energia é fornecida por um conjunto de moto geradores diesel com potência aproximada de 4,2 MW, consumindo 380 kL de combustível por mês. São dados perturbadores visto que o arquipélago é uma grande reserva ecológica, que inclusive foi declarado como patrimônio Natural da Humanidade em 2001 pela

UNESCO. Investimentos recentes feitos para reduzir a queima de combustíveis fósseis na ilha resultaram na instalação de duas usinas de energia fotovoltaica (2014 - 2015) responsáveis por atender a aproximadamente 10% da demanda [71]. O potencial dos ventos também pode ser explorado, fato curioso é que o primeiro aerogerador instalado no Brasil foi justamente nesta ilha, em 1992 com potência de 75 kW. O mesmo foi substituído em 2001 por uma unidade de 225 kW. No entanto, o que chama mais atenção é o anúncio da Companhia de Energia do Estado de Pernambuco de que estaria investindo R\$ 17,6 milhões para que a ilha seja o primeiro local em Pernambuco a contar com instalação de painéis fotovoltaicos, por conta da companhia, nas casas e estabelecimentos dos consumidores, formando assim um sistema de geração distribuído complexo [56].

Observando essa tendência do mercado de energia, torna-se necessário o desenvolvimento de algoritmos de controle para inversores, utilizados na interface das fontes de energia renovável com o restante do sistema elétrico, de maneira que eles possam ser conectados em paralelo, ligados ao sistema de distribuição principal ou não. Esse tipo de estrutura é a base para sistemas de fornecimento de energia ininterrupta (*Parallel Connected Uninterruptible Power Supplies - PCUPS*) e de microrredes (*Micro-Grid Based Electrical Power Systems - MGEPS*) [2] [15]. Alguns desafios importantes nessa arquitetura estão relacionados à redução ou eliminação da comunicação direta entre os inversores, garantindo a estabilidade e a sincronização entre as unidades geradoras independentemente das cargas, regulando a frequência e a tensão e fornecendo distribuição de carga de acordo com a potência de cada dispositivo gerador [42].

A conexão de fontes geradoras em paralelo, em si, não é nenhuma novidade e é a base para os sistemas de geração e distribuição de energia disponíveis na atualidade. Os métodos clássicos de Análise de Sistemas Elétricos de Potência garantem que, para um conjunto adequado de parâmetros (fase, frequência, amplitude e sequências de fase das tensões), uma nova unidade geradora adicionada se sincronizará com o restante do sistema [76]. Caso inversores sejam utilizados para estabelecer as características terminais do dispositivo de geração, técnicas de controle são necessárias para garantir a sincronização.

Os métodos de sincronização ou paralelismo de inversores podem ser divididos em centralizado, mestre-escravo, descentralizado ou totalmente distribuído [70]. Neste

trabalho são abordadas técnicas para o controle de inversores sem comunicação. Uma das principais vantagens dessa classe de técnicas é evitar um modo de falha comum a todas as unidades, melhorando a confiabilidade do sistema [61]. Outro ponto que pode ser destacado como vantajoso é a redução do custo de implantação do sistema, uma vez que não há necessidade de instalar uma infraestrutura de comunicação. Normalmente, o preço a pagar é a dificuldade em distribuir a demanda de energia, uma vez que a carga que cada dispositivo deve assumir é desconhecida após desconexões imprevistas de inversores defeituosos ou modificação da carga. No entanto, é possível associar níveis superiores de controle, com comunicação, que objetivam a otimização global do sistema do ponto de vista energético ou a despachabilidade quando a microrrede opera conectada à rede principal [8]. Nessa situação, caso exista uma falha no canal de comunicação, o sistema pode continuar sua operação, mesmo que em uma condição sub-ótima.

1.2 Controle de Inversores sem Comunicação

Dentre os métodos de controle de inversores sem comunicação, um dos mais utilizados é o Controle por Inclinação, *Voltage and Frequency Droop Control (VFDC)*, ou apenas *Droop Control* [78]. Um dos primeiros trabalhos sobre o VFDC é apresentado em Chandorkar et al. [18], onde as linhas de transmissão são consideradas indutivas. O VFDC então emula o comportamento do controlador de um gerador síncrono, impondo uma relação inversa entre frequência e potência ativa fornecida. Por outro lado, a potência reativa é modificada pela variação na amplitude da tensão. Ideias semelhantes são apresentadas em publicações anteriores [74, 45].

Quando a linha não pode ser considerada puramente indutiva, a relação entre essas variáveis precisa ser modificada [24]. Além disso, quando as impedâncias de conexão até a carga de cada inversor são diferentes, o método, como proposto inicialmente, falha em distribuir adequadamente a demanda entre unidades geradoras [24]. O erro de distribuição de carga ocorre apenas na potência ajustada pela amplitude da tensão. Já a potência controlada pela variação da frequência é distribuída de maneira equitativa. Uma abordagem utilizada para amenizar os impactos das duas questões citadas anteriormente é utilização de impedâncias virtuais. A impedância é projetada

para contribuir na distribuição de carga. Além disso, pode ser encolhida de maneira que a impedância equivalente seja indutiva. A impedância virtual pode inclusive variar no tempo de forma a contemplar alterações do sistema elétrico [29].

Um dos pontos de maior atenção para o bom funcionamento de inversores operando com *VFDC* é a forma com que a potência ativa e reativa são calculadas. A mudança na maneira como esse cálculo é realizado pode melhorar o desempenho de certa implementação ou levá-la à instabilidade. Isso porque estas são grandezas médias e cada método de estimação gera um atraso diferente na malha de controle. Em Andrade et al. [5] é apresentada uma maneira simples, com bons resultados, para obter essas variáveis.

Além do *VFDC*, também podemos citar algumas outras metodologias para paralelismo de inversores baseadas na emulação das características de geradores síncronos. O controle baseado em máquina síncrona virtual (*Virtual Synchronous Machine - VSM/VISMA*) incorpora uma resposta inercial virtual, com o controle por inclinação, para emular o comportamento da máquina síncrona em um inversor. Portanto, o controlador *VSM* exibe uma resposta transitória diferente, mas o mesmo estado estacionário do *VFDC* [7]. O método *VSM*, no entanto, é controlado em modo de corrente. Por outro lado, outros métodos, também baseados na máquina síncrona, são controlados em tensão como o *Virtual Synchronous Generator (VSG)* e o *Static Synchronous Generator (Synchronverter)*.

Os métodos de sincronização listados anteriormente, que dependem da potência ativa e reativa estimada, podem exibir convergência lenta para a condição de equilíbrio de potência desejado. Aparatos específicos para a pré-sincronização comumente são necessários, tais como *PLLs (Phase-Locked Loops)*. Outros métodos, por exemplo aqueles baseados em referências síncronas, dependem diretamente de *PLLs* para implementar suas estratégias. Em Wu et al. [81], são estudados os efeitos dos *PLLs* na estabilidade dos conversores, particularmente como a interação dos *PLLs* com a rede pode levar à instabilidade. Além disso, antes da instalação dos dispositivos na rede, pode ser necessário conhecer alguns parâmetros cuja obtenção nem sempre é trivial, como por exemplo a impedância de conexão.

Tais inconvenientes motivaram o desenvolvimento de uma nova abordagem, o *Virtual Oscillator Control (VOC)*, inicialmente proposta em Tôrres et al. [76, 77],

com provas matemáticas para garantir a estabilidade assintótica global da condição de sincronização para redes elétricas simétricas. Para validar os desenvolvimentos teóricos, foram apresentados resultados experimentais para o funcionamento paralelo de dois inversores, juntamente com uma estratégia de pré-sincronização para reduzir a amplitude dos transientes no momento da conexão de um novo dispositivo na rede elétrica [23]. Em Johnson et al. [42, 41], análises teóricas semelhantes e novos resultados experimentais foram relatados, e o termo *VOC* foi provavelmente usado pela primeira vez.

Inversores controlados com a técnica *VOC* normalmente possuem tempo de acomodação, após mudança nas condições de carga, menores que outras técnicas que dependem da estimação de potência ativa e reativa [43]. O *VOC* foi concebido considerando variáveis no domínio do tempo [77], enquanto técnicas convencionais, como o *VFDC*, estão frequentemente baseadas na ideia de fasores, tidos como grandezas em regime permanente senoidal ou correspondentes a valores médios aproximados [72].

O comportamento em regime permanente de um inversor usando *VOC* é semelhante ao de um inversor usando *VFDC* [72, 43]. Assim, talvez seja possível utilizar na mesma rede inversores controlados por ambas as técnicas. No entanto, não foram encontrados trabalhos que tenham explorado essa possibilidade. Em Johnson et al. [43], é feita a comparação do tempo de convergência entre *VOC* e *VFDC*, sendo que, nos casos apresentados, o tempo de sincronização de inversores controlados com o *VOC* foi consideravelmente menor do que os dos inversores controlados com o *VFDC*.

Os primeiros estudos sobre *VOC* consideravam apenas microrredes isoladas. Em publicações mais recentes [69, 28, 20], uma estratégia de *VOC* despachável (*dVOC*) foi proposta. Nesta nova abordagem, é possível definir os valores de referência desejados para injeção de potência que satisfaçam as equações de fluxo de potência (condição de regime permanente). No entanto, os casos estudados consideram somente redes isoladas. Ainda que Minghui Lu et al. [54] destaquem que a técnica apresentada tem capacidade para operar conectada à rede, não foram apresentados estudos de estabilidade ou sincronização neste contexto. Além disso, o *unified Virtual Oscillator Control* (*uVOC*) é proposto em Awal et al. [7], que se baseia nos resultados teóricos do *dVOC*. Os autores afirmam que o *uVOC* pode operar como *grid-forming* e *grid-following* além de possuir um sistema anti-falhas embutido, o que permite uma transição suave

entre a operação conectada / isolada e a proteção do hardware contra curtos-circuitos. No entanto, o *VOC* convencional pode ser usado em conjunto com o controle de injeção de ativos e reativos para obter características despacháveis, com vantagem sobre os métodos *dVOC* e *uVOC* porque é independente da relação X/R da linha [3].

Surpreendentemente, o método *VOC* também tem sido aplicado em sistemas de corrente contínua (c.c.) [52, 26]. Em Lin et al. [52], uma estrutura de oscilador em modo de corrente é usada para controlar filtros ativos distribuídos para atenuar a ondulação na linha c.c. Por outro lado, em Duarte et al. [26] a saída de tensão do *VOC*, após uma transformação de coordenadas, é usada para controlar conversores c.c./c.c. conectados a uma microrrede do mesmo tipo.

1.3 Contribuições do Trabalho

Na maioria dos trabalhos sobre *VOC*, os desenvolvimentos matemáticos e métodos aplicados para escolher os parâmetros apropriados podem dificultar o uso desta técnica. Neste trabalho propõe-se uma nova estratégia para determinar os parâmetros de projeto do *VOC* para inversores controlados em modo de tensão que operam em paralelo (Seção 3.3). Diferentemente de outras abordagens, como o de Johnson et al. [43], são utilizados aqui osciladores do tipo zona morta (ou saturação), para os quais o método de cálculo de parâmetros apresentado em [43] não é aplicável. Além disso, o uso de uma função de saturação em vez da função cúbica, considerada naquele trabalho, gera menos distorção de terceiro harmônico (Seção 3.6.1), se os parâmetros forem escolhidos seguindo esta nova metodologia. Finalmente, o uso de uma função linear por partes (a função de saturação ou zona morta, dependendo do ponto de vista) permite a implementação numérica em tempo discreto da estratégia *VOC* pelo uso dos métodos de discretização *exata* para sistemas lineares e invariantes no tempo, em contraste com o uso de aproximações numéricas apresentado por outras estratégias [43]. A metodologia desenvolvida neste trabalho pode ser usada diretamente em aplicações como em Ali et al. [3], Duarte et al. [26] e, com algumas modificações, em Lin et al. [52], em substituição a técnica até então disponível na literatura, com os benefícios descritos acima.

A estratégia proposta consiste em um conjunto de equações analíticas que uti-

lizam como dados de entrada apenas parâmetros elétricos básicos do conversor e da microrrede, a saber, a potência nominal e as faixas de operação de tensão e frequência. Esta metodologia possui vantagem sobre alguns procedimentos existentes pois elimina a necessidade de algoritmos de otimização, soluções numéricas ou análises gráficas e, portanto, simplifica significativamente o processo de ajuste do *VOC*. Além disso, uma estratégia simples de pré-sincronização é proposta (Seção 3.4) para garantir transientes de conexão suaves. Resultados de simulação e experimentais são apresentados, respectivamente nas Seções 3.6 e 3.7, para validar a abordagem proposta em sistemas monofásicos em uma microrrede isolada. Outros trabalhos exploraram o uso desse tipo de controlador em conversores trifásicos. As ideias apresentadas em Johnson et al. [40] e Rosse et al. [67], em relação às implementações trifásicas, são compatíveis com o método aqui apresentado.

Outra contribuição deste trabalho é a proposição de uma nova estratégia de controle para conversores que operam em modo de corrente. Batizada de *current Virtual Oscillator Control (cVOC)*, pois foi desenvolvida utilizando conceitos semelhantes ao *VOC*, essa nova estrutura, aliada a um conjunto de parâmetros adequadamente projetados, possibilita que a potência aparente entregue pelo conversor à rede, assim como o fator de potência, sejam controlados. Para tal, também é descrito neste trabalho o procedimento para a escolha de tais parâmetros. Assim como no caso do *VOC*, o procedimento de projeto consiste em um conjunto de equações analíticas que utilizam como dados de entrada apenas parâmetros elétricos básicos do conversor e da microrrede, a potência aparente e a frequência nominal e a faixa de operação da tensão. Conversores controlados em corrente comumente dispensam mecanismos de pré-sincronização, visto que a corrente é facilmente limitada. Com intuito de validar essa nova abordagem de controle são apresentados na Seção 4.4 resultados de simulação. Além disso, testes em bancada foram realizados e os dados de medição são mostrados na Seção 4.5.

Mais uma contribuição, que talvez seja difícil de ser mensurada, foi o esforço em apresentar o *VOC* e o *cVOC* de maneira didática, buscando facilitar o entendimento dessa estratégia de controle entre profissionais que desejam aplicar a técnica, mas que não possuam conhecimento aprofundado sobre a teoria de controle envolvida. Essa questão se torna ainda mais evidente na metodologia de escolha dos parâmetros, que foi especialmente pensada para simplificar o projeto do *VOC* e do *cVOC*, com o objetivo

auxiliar na disseminação dessas estruturas de controle.

De forma resumida, abaixo são elencadas as principais contribuições deste trabalho:

- O método de projeto para o *VOC*.
- A proposição do *cVOC*.
- O método de projeto para o *cVOC*.
- A aproximação da teoria de osciladores virtuais ao contexto de eletrônica de potência, com o intuito de difundir o uso de dinâmicas de osciladores virtuais para as pessoas que realmente irão aplicar essas técnicas.

Outras contribuições de menor relevância são listadas a seguir:

- Simplificação do método de pre-sincronização para o *VOC*.
- Validação experimental do método de projeto proposto para o *VOC*.
- Validação experimental do *cVOC* e do método de projeto associado.

Além disso, até o momento foi feita a publicação de um artigo relacionado ao procedimento de projeto aplicado ao *VOC* [21].

1.4 Objetivo Geral

Analisar o comportamento de inversores monofásicos quando se impõe a eles a dinâmica de osciladores não lineares. Duas metodologias, com aplicações distintas, são descritas. Trata-se de um trabalho multidisciplinar, envolvendo as áreas de Teoria de Controle, Eletrônica de Potência e Qualidade da Energia Elétrica.

1.5 Objetivos Específicos

A partir do objetivo geral é possível enumerar alguns objetivos específicos desta tese de doutorado:

- Apresentar uma nova abordagem para a escolha dos parâmetros da técnica *VOC* aplicada a inversores controlados em modo de tensão.

- Apresentar uma metodologia simplificada para pré-sincronização do *VOC*.
- Comparar via simulação a técnica de escolha de parâmetros para *VOC* deste trabalho com o proposto em Johnson et al. [43].
- Apresentar uma nova técnica de controle aplicada a inversores controlados em modo de corrente (*cVOC*).
- Apresentar um método para escolha dos parâmetros relacionados ao *cVOC*.
- Apresentar os resultados da aplicação das técnicas propostas neste trabalho em inversores comerciais.

1.6 Organização do Texto

O presente capítulo apresenta o problema discutido nesta tese, assim como um breve histórico de trabalhos relacionados.

Na sequência, o Capítulo 2 apresenta aspectos básicos sobre microrredes, como modos de operação e os tipos de conversores comumente utilizados nesses sistemas. Alguns desafios de controle inerentes a esse tipo de aplicação são enunciados. Além disso, o *VFDC* e o método da Impedância Virtual são rapidamente discutidos.

No Capítulo 3, o *VOC* é formalmente apresentado, são abordados os requisitos necessários para sua aplicação, e é apresentada uma nova metodologia de projeto para esse tipo de controlador. Além disso, resultados de simulação e de testes em bancada são ilustrados com o intuito de validar a metodologia proposta.

O Capítulo 4, por sua vez, introduz o *cVOC*, uma nova técnica de controle para conversores em modo de corrente, fruto da pesquisa desenvolvida neste trabalho. Ademais, uma metodologia de projeto é proposta para essa nova estrutura de controle. Por fim, resultados de simulação e de testes em bancada são apresentados com o intuito de validar o desenvolvimento teórico da técnica.

As considerações finais são feitas no Capítulo 5, assim como sugestões para trabalhos futuros.

Revisão Bibliográfica

Neste Capítulo alguns conceitos sobre microrrede são descritos. Além disso, apresenta-se uma classificação dos tipos de conversores encontrados em microrredes c.a., assim como técnicas de controle comumente empregadas nesses dispositivos.

2.1 Definição de Microrredes

Microrredes são sistemas de distribuição em escala reduzida utilizados para suprir cargas locais, geograficamente próximas. Podem ser aplicadas em diversos contextos, como povoados em zonas remotas, hospitais, universidades, prédios, aviões e barcos. Embora convencionalmente operem em corrente alternada (c.a.), redes em corrente contínua (c.c.) estão ganhando espaço devido às suas vantagens, como a maior eficiência ao reduzir o número de estágios de conversão. Isso ocorre porque alguns recursos energéticos, ou sistemas armazenadores de energia, são intrinsecamente c.c., como por exemplo painéis fotovoltaicos e baterias; diversas cargas também podem operar em corrente contínua com pequena ou nenhuma modificação. Além disso, evitam-se alguns problemas encontrados nas redes c.a., como a necessidade da sincronização de frequência e controle da potência reativa. As microrredes facilitam a integração de recursos energéticos renováveis, como eólico e solar, nos sistemas elétricos existentes. Para isso, cada microrrede conectada deve ter seu controle de fluxo de potência bem definido com a rede. Assim, um grupo de *DERs* (*Distributed Energy Resources*) pode ser encarado como um grande gerador ou carga. Isso possibilita uma maior penetração de *DERs* sem necessidade de profundas modificações do sistema elétrico [13].

Em Lasseter [49], os conceitos de microrrede foram apresentados como uma solução confiável para integração de *DERs*, incluindo sistemas de armazenamento de energia. Essa nova estrutura seria percebida pela rede principal como um único

elemento que responderia adequadamente a comandos. Ainda que seja um assunto com elevado interesse na comunidade científica é possível encontrar algumas definições diferentes sobre o que é uma microrrede [60].

De acordo com o *U. S. Department of Energy Microgrid Exchange Group* [75], microrrede é um grupo de cargas e recursos energéticos distribuídos interconectados, com limites elétricos bem delimitados (rede), que age como uma entidade controlável única. Pode operar em modo conectado ou ilhado com relação ao sistema principal de distribuição de energia.

Por sua vez, para o *CIGRÉ C6.22 Working Group* [57], as microrredes são sistemas de distribuição contendo cargas e recursos energéticos distribuídos (como geradores, dispositivos de armazenamento ou cargas controladas) que possam operar de maneira coordenada e controlada, tanto conectada na rede principal quanto ilhada. Nessa definição, geradores são todo tipo de fonte de energia, no contexto de microrrede, como fóssil ou biomassa em pequena escala, fotovoltaico, micro turbinas eólicas e pequenas hidroelétricas. Os dispositivos de armazenamento incluem todos os tipos elétricos, pneumático, gravitacional, volante de inércia, e sistemas de armazenamento de calor. As cargas controladas podem ser, por exemplo, iluminação com ajuste de brilho ou bombas de água. Além disso, as cargas controladas são de grande importância para a microrrede, uma vez que seu funcionamento pode ser otimizado ou escalonado, de acordo com a demanda, por um sistema centralizado de controle.

A Figura 2.1 apresenta o diagrama de uma microrrede com seus geradores distribuídos e cargas, além do *PCC (Point of Common Coupling)*. Esta estrutura possui vantagens em termos de flexibilidade, sustentabilidade e confiabilidade. Além disso, como já apontado, as microrredes oferecem a possibilidade de instalação de diversos *DERs* sem a necessidade de grandes modificações nos sistemas de distribuição atuais [17]. Neste trabalho é dado foco nas microrredes c.a. monofásicas, mas os conceitos apresentados podem ser expandidos para redes trifásicas [40, 67].

2.2 Modos de operação de uma Microrrede

De maneira geral, uma microrrede pode operar em dois modos, ilhado ou conectado. Além disso, deve possuir mecanismos que permitam a transição suave entre

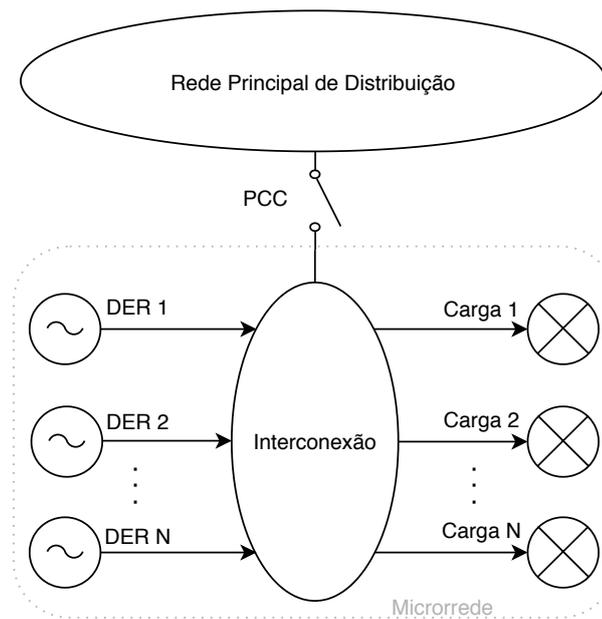


Figura 2.1: Microrrede com múltiplos DERs

esses estados [44]. Em áreas remotas, por motivos técnicos ou econômicos, a rede principal pode não estar disponível. Nesse caso, a microrrede recebe o nome de isolada [1, 4, 39].

No modo ilhado, as potências ativa e reativa geradas, assim como as possíveis reservas (por exemplo em baterias), devem estar em equilíbrio com a carga local demandada. No modo conectado, por outro lado, a potência faltante para suprir as cargas pode ser absorvida da rede principal, assim como o excedente local de energia pode ser transmitido. Além do mais, em modo conectado a microrrede pode oferecer outros serviços, como por exemplo a compensação de fator de potência.

A transição do modo conectado para ilhado pode ocorrer intencionalmente ou não. O ilhamento intencional geralmente é realizado por motivos de manutenção (programado) ou quando a rede principal apresenta problemas de qualidade de energia. O ilhamento não intencional ocorre devido a faltas ou a outro evento não programado desconhecido pela microrrede. A detecção desse tipo de evento é importante para que a conexão com a rede principal seja interrompida, evitando acidentes com a equipe de manutenção. Já a transição reversa, exige uma pré sincronização da microrrede com o barramento onde será conectada. Isso se faz necessário para reduzir a amplitude dos transitórios, que poderiam ser destrutivos para os dispositivos da microrrede.

A análise da transição entre estados operacionais de uma microrrede está fora do escopo deste trabalho. Ademais, os resultados apresentados serão relacionados a

uma microrrede isolada ou à conexão de um inversor diretamente à rede principal.

2.3 Controle em Microrredes c.a.

O controle das microrredes e de seus *DERs* é de grande importância para sua operação estável e sobretudo econômica. Para tal é necessário atender a alguns requisitos que são elencados a seguir [12][53].

- Regulação de tensão e frequência.
- Distribuição adequada de carga entre *DERs*.
- Ressincronização com a rede principal.
- Controle do fluxo de potência entre a rede e a microrrede.
- Otimização do custo de operação.
- Manipulação adequada de transientes e restauração das condições desejadas após mudança do modo de operação.

Uma maneira de buscar atender a todos esses requisitos é a implementação de um controle em cascata com hierarquia bem definida. O funcionamento adequado dessa técnica em uma microrrede depende, normalmente, de *links* de comunicação [33]. No entanto, como detalhado a seguir, os níveis inferiores da hierarquia, desde que se escolha um método de controle compatível, podem operar apenas com informações locais. Dessa forma, mesmo que ocorra uma falha no controle central ou nos *links* de comunicação, alguns serviços podem continuar sendo oferecidos pelos *DERs*. Em Li *et al.* [51], é apresentada uma estrutura de controle hierárquico completamente descentralizado.

Os requisitos de alto nível definidos para o controle da microrrede podem ser propagados para o nível primário de controle. Estes são listados a seguir.

- Garantir estabilidade de tensão e frequência.
- Oferecer a funcionalidade *plug-and-play* e possibilitar a distribuição de carga entre os *DERs*, preferencialmente sem comunicação.

- Reduzir ao máximo as correntes de circulação que podem causar sobre corrente nos inversores e danificá-los.

O controle primário é responsável por fornecer as referências de tensão e/ou corrente para nível inferior, comumente referido como nível zero. Uma vez que se utilize o nível zero em modo de tensão, o nível primário se torna responsável por gerar a referência a ser seguida.

Por sua vez, o controle secundário se encarrega, normalmente, de corrigir desvios de amplitude e frequência. Tais correções são necessárias porque o controle primário pode gerar desvios nessas variáveis em estado estacionário. As referências para esse nível podem ser os valores nominais da rede ou provenientes do controle terciário.

Por fim o controle terciário está comumente relacionado à despachabilidade. As variáveis controladas nesse nível são potência ativa e reativa. Dessa maneira, no modo conectado, o fluxo de potência entre a microrrede e rede principal é gerido neste nível de controle.

Quanto menor o nível dentro da hierarquia, maiores são as taxas de amostragem e mais rápidas devem ser as respostas das malhas de controle [53]. Isso permite o desacoplamento entre os níveis, facilitando o projeto individual de cada controlador.

2.4 Modelos de Microrrede

As microrredes podem apresentar topologias diferentes para atender às necessidades específicas de distribuição e geração local. Em Barnes *et al.* [10], é possível encontrar diagramas e dados técnicos de algumas microrredes reais. Nesse trabalho, é apresentada uma estrutura generalizada de microrrede e os elementos que poderiam compor esse sistema. Além do mais, a topologia de uma microrrede pode ser variável desde que se permita que novos dispositivos sejam agregados. Existem métodos de identificação que visam obter o grafo das interconexões em tempo real [9, 34]. Conhecer o arranjo das cargas e geradores no sistema de distribuição possibilita a otimização de perdas e a melhoria na qualidade da energia [14]. Em Han *et al.* [33], é feita uma revisão detalhada sobre o controle de múltiplos agentes aplicado a microrredes. Nesse trabalho são apresentadas algumas metodologias para a modelagem dos *Multiagent Systems (MAS)*. Verifica-se a importância dos modelos para operação confiável dos

algoritmos de controle. Além disso, são discutidos problemas relacionados aos *links* de comunicação nessas arquiteturas. Dessa maneira, não é viável criar um modelo que seja genérico o suficiente para se adequar a qualquer microrrede, já que cada uma possui suas especificidades.

As linhas de distribuição em uma microrrede são de comprimento reduzido (comparadas com o sistema de distribuição principal), de acordo com a própria definição de microrrede. Dessa forma, é natural que se modele a rede de interconexão por elementos concentrados, mais especificamente indutores e resistores. Além disso, é necessário que cada dispositivo conectado à rede seja descrito pelo seu comportamento dinâmico. É possível encontrar trabalhos na literatura que procuram caracterizar matematicamente vários desses agentes [6, 48]. O modelo completo de uma microrrede pode se tornar extremamente complexo, sendo assim pode ser necessário recorrer a alguma técnica de redução ou simplificação quando se deseja realizar simulações computacionais [63].

Neste trabalho o modelo da microrrede é dado por sua topologia e pela representação das linhas de transmissão (resistores e indutores), juntamente com os *DERs* e cargas. Para tal, é necessário modelar esses componentes. A análise da fonte primária de energia e a conversão para o barramento c.c. do inversor estão fora do escopo deste trabalho.

2.5 Tipos de Conversores em uma Microrrede c.a.

Os conversores de potência, em uma microrrede c.a., podem ser classificados como formador de rede (*grid-forming*), alimentador de rede (*grid-feeding*), ou de suporte à rede (*grid-supporting*) dependendo da sua operação [16]. Como pode ser observado na Figura 2.2 (a) o conversor *grid-forming* pode ser representado por uma fonte de tensão ideal com uma impedância série de valor reduzido (eq. Thévenin), nesse caso, as referências a serem seguidas são a amplitude e a frequência da tensão. Deseja-se que a impedância de saída seja pequena para reduzir distorções na tensão devido aos harmônicos na corrente. Sendo assim, a conexão em paralelo desses dispositivos exige um método de sincronização preciso. Em uma microrrede operando em modo ilhado, os conversores *grid-forming* são responsáveis por gerar a referência de tensão para os

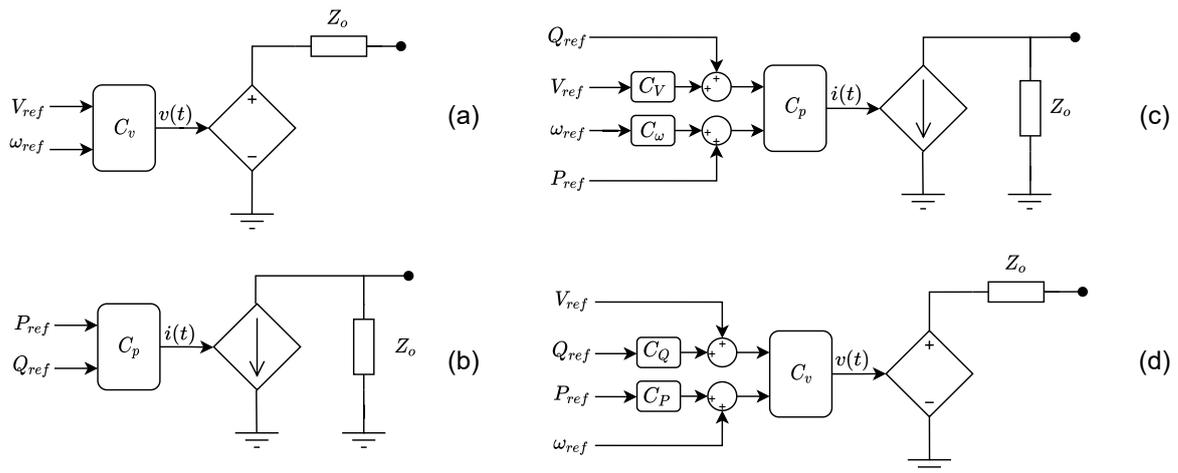


Figura 2.2: Tipos de conversor (a) *grid-forming* (b) *grid-feeding* (c) *grid-supporting* utilizando fonte de corrente (d) *grid-supporting* utilizando fonte de tensão, baseado em [66]

conversores *grid-feeding* [66].

Por outro lado, os conversores *grid-feeding* tem como objetivo injetar potência em uma rede já estabelecida. O modelo esquemático desse tipo de conversor é apresentado na Figura 2.2 (b), sendo composto por uma fonte de corrente ideal em paralelo com uma impedância de valor elevado (eq. Norton). Através da injeção de potência ativa e reativa, eles também podem auxiliar no controle de amplitude e frequência da tensão na microrrede, via regulação da potência ativa e reativa trocada com a rede [83, 84]. No entanto *grid-feeding* DERs não podem operar em modo ilhado sem a presença de um *grid-forming*, *grid-supporting* ou gerador síncrono local. A operação de tal dispositivo normalmente ocorre com a supervisão de algum outro controlador, como *MPPT* (*Maximum Power Point Tracking*), que gera as referências de potência [66].

Finalmente os conversores *grid-supporting*, semelhante aos tipos já apresentados, podem operar como fonte de corrente ou fonte de tensão. Na Figura 2.2 (c) é apresentado o esquemático deste conversor baseado em fonte de corrente, enquanto na Figura 2.2 (d) é mostrado o caso com fonte de tensão. Em ambos os casos o objetivo é favorecer a regulação de amplitude e frequência da tensão pelo controle da injeção de potência ativa e reativa [79]. De maneira simplificada pode-se dizer que, enquanto os inversores *grid-feeding* e *grid-forming* trabalham com duas variáveis controladas, os *grid-supporting* operam com quatro variáveis controladas. Um conversor *grid-supporting* em modo de tensão pode operar como *grid-forming* durante a operação ilhada da microrrede.

Por outro lado, algumas referências preferem classificar os conversores ape-

nas como formadores de rede (*grid-forming*) e seguidores de rede (*grid-following*) [68]. Nessa terminologia, os conversores operando como *grid-forming* seriam controlados em modo de tensão e os *grid-following* em modo de corrente. Dessa maneira, todos os outros conversores seriam especializações oriundas desses modelos base e deveriam ser classificadas da mesma forma.

2.6 Método VFDC

O método *Voltage and Frequency Droop Control* (VFDC), ou controle por inclinação, é um dos mais consolidados na literatura para o controle de inversores em modo de tensão. Ele é apresentado neste trabalho pois acredita-se que os conceitos envolvidos no seu funcionamento podem facilitar o entendimento das outras metodologias apresentadas.

Considere que um conversor, controlado em modo de tensão, possa ser representado por uma fonte de tensão senoidal e que ele seja conectado à rede como mostrado na Figura 2.3, onde a tensão do conversor, V_1 , é tomada como referência para a fase. Além disso, considere que as correntes e tensões são senoidais e que o sistema opera em regime permanente.

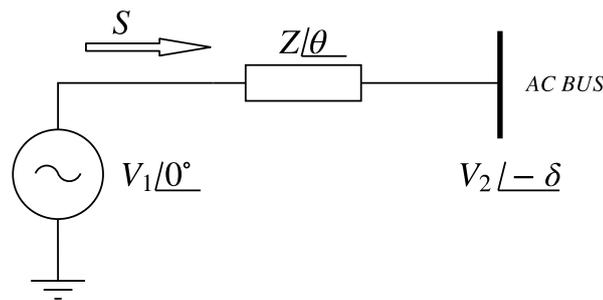


Figura 2.3: Conexão da fonte de tensão com a rede

Sendo assim, a potência complexa entregue pela fonte V_1 pode ser descrita por

$$S = VI^* = V_1 \angle 0 \left(\frac{V_1 \angle 0 - V_2 \angle -\delta}{Z \angle \theta} \right)^* = \frac{V_1^2 \angle \theta - V_1 V_2 \angle \delta + \theta}{Z}. \quad (2.1)$$

Por sua vez, é possível obter os respectivos valores de potência ativa e reativa separando a potência complexa em sua parte real e imaginária,

$$\begin{aligned} P &= [V_1^2 \cos(\theta) - V_1 V_2 \cos(\theta + \delta)] Z^{-1}, \\ Q &= [V_1^2 \sin(\theta) - V_1 V_2 \sin(\theta + \delta)] Z^{-1}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Na proposição original do VFDC, [18], a impedância de conexão é considerada puramente indutiva, $\theta = 90^\circ$. Com isso o módulo da impedância será $Z = X$ e (2.2) pode ser simplificado para

$$\begin{aligned} P &= V_1 V_2 \sin(\delta) X^{-1}, \\ Q &= [V_1^2 - V_1 V_2 \cos(\delta)] X^{-1}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Além disso, caso o ângulo δ seja pequeno, $\cos(\delta) \approx 1$ e $\sin(\delta) \approx \delta$, (2.3) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} P &\approx \frac{V_1 V_2 \delta}{X}, \\ Q &\approx \frac{V_1(V_1 - V_2)}{X}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Nota-se que a potência ativa entregue pelo conversor é dependente do ângulo δ e da tensão V_1 enquanto a potência reativa depende apenas de V_1 (variáveis que podem ser alteradas pelo conversor). Dessa forma existe um acoplamento entre P e Q através de V_1 . Para avaliar essa interação é possível realizar uma análise de sensibilidade de P com relação a δ e V_1 , respectivamente

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial \delta} &= \frac{V_1 V_2}{X}, \\ \frac{\partial P}{\partial V_1} &= \frac{V_2 \delta}{X}. \end{aligned}$$

Considerando a hipótese que o ângulo δ seja pequeno, e sabendo que V_1 e V_2 estão próximas das tensões nominais da rede, conclui-se que $\partial P / \partial \delta \gg \partial P / \partial V_1$. Nessas condições, P pode ser ajustada através de δ , que deve sobrepujar as variações de V_1 . Visto o que foi discutido até o momento, as equações do VFDC são apresentadas como

$$\begin{aligned} V(t) &= V^0 + D_Q [Q^0 - Q_{med}(t)], \\ \omega(t) &= \omega^0 + D_P [P^0 - P_{med}(t)], \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde V^0 , Q^0 e ω^0 , P^0 são constantes, associadas à amplitude nominal da tensão, ao

valor de referência de potência reativa, à frequência angular nominal e à potência ativa de referência, respectivamente, D_Q e D_P são constantes positivas e representam os coeficientes de inclinação, P_{med} e Q_{med} são os valores medidos da potência fornecida pelo conversor.

O ângulo δ , contudo, não foi utilizado para o ajuste da potência ativa. Ao invés disso, varia-se a frequência da tensão, ω , que está relacionada a δ por

$$\Delta\delta = \int \Delta\omega dt.$$

Além disso, é razoável fazer ω^0 igual a frequência nominal [30]. Os valores de P^0 e Q^0 são comumente tomados como zero, [23, 65], e (2.5) pode ser reescrita por

$$\begin{aligned} V(t) &= V^0 - D_Q Q_{med}(t), \\ \omega(t) &= \omega^0 - D_P P_{med}(t). \end{aligned} \quad (2.6)$$

Dessa forma, V^0 e ω^0 se tornam a amplitude e a frequência do inversor sem carga. Considerando que os valores de V e ω possam variar ΔV_{adm} e $\Delta\omega_{adm}$ (valores admissíveis), quando em potência nominal isto é, quando $P_{med} = P_n$ e $Q_{med} = Q_n$, é possível determinar os valores máximos de D_Q e D_P a partir da Equação (2.6), resultando em

$$\begin{aligned} D_{Qmax} &= \Delta V_{adm} / Q_n, \\ D_{Pmax} &= \Delta\omega_{adm} / P_n. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Como pode ser observado em (2.7) os valores de D_Q e D_P são limitados de acordo com aspectos de qualidade da energia, associados às variações máximas permitidas para a amplitude e a frequência da tensão. A escolha destes parâmetros, no entanto, também afeta a resposta dinâmica do sistema que emprega o VFDC, criando um compromisso entre tempo de convergência e a regulação da amplitude e da frequência. Valores elevados para estes coeficientes tendem levar o sistema à instabilidade. Existem várias métricas para escolha desses parâmetros [31, 27]. Um roteiro de projeto via algoritmo de otimização pode ser visto em Godoy *et al.* [27].

Em uma microrrede isolada baseada em inversores, caso o projetista tenha controle sobre todos os DERs que serão conectados, os parâmetros de inclinação podem ser escolhidos de forma que cada dispositivo assuma uma carga proporcional à sua

potência nominal [35]. Para tal se utilizam as relações

$$\begin{aligned} D_{P_1} P_{n_1} &= D_{P_2} P_{n_2} = D_{P_3} P_{n_3} = \dots = D_{P_n} P_{n_j} , \\ D_{Q_1} Q_{n_1} &= D_{Q_2} Q_{n_2} = D_{Q_3} Q_{n_3} = \dots = D_{Q_n} Q_{n_j} , \end{aligned} \quad (2.8)$$

sendo que as impedâncias equivalentes entre cada *DER* e a carga devem ser idênticas. Na prática, tanto a impedância de saída do inversor quanto da linha de transmissão são distintas para cada módulo [35] e o uso de (2.8) pode não gerar os resultados almejados.

Até o momento foi considerado que a linha de transmissão apresentava característica indutiva. No entanto, essa condição nem sempre é realista, sendo que para linhas de baixa tensão a situação é justamente oposta e a resistência se sobressai à indutância [66]. Tomando a Equação (2.2), agora fazendo $\theta = 0^\circ$ e realizando a mesma sequência de simplificações, é possível obter

$$\begin{aligned} P &\approx \frac{V_1(V_1 - V_2)}{R} , \\ Q &\approx \frac{-V_1 V_2 \delta}{R} . \end{aligned} \quad (2.9)$$

Comparando (2.9) com (2.4) é possível escrever as equações do VFDC para o caso resistivo dado por

$$\begin{aligned} V(t) &= V^0 - D_P P_{med}(t) , \\ \omega(t) &= \omega^0 + D_Q Q_{med}(t) . \end{aligned} \quad (2.10)$$

Semelhante ao que foi feito em (2.7), uma maneira de direcionar a escolha dos parâmetros de inclinação é utilizar os dados de potência nominal do inversor, juntamente com as variações permissíveis de amplitude e frequência, sendo assim

$$\begin{aligned} D_{Pmax} &= \Delta V_{adm} / P_n , \\ D_{Qmax} &= \Delta \omega_{adm} / Q_n . \end{aligned} \quad (2.11)$$

Há casos ainda em que a resistência e a indutância da linha possuem valores da mesma ordem de grandeza. Nessas situações tanto (2.6) quanto (2.10) não produzirão resultados satisfatórios. Em Bevrani *et al.* [11], é apresentado o controle por inclinação generalizado (*GVFDC*), que pode operar tanto com linhas indutivas quanto resistivas, ou um misto dessas condições. Como relatado pelos autores, o ponto fraco dessa estratégia é que a relação entre R e X da linha deve ser conhecida. Análises bastante

interessantes sobre a influência dos parâmetros da linha podem também ser encontradas em Santos Filho [25]. Nesse trabalho detalha-se como os parâmetros da rede afetam sobremaneira o correto cálculo dos parâmetros de inclinação para se garantir estabilidade em malha fechada.

Outra questão envolvida na estabilidade do VFDC é a maneira com que as potências ativa e reativa são calculadas. Existem muitas formas de se estimar a potência fornecida pelo inversor a partir de medições de tensão e de corrente. Uma possível abordagem está mostrada na Figura 2.4. Como pode ser observado, a potência ativa é estimada através da filtragem do sinal resultante da multiplicação entre tensão e corrente. Operação semelhante é realizada para obtenção de Q_{med} , no entanto antes da multiplicação o sinal de tensão é atrasado de 90° , o que se traduz em um atraso de tempo de um quarto do período da fundamental.

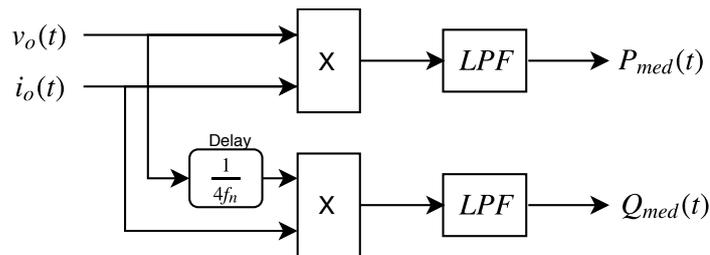


Figura 2.4: Exemplo de cálculo para P_{med} e Q_{med}

Existem métodos alternativos para o cálculo de potências ativa e reativa que reduzem a ondulação (*ripple*) e melhoram a resposta dinâmica [5, 24]. Em Santos Filho [25], é feita uma revisão detalhada de algumas técnicas usadas para se obter essas variáveis.

A popularidade do método VFDC sem dúvida está relacionada à sua simplicidade, como pode ser observado nas equações (2.6) e (2.10). Contudo, sua aplicação direta, da maneira como foi apresentado nesta seção, sofre de alguns problemas [35, 65, 79], entre eles é possível citar :

- Dependência do tipo de linha de transmissão: é necessário conhecer *a priori* se a linha é resistiva, indutiva ou mista. Para melhor controle do compartilhamento de potência entre os inversores, o valor da impedância de conexão de cada dispositivo deve ser conhecido.
- Distribuição ineficaz de harmônicos entre unidades e distorção harmônica na

tensão de saída.

- Os parâmetros D_p e D_Q influenciam tanto na regulação de tensão/frequência quanto na resposta dinâmica a variações de carga, sendo que a melhoria de uma característica implica a deterioração da outra.
- O cálculo de P_{med} e Q_{med} normalmente é realizado usando filtro passa-baixas, o que eleva o tempo de resposta para variações de carga.
- Ao contrário da frequência, a amplitude da tensão não é uma grandeza global do sistema elétrico. Dessa forma a potência ajustada pela tensão será mais sensível aos parâmetros do sistema no compartilhamento de carga.

Para tentar sanar os pontos levantados anteriormente são propostas algumas soluções na literatura. Neste trabalho é apresentado um conjunto de métodos associados à chamada impedância de saída virtual [29], que possui uma aplicação abrangente, não se restringindo ao *VFDC*.

2.7 Impedância de Saída Virtual

Adicionar elementos passivos na saída dos conversores de potência pode melhorar algumas características de interesse desses dispositivos. No entanto, incluir um novo componente em um equipamento implica maior custo de produção e em algumas situações aumento considerável no peso e volume. Além disso, no caso em questão, implicará em menor eficiência energética do conversor.

Por outro lado, é possível emular o comportamento de uma impedância na saída do inversor através da lei de controle empregada. A essa técnica é dado nome de impedância de saída virtual. Vários trabalhos procuram utilizar esse conceito para melhorar ou resolver alguns inconvenientes do *VFDC*. Contudo, o objetivo de seu emprego e a maneira de se definir essa impedância são variados [29, 32, 35, 46, 65]. Em Rosse *et al.* [67], a impedância virtual é aplicada ao *VOC*, sendo empregada para equalizar as impedâncias entre os *DERs*.

Para facilitar o entendimento da técnica, considere que um inversor de frequência controlado em modo de tensão, possa ser representado pelo esquemático da Figura 2.5, onde a dinâmica da malha fechada foi desprezada.

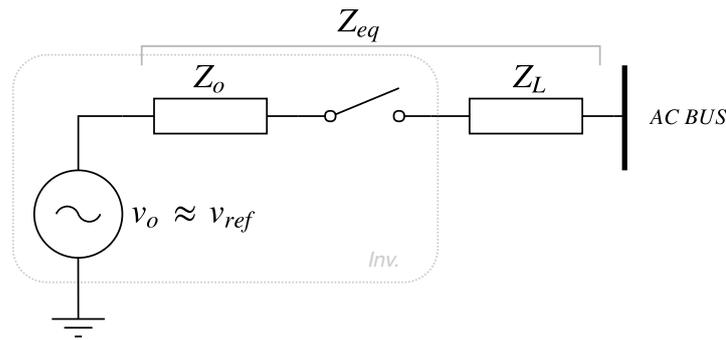


Figura 2.5: Modelo simplificado do inversor conectado ao barramento c.a.

A implementação deste método é realizada pela modificação do sinal de referência de tensão, que passa a ser dada por

$$v_{oref}^*(t) = v_{oref}(t) - h(i_o, t), \quad (2.12)$$

onde h é a função de queda de tensão que é dependente da corrente de saída, $i_o(t)$, e do tempo. Em He *et al.*[35], h também é função da tensão do barramento c.a.. Para uma impedância virtual com característica resistiva e indutiva, h pode ser descrita por

$$h(i_o, t) = R_{vi}i_o(t) + L_{vi}\frac{di_o(t)}{dt}. \quad (2.13)$$

A Equação (2.13) é apenas um exemplo de como h pode ser definida. Como sua implementação não está relacionada a componentes reais, inúmeras outras escolhas podem ser feitas de acordo com o objetivo pretendido.

A impedância virtual pode funcionar como um mecanismo de proteção do inversor. No projeto desses conversores deseja-se que a impedância de saída seja reduzida para evitar perdas por efeito *Joule*. Dessa forma, se dois desses dispositivos são conectados em paralelo e as tensões de saída são ligeiramente diferentes, uma corrente elevada pode circular entre os dispositivos, o que pode danificá-los [82]. O método VFDC tende a reduzir a tensão numa situação deste tipo, mas sua resposta dinâmica é lenta. A malha de controle de tensão, por outro lado, possui uma resposta rápida. Dessa forma, utilizando-se a Equação (2.12), a energia despendida nesse tipo de transitório é minimizada, evitando uma possível falha por sobreaquecimento. Seguindo essa linha, é possível utilizar a queda de tensão virtual para realizar o *soft-start* de um inversor ao ser conectado a rede [32]. Para tal, pode-se usar a expressão

$$h(i_o, t) = h_f(i_o, t) - [h_f(i_o, t) - h_i(i_o, t)] e^{-t/\tau_h}, \quad (2.14)$$

onde $h_i(i_o, 0) \gg h_f(i_o, 0)$, h_i e h_f são funções a serem definidas, como por exemplo (2.13) e τ_h é a constante de tempo associada à transição de h_i para h_f . Para um comportamento resistivo, a equação (2.14) pode ser simplificada para

$$h(i_o, t) = [R_f - (R_f - R_i) e^{-t/\tau_h}] i_o. \quad (2.15)$$

Outro motivo para utilização dessa técnica é a melhoria da distribuição de potência. Como já foi dito, caso as impedâncias efetivas de conexão dos inversores, Z_{eq} , sejam diferentes entre os *DERs*, a potência não será adequadamente distribuída. Além disso, a impedância da linha, Z_L , pode ser indutiva, resistiva ou mista. Como foi mostrado na Seção 2.6, a estrutura do *VFDC* é dependente do tipo de linha, o que não ocorre com o *VOC*. Uma maneira de sanar esses dois problemas é definir a função $h(i_o, t)$ de forma que a impedância efetiva total tenha o comportamento desejado. Isso pode ser alcançado utilizando valores de R_{vi} ou L_{vi} elevados de forma que $h(i_o, t)$ prevaleça sobre a queda de tensão produzida por Z_{eq} . Ou ainda, caso seja possível determinar o valor de Z_{eq} de todos os inversores conectados, é possível equalizar as impedâncias através de h .

Como já foi dito, o *VFDC* não propicia um compartilhamento adequado de correntes harmônicas entre unidades geradoras quando diferenças nas impedâncias de conexão são consideradas. Uma impedância de saída resistiva possibilita melhor distribuição dessas componentes ao custo de reduzir a tensão de saída [82]. Outra opção seria utilizar uma impedância puramente indutiva. No entanto, essa abordagem gera distorções na forma de onda da tensão, elevando o *THD*, uma vez que a reatância indutiva é dependente da frequência. Dessa forma, é comum se utilizar uma impedância variável com a frequência, que apresente comportamento mais indutivo próximo da fundamental e resistivo para os harmônicos. Esse comportamento pode ser obtido filtrando a derivada da corrente na Equação (2.13) [29], resultando em

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}(t) &= \left(\frac{di_o}{dt} - \zeta \right) \omega_{vi}, \\ h(i_o, t) &= R_{vi} i_o(t) + L_{vi} \zeta(t), \end{aligned} \quad (2.16)$$

onde ω_{vi} é a frequência de corte do filtro passa baixas cuja saída é $\zeta(t)$. Para microrredes onde a potência relacionada a cargas não lineares é elevada, alternativas mais especializadas que a Equação (2.16) podem ser preferidas. Por exemplo, pode-se calcular a queda de tensão virtual separadamente, para cada componente harmônica da corrente [35, 31]. Para tal, h é definida por

$$h(i_o, t) = \sum_{n=1,3,5,7\dots} R_{vi_n} i_{o_n}(t) + L_{vi_n} \frac{di_{o_n}}{dt}, \quad (2.17)$$

sendo que R_{vi_n} , L_{vi_n} e i_{o_n} são a resistência, indutância e a corrente de saída associadas ao harmônico n . Apesar de se mostrar efetiva, a implementação de tal técnica é a mais complexa das apresentadas até aqui, uma vez que se deve separar cada uma das correntes harmônicas, i_{o_n} . Tal separação pode ser atingida através da utilização de um filtro passa-banda para cada um dos harmônicos.

Nas equações (2.13) (2.16) e (2.17) foram empregadas as derivadas da corrente de saída do conversor. A utilização dessa derivada cria problemas de ordem prática, uma vez que o ruído presente na corrente medida será amplificado pela derivada. Dessa maneira é imperativo que se estime a derivada da corrente de outra forma. Para o caso do inversor apresentado na Seção 3.6 é possível realizar essa estimativa utilizando a tensão medida sobre o filtro de modo comum (*choke*).

Por fim, é importante ressaltar que caso o VFDC seja utilizado para determinar v_{oref} , a impedância virtual deve ser escolhida de maneira que as simplificações usadas para obter (2.6) ou (2.10) se mantenham válidas, uma vez que essa compõe a impedância efetiva. Por outro lado, como mostrado no Capítulo 3, o VOC opera normalmente sem modificações independente do tipo de rede. No entanto, o comportamento em regime permanente de um inversor operando com VOC é semelhante ao de um inversor usando VFDC [72, 43], sendo que impedâncias de conexão muito distintas entre os dispositivos podem gerar erros de compartilhamento de potência. Nesse caso, o método da impedância virtual pode ser utilizado para melhorar a distribuição de carga. Como pode ser visto na Seção 3.5, neste trabalho o método da impedância virtual foi utilizado para compensar a queda de tensão relacionada a componente resistiva do filtro do inversor.

2.8 Conclusões

Neste Capítulo foram apresentados conceitos básicos sobre microrredes com foco em sistemas de corrente alternada. Como foi dito, a microrrede é um grupo de cargas e recursos energéticos distribuídos interconectados, com limites elétricos bem delimitados, que age como uma entidade controlável única. Pode operar em modo conectado ou ilhado com relação ao sistema principal de distribuição de energia.

Além disso, a classificação dos tipos de conversores encontrados em microrredes c.a. foi descrita, assim como os requisitos e as estruturas de controle comumente empregadas nesses dispositivos. Resumidamente, os conversores podem ser divididos em *grid-forming*, *grid-feeding* ou *grid-supporting*. Alguns autores, no entanto, preferem uma classificação mais abrangente, considerando apenas duas classes de conversores, o *grid-forming* e o *grid-following*.

Uma das técnicas mais consolidadas na literatura para o controle de inversores em modo de tensão, o *VFDC*, foi descrito de maneira breve. Ele é apresentado neste trabalho pois acredita-se que os conceitos envolvidos no seu funcionamento podem facilitar o entendimento das outras metodologias apresentadas. De acordo com o que foi apresentado na Seção 2.6, o *VFDC* pode ser utilizado no controle primário de inversores operando como *grid-forming* ou *grid-supporting* em modo de tensão. No entanto, existem maneiras de se utilizar os conceitos do *VFDC* para operação em modo de corrente, nesse caso o método é apelidado de *Reverse Droop* [59, 80]. No Capítulo 3 o método *VOC* é apresentado, essa metodologia pode ser empregada no controle primário de conversores *grid-forming*. No entanto, para a aplicação do *VOC* em conversores *grid-supporting* algumas modificações são necessárias. Por outro lado, o método *cVOC*, apresentado no Capítulo 4, pode ser aplicado a conversores *grid-feeding* ou *grid-supporting* em modo de corrente, que também podem ser denominados *grid-following*.

Por fim, o método da impedância de saída virtual foi detalhado. Essa estratégia é comumente empregada para mitigar alguns problemas encontrados no *VFDC*. No entanto, o *VOC* também pode ser beneficiado pelo uso desta técnica, permitindo um ajuste mais adequado no compartilhamento de potência quando as impedâncias de conexão são muito diferentes. Neste trabalho será explorada apenas a compensação da queda de tensão do filtro do inversor, como será detalhado no próximo capítulo.

Virtual Oscillator Control (VOC)

3.1 Visão Geral do VOC

O *Virtual Oscillator Control* (VOC) representa uma opção para o controle primário de inversores controlados em modo de tensão, sendo uma alternativa ao VFDC. Como visto na Seção 2.6, o VFDC pode ser representado pela geração de um sinal de tensão de amplitude e frequência variáveis associadas às potências ativa e reativa medidas, isto é:

$$v_{oref}(t) = f_{VFDC}(P_{med}(t), Q_{med}(t)). \quad (3.1)$$

Por outro lado o método VOC, como será mostrado, utiliza a corrente fornecida pelo conversor para determinar a tensão de saída. Pela análise da expressão (3.1) e da Figura 2.4, percebe-se que para a implementação do VFDC é necessário realizar a medição de corrente e tensão. No entanto, o VOC emprega diretamente a corrente para determinar a tensão de referência do inversor, v_{oref} . A tensão nos terminais do inversor, no entanto, é necessária no processo de pré-sincronização (Seção 3.4). Além disso, o VOC elimina a necessidade do cálculo de P_{med} e Q_{med} no nível primário, o que pode ser uma vantagem do ponto de vista de custo computacional. O fato de não se utilizar grandezas médias permite que a resposta dinâmica à mudança de carga seja mais rápida no VOC, se comparado ao VFDC[43]. Por outro lado, os parâmetros V^0 e ω^0 do VFDC podem ser usados como variáveis manipuladas pelo controle secundário. No VOC esse ajuste não é tão direto, no entanto existem trabalhos que discutem esse problema [3, 7].

O conceito do método VOC é emular a dinâmica de um oscilador por meio de um inversor de potência. No caso de cooperação para alimentar a mesma carga, este oscilador deve ter a propriedade de sincronizar naturalmente com um número desconhecido, mas finito, de vários outros osciladores, ou seja, por construção as tensões de saída de todos os osciladores convergem para o mesmo padrão quase senoidal oscila-

tório, com baixa distorção harmônica, como resultado natural de estarem conectados na mesma microrrede [77], como mostrado na Figura 3.1.

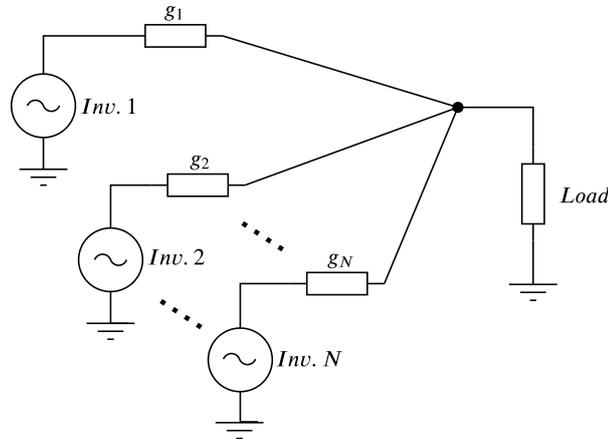


Figura 3.1: Microrrede isolada com N inversores controlados pela técnica VOC.

Um possível sistema oscilatório capaz de apresentar esta propriedade está mostrado na Figura 3.2, composto por um filtro RLC e uma fonte de corrente controlada por uma função não linear, ϕ , da tensão. As equações dinâmicas deste circuito são integradas por um método numérico apropriado, implementado em *DSP (Digital Signal Processor)*, que gera a referência de tensão, $v_{oref} = v_{osc}$. Sendo assim, os componentes da Figura 3.2 são virtuais, razão pela qual este método foi denominado *Virtual Oscillator Control*.

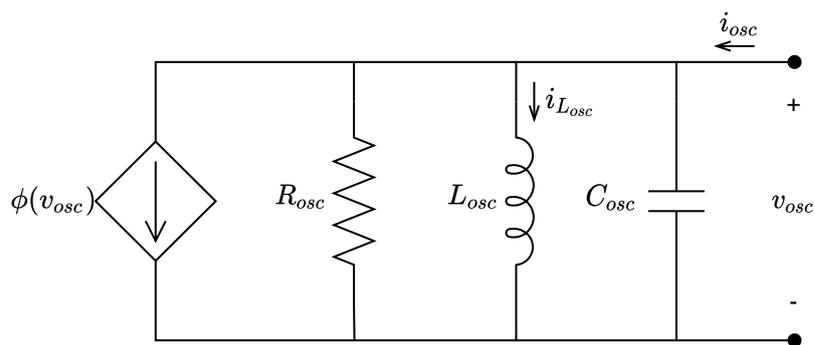


Figura 3.2: Circuito representativo do oscilador.

Analisando o circuito da Figura 3.2, e aplicando as leis de *Kirchhoff* é possível escrever

$$\begin{aligned} L_{osc} \frac{di_{L_{osc}}}{dt} &= v_{osc} , \\ C_{osc} \frac{dv_{osc}}{dt} &= -\frac{v_{osc}}{R_{osc}} - i_{L_{osc}} + i_{osc} - \phi(v_{osc}). \end{aligned}$$

Dessa forma o modelo do oscilador pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \dot{\vec{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{osc} \\ -1/C_{osc} & -1/(R_{osc}C_{osc}) \end{bmatrix} \vec{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/C_{osc} \end{bmatrix} u \\ y &= [0 \ 1] \vec{x}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde $\vec{x} = [i_{L_{osc}} \ v_{osc}]^T$, $u = i_{osc} - \phi(v_{osc})$, sendo que i_{osc} é definida como a corrente que flui para o inversor. A fonte de corrente controlada na Figura 3.2 se comporta como um resistor não linear, com valores de resistência não positivos, linear por partes, injetando corrente no sistema em função da tensão em seus terminais. Para que a amplitude das oscilações seja limitada, a função ϕ também deve ser. Sendo assim, utiliza-se a seguinte definição

$$\phi(v_{osc}) = \begin{cases} -\alpha v_{osc}, & \text{para } |v_{osc}| < \lambda, \\ -\alpha \lambda, & \text{para } v_{osc} \geq \lambda, \\ \alpha \lambda, & \text{para } v_{osc} \leq -\lambda, \end{cases} \quad (3.3)$$

onde $\alpha > 0$ corresponde à inclinação da curva estática em torno de zero e $\lambda > 0$ é o limite de saturação. A função definida em (3.3) é linear por partes e pode ser representada graficamente como mostrado na Figura 3.3,

Considere agora que N inversores controlados utilizando essa técnica, com parâmetros idênticos, sejam conectados em paralelo como mostrado na Figura 3.1. Caso certas condições sejam atendidas (Seção 3.2), foi provado que esses inversores entrarão em sincronismo naturalmente, de forma que cada dispositivo assumirá uma parcela $1/N$ da carga conectada a esses conversores [77].

Apesar das impedâncias de conexão g_1, g_2, \dots, g_N terem sido consideradas idênticas no desenvolvimento da prova de sincronização [77], a característica resistiva ou indutiva, não precisa ser conhecida “a priori”, ao contrário do que ocorre no VFDC. Em Johnson et al. [42], a restrição com relação à igualdade das impedâncias de conexão

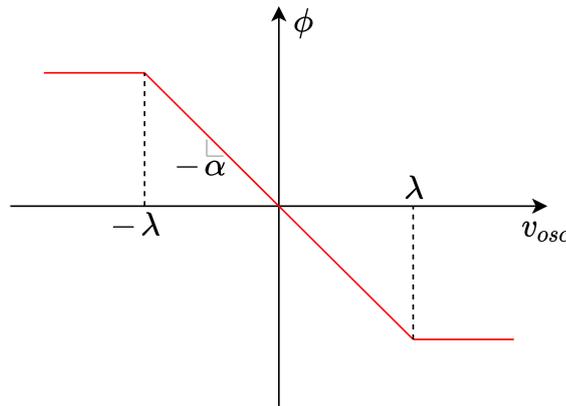


Figura 3.3: Função não linear de realimentação do oscilador virtual.

é contornada. Além disso, nesse trabalho, é proposto que a impedância do filtro do inversor seja utilizada para distribuição de carga de acordo com a potência nominal de cada *DER*. Esta abordagem implica estabelecer uma impedância base para o filtro que é escalonada de acordo com a potência de cada inversor. Tal estratégia, no entanto, pode gerar dificuldades práticas, visto que inversores produzidos por fabricantes distintos deveriam utilizar a mesma impedância base.

Na Seção 3.3 é apresentada uma nova metodologia para escolha adequada de todos os parâmetros necessários à aplicação do VOC. Essa técnica dispensa o conhecimento da impedância de conexão para a definição destes parâmetros. Além disso, como apresentado na Seção 3.6.2, acredita-se que inversores que utilizem a técnica VOC, seguindo as orientações deste trabalho, consigam operar em conjunto, mesmo com potências nominais distintas, sem nenhuma modificação, ou necessidade específica no projeto do *hardware*, como por exemplo a imposição feita em Johnson et al. [42] sobre a impedância do filtro.

3.2 Condição de Sincronização do VOC

A prova da sincronização apresentada em Tôres et al. [77] é baseada na teoria de passividade discutida no Capítulo 6 de Khalil [47]. Abordam-se inicialmente os aspectos de passividade de sistemas sem memória. Para tal, considere o sistema descrito por

$$\vec{y} = h(t, \vec{u}), \quad (3.4)$$

onde $h : R_+ \times R^p \rightarrow R^p$, ou seja, o modelo possui p entradas e p saídas. A Equação (3.4) é genérica o suficiente para comportar sistemas não lineares e variantes no tempo. Um exemplo de sistema sem memória que pode ser descrito por (3.4) é o resistor mostrado na Figura 3.4 (a). Neste caso, y é a corrente gerada quando se aplica nos terminais do resistor a tensão u , pela lei de Ohm $y = u/R$. Por outro lado, a potência absorvida pelo resistor é dada por $uy = u^2/R$. Sendo assim $P = uy \geq 0 \forall u$, uma vez que $R > 0$, o que caracterizaria a passividade deste componente. No caso em que $p = 1$ (uma entrada e uma saída) é possível mostrar graficamente que h deve estar definida apenas no primeiro e terceiro quadrante da Figura 3.4 (b) para que o sistema seja passivo.

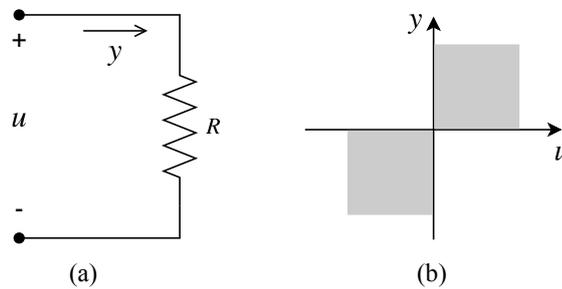


Figura 3.4: (a) Resistor, exemplo de sistema passivo sem memória; (b) h deve pertencer ao primeiro e terceiro quadrante de u y para que o sistema seja passivo.

Seguindo essa ideia, é apresentada a definição 3.1. Para maiores detalhes consultar [47] de onde esta foi retirada.

Definição 3.1 O sistema representado por (3.4) é:

- passivo se $\vec{u}^T \vec{y} \geq 0$ ¹.
- sem perdas se $\vec{u}^T \vec{y} = 0$.
- feedforward passivo pela entrada se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \vec{u}^T \varphi(\vec{u})$ para alguma função φ .
- estritamente passivo pela entrada se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \vec{u}^T \varphi(\vec{u})$ e $\vec{u}^T \varphi(\vec{u}) > 0, \forall u \neq 0$.
- feedback passivo pela saída se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \vec{y}^T \rho(\vec{y})$ para alguma função ρ .
- estritamente passivo pela saída se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \vec{y}^T \rho(\vec{y})$ e $\vec{y}^T \rho(\vec{y}) > 0, \forall y \neq 0$.

Em todos os casos a relação deve ser válida para todo (t, \vec{u}) .

Além disso, caso (3.4) seja escalar e $\gamma u^2 \leq uh(t, u) \leq \lambda u^2$, onde $\lambda \geq \gamma$, a função $h(t, u)$ pertence à região delimitada pelas retas $y = \gamma u$ e $y = \lambda u$. De maneira resu-

¹O sobrescrito T representa o operador de transposição matricial.

mida se diz que h pertence ao setor $[\gamma, \lambda]$. Por outro lado, se for possível atender a $\gamma u^2 < uh(t, u) < \lambda u^2$, se diz que h pertence ao setor (γ, λ) . Como exemplo, o setor representado na Figura 3.4 (b) pode ser descrito por $[0, \infty)$.

Considere agora o sistema dinâmico dado por

$$\begin{aligned}\dot{\vec{x}} &= f(\vec{x}, \vec{u}) \\ \vec{y} &= h(\vec{x}, \vec{u}),\end{aligned}\tag{3.5}$$

onde $f : R^n \times R^p \rightarrow R^n$ é uma função localmente Lipschitz², $h : R^n \times R^p \rightarrow R^p$ é contínua, $f(0,0) = 0$ e $h(0,0) = 0$. Dessa forma o sistema possui p entradas e p saídas. Pode-se tomar como exemplo o modelo descrito em (3.2), que representa a rede RLC da Figura 3.2. Como é sabido, o indutor e o capacitor são elementos armazenadores de energia. Um sistema do tipo (3.5) é dito passivo se a energia absorvida em um período qualquer $[0, t]$ é maior ou igual ao incremento na energia armazenada no mesmo intervalo. Seja $\Lambda(x)$ a função escalar de armazenamento, a condição de passividade pode ser expressa por

$$\int_0^t u(\tau)y(\tau)d\tau \geq \Lambda(x(t)) - \Lambda(x(0)).\tag{3.6}$$

No caso do circuito RLC, a diferença entre o primeiro e segundo termo de (3.6) é justamente a energia dissipada pelo resistor. Como (3.6) deve ser válida para todo $t \geq 0$ a inequação de potência instantânea

$$u(t)y(t) \geq \dot{\Lambda}(x(t), u(t)),\tag{3.7}$$

deve ser válida para todo t . Considerando o que foi dito até aqui apresenta-se a definição 3.2 retirada de [47].

Definição 3.2 O sistema (3.5) é dito passivo caso exista uma função semi-definida positiva continuamente diferenciável, $\Lambda(x)$ (chamada de função de armazenamento) tal que

$$\vec{u}^T \vec{y} \geq \dot{\Lambda} = \frac{\partial \Lambda}{\partial \vec{x}} f(\vec{x}, \vec{u}).$$

Além disso, o sistema é

² $|f(x) - f(u)| \leq c|x - u| \forall x, u.$

- sem perdas se $\vec{u}^T \vec{y} = \dot{\Lambda}$.
- feedforward passivo pela entrada se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \dot{\Lambda} + \vec{u}^T \varphi(\vec{u})$ para alguma função φ .
- estritamente passivo pela entrada se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \dot{\Lambda} + \vec{u}^T \varphi(\vec{u})$ e $\vec{u}^T \varphi(\vec{u}) > 0, \forall u \neq 0$.
- feedback passivo pela saída se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \dot{\Lambda} + \vec{y}^T \rho(\vec{y})$ para alguma função ρ .
- estritamente passivo pela saída se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \dot{\Lambda} + \vec{y}^T \rho(\vec{y})$ e $\vec{y}^T \rho(\vec{y}) > 0, \forall y \neq 0$.
- estritamente passivo se $\vec{u}^T \vec{y} \geq \dot{\Lambda} + \psi(\vec{x})$ para alguma função definida positiva ψ .

Em todos os casos a relação deve ser válida para todo $(\vec{x}, \vec{u}) \in R^n \times R^p$.

Considerando novamente o modelo (3.2) é possível definir a função de armazenamento de energia como

$$\Lambda = \frac{L_{osc} i_{L_{osc}}^2}{2} + \frac{C_{osc} v_{osc}^2}{2} = \frac{L_{osc} x_1^2}{2} + \frac{C_{osc} x_2^2}{2}.$$

A derivada desta última equação pode ser escrita como

$$\dot{\Lambda} = \frac{\partial \Lambda}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \Lambda}{\partial x_2} \dot{x}_2 = L_{osc} x_1 \dot{x}_1 + C_{osc} x_2 \dot{x}_2.$$

Substituindo $\dot{\vec{x}}$ na equação anterior chega-se a $\dot{\Lambda} = ux_2 - x_2^2/R_{osc}$, reconhecendo que $x_2 = y$ e rearranjando os termos é possível escrever

$$yu = \dot{\Lambda} + y\rho(y), \quad (3.8)$$

onde $\rho(y) = y/R_{osc}$, logo $y\rho(y) > 0 \forall y \neq 0$. Recorrendo à definição 3.2 pode-se concluir que o modelo representado pela Equação (3.2) é estritamente passivo pela saída (*Output Strictly Passive - OSP*).

A Figura 3.5 apresenta o diagrama de blocos do oscilador com sua parte linear (*Linear Time Invariant- LTI*), *OSP* como mostrado anteriormente, e o bloco de realimentação com a função não linear $\phi(v_{osc})$.

Apesar de o filtro *RLC* ser passivo, o oscilador não linear não deve sê-lo, pois caso seja suas oscilações podem se cessar. A análise dessa condição pode ser realizada

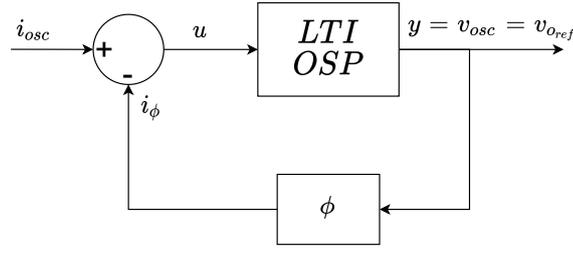


Figura 3.5: Representação gráfica do modelo (3.2).

substituindo na Equação (3.8) $u = i_{osc} - \phi(y)$, sendo que a entrada do sistema agora é $\tilde{u} = i_{osc}$

$$y \tilde{u} = \dot{\Lambda} + \frac{y^2}{R_{osc}} + y\phi(y), \quad (3.9)$$

no entanto $\phi(y) \in [-\alpha, 0]$, considerando a discussão prévia sobre setores, (3.9) pode ser reescrita como

$$y \tilde{u} \geq \dot{\Lambda} + y^2 \left(\frac{1}{R_{osc}} - \alpha \right). \quad (3.10)$$

Dessa forma o sistema será estritamente passivo pela saída, de acordo com a definição 3.2, caso seja atendida a desigualdade

$$\alpha < \frac{1}{R_{osc}} := \alpha_p. \quad (3.11)$$

Além disso, fazendo $\tilde{u}(t) = 0$ e $y(t) = 0$ em (3.2) obtêm-se $x_2(t) = 0 \Rightarrow \dot{x}_1(t) = 0$ e $x_2(t) = 0 \Rightarrow \dot{x}_2(t) = 0$, por fim $x_2(t) = 0 \wedge \dot{x}_2(t) = 0 \Rightarrow x_1(t) = 0$. Dessa forma, segundo a Definição 6.5 de [47] o sistema é observável de estado nulo, além disso pelo Lema 6.7, também de [47], se (3.11) for respeitada, o sistema da Figura 3.5 com $i_{osc} = 0$ é globalmente assintoticamente estável. Lembrando que esta é uma condição indesejável para o sistema, uma vez que se gostaria que $v_{osc}(t)$ fosse uma senoide.

Segue da análise anterior que o oscilador **não** pode ser passivo, no entanto ele pode ser incrementalmente passivo.

Definição 3.3 O sistema definido por (3.5) submetido a condições iniciais e entradas distintas, \vec{x}_0^1, \vec{x}_0^2 e $\vec{u}^1(t), \vec{u}^2(t)$, com saídas associadas $\vec{y}^1(t), \vec{y}^2(t)$, é dito incrementalmente passivo caso exista uma função semi-definida positiva continuamente diferenciável, $\Lambda_\Delta(\Delta x)$ (chamada de função de armazenamento incremental) tal que

$$\Delta \vec{u}^T \Delta \vec{y} \geq \dot{\Lambda}_\Delta = \frac{\partial \Lambda_\Delta}{\partial \Delta \vec{x}} f(\Delta \vec{x}, \Delta \vec{u}),$$

onde $\Delta \vec{x} = \vec{x}^1(t) - \vec{x}^2(t)$, $\Delta \vec{u} = \vec{u}^1(t) - \vec{u}^2(t)$ e $\Delta \vec{y} = \vec{y}^1(t) - \vec{y}^2(t)$. Além disso o sistema é

- incrementalmente estritamente passivo pela entrada se

$$\Delta \vec{u}^T \Delta \vec{y} \geq \dot{\Lambda}_\Delta + \mu |\Delta \vec{u}|^2 \quad \forall \mu > 0$$

- incrementalmente estritamente passivo pela saída se

$$\Delta \vec{u}^T \Delta \vec{y} \geq \dot{\Lambda}_\Delta + \gamma |\Delta \vec{y}|^2 \quad \forall \gamma > 0$$

Em todos os casos a relação deve ser válida para todo $(\vec{x}_0^1, \vec{u}^1(t)) \wedge (\vec{x}_0^2, \vec{u}^2(t)) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^p$

Para sistemas lineares do tipo

$$\dot{\vec{x}} = A\vec{x} + B\vec{u}$$

$$\vec{y} = C\vec{x} + D\vec{u},$$

a definição de passividade incremental é equivalente a de passividade, uma vez que as equações da definição 3.3 podem ser obtidas pela substituição de variáveis $\vec{x} \sim \Delta \vec{x}$, $\vec{u} \sim \Delta \vec{u}$ e $\vec{y} \sim \Delta \vec{y}$. Isso mostra que qualquer desigualdade de dissipação que é válida para algum sistema LTI terá sua versão incremental após a mudança de variáveis apresentada, inclusive a função de armazenamento incremental pode ser obtida pela substituição $\vec{x} \sim \Delta \vec{x}$ [76].

Considere agora que a rede mostrada na Figura 3.1 possa ser modelada por resistores, indutores e capacitores, dessa forma um sistema passivo que pode ser representado por

$$\begin{aligned} \dot{\vec{x}}_n &= A_n \vec{x}_n + B_n \vec{u}_n \\ \vec{y}_n &= C_n \vec{x}_n + D_n \vec{u}_n, \end{aligned} \tag{3.12}$$

onde o subscrito n se refere a *network*, $\vec{u}_n \in \mathbb{R}^N$ é o vetor das N tensões nas portas da rede e $\vec{y}_n \in \mathbb{R}^N$ é o vetor das N correntes fluindo para a rede como resultado da aplicação

da tensão \vec{u}_n . De maneira mais restritiva é assumido que esse sistema é *Input Strictly Passive (ISP)*, da definição 3.2

$$\vec{u}_n^T \vec{y}_n \geq \dot{\Lambda}_n + \eta \vec{u}_n^T \vec{u}_n, \quad (3.13)$$

onde η é a característica de passividade da rede. Segue da discussão prévia e da hipótese que a rede pode ser representada por um sistema *LTI*, reorganizando os termos da equação anterior, têm-se que

$$\dot{\Lambda}_n \leq \Delta \vec{u}_n^T \Delta \vec{y}_n - \eta \Delta \vec{u}_n^T \Delta \vec{u}_n. \quad (3.14)$$

Por outro lado, retomando a Equação (3.9) considerando agora N osciladores e que a função ϕ possa ser decomposta como $\phi(\vec{y}) = \vec{u}_\psi - \alpha \vec{y}$, obtêm-se

$$\dot{\Lambda}_{osc} = (\alpha - \alpha_p) |\vec{y}_{osc}|^2 + \vec{y}_{osc}^T (\vec{u}_{osc} - \vec{u}_\psi), \quad (3.15)$$

onde \vec{u}_{osc} e \vec{y}_{osc} são respectivamente as N entradas e N saídas dos osciladores e $\vec{u}_\psi := [\psi(y_1), \psi(y_2), \dots, \psi(y_N)]^T$, sendo que $\psi(y) := \phi(y) + \alpha y$. O comportamento de $\psi(y)$ é apresentado na Figura 3.6.

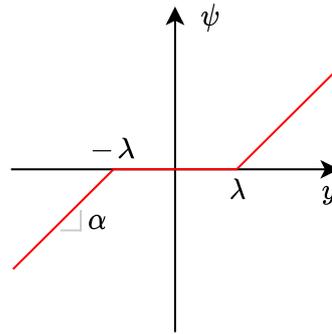


Figura 3.6: Função ψ , conhecida como função zona morta.

Semelhante ao que foi feito para obter (3.14) é possível escrever

$$\dot{\Lambda}_{osc} = (\alpha - \alpha_p) |\Delta \vec{y}_{osc}|^2 + \Delta \vec{y}_{osc}^T \Delta \vec{u}_{osc} - \Delta \vec{y}_{osc}^T \Delta \vec{u}_\psi. \quad (3.16)$$

O termo $\Delta \vec{y}_{osc}^T \Delta \vec{u}_\psi$ da equação anterior é semi-definido positivo uma vez que a função $\psi(y)$ é não decrescente, dessa forma $[y_k^1 - y_k^2][\psi(y_k^1) - \psi(y_k^2)] \geq 0$. A Equação (3.16) pode então ser reescrita como

$$\dot{\Lambda}_{osc} \leq (\alpha - \alpha_p)|\Delta\vec{y}_{osc}|^2 + \Delta\vec{y}_{osc}^T \Delta\vec{u}_{osc}. \quad (3.17)$$

Para se obter uma inequação da dissipação do sistema completo, rede e osciladores, soma-se a Equação (3.14) com (3.17), cujo resultado é

$$\dot{\Lambda}_c := \dot{\Lambda}_n + \dot{\Lambda}_{osc} \leq \Delta\vec{u}_n^T \Delta\vec{y}_n - \eta \Delta\vec{u}_n^T \Delta\vec{u}_n + (\alpha - \alpha_p)|\Delta\vec{y}_{osc}|^2 + \Delta\vec{y}_{osc}^T \Delta\vec{u}_{osc}. \quad (3.18)$$

No entanto as saídas de tensão dos osciladores são as entradas da rede, ou seja $\vec{u}_n = \vec{y}_{osc}$, além disso tomando $\vec{y}_n = -\vec{u}_{osc}$, ou seja a corrente de entrada do oscilador é a mesma que flui para a rede com sinal contrário. Fazendo as substituições em (3.18) e as devidas simplificações, é obtida a inequação do sistema completo

$$\dot{\Lambda}_c \leq (-\eta + \alpha - \alpha_p)|\Delta\vec{y}_{osc}|^2. \quad (3.19)$$

Sendo assim se $(-\eta + \alpha - \alpha_p) < 0$ a derivada da função definida positiva $\Lambda_c = \Lambda_n + \Lambda_{osc}$ será negativa **semi-definida**. Além disso quando $|\Delta\vec{y}_{osc}| > 0 \rightarrow \dot{\Lambda}_c < 0$, que por sua vez corrobora para que se conclua que $|\Delta\vec{y}_{osc}|$ tende a zero [76]. Tal resultado pode ser apresentado como:

Teorema 3.4 *Considere a rede com realização mínima (3.12) que satisfaça a condição (3.14) e um número arbitrário N de inversores baseados em VOC, conectados a esta rede, com α satisfazendo*

$$\alpha < \eta + \alpha_p. \quad (3.20)$$

Então as unidades irão se sincronizar assintoticamente de forma a repartir igualmente a potência entre as unidades.

A prova formal do Teorema 3.4 é apresentada em Tôres et al. [77]. É importante frisar que a condição (3.20) é suficiente, mas aparentemente não é necessária. Em outras palavras, mesmo que o sistema viole essa condição, ele ainda pode atingir a sincronização em alguns casos. Além disso, o valor de α é limitado inferiormente devido à condição de estabilidade expressa por (3.11) com $i_{osc} = 0$. Na prática, como

será mostrado na Seção 3.3, para o caso em que a potência ativa fornecida pelo inversor é maior do que zero a relação

$$\alpha \geq \alpha_p^* > \alpha_p \quad (3.21)$$

deve ser respeitada, onde α_p^* representa uma margem de segurança para oscilações sustentadas quando $i_{osc} \neq 0$.

3.3 Método para Escolha dos Parâmetros do VOC

Em Johnson et al. [43], é utilizado o modelo médio dos osciladores para obter parâmetros para um oscilador do tipo *Van der Pol* com função cúbica, considerando uma condição de operação quase estacionária. O uso da não linearidade cúbica tem algumas desvantagens, como a geração de terceiro harmônico, como mostrado na Seção 3.6.1. Conforme relatado naquele trabalho, foi necessária uma adaptação para eliminar um *loop* algébrico resultante do uso de integração aproximada por meio da regra trapezoidal, aplicada para discretizar as equações diferenciais não lineares. Além disso, o procedimento descrito não é intuitivo. Para superar essas desvantagens, uma nova abordagem para o projeto de controle de inversores em modo de tensão, usando VOC, é apresentada nesta seção. Conforme descrito na Seção 3.1, um oscilador com não linearidade de saturação será usado. Os parâmetros são selecionados para reduzir a geração de harmônicos. Como a saturação é uma função linear por partes, é possível aplicar a discretização exata dos sistemas lineares invariantes no tempo na implementação numérica.

Como pode ser visto nas seções 3.1 e 3.2 é necessário definir alguns parâmetros para aplicação do método VOC, são eles: R_{osc} , L_{osc} , C_{osc} , α e λ . Será mostrado que os parâmetros L_{osc} e C_{osc} estão associados à frequência de v_{osc} , enquanto a amplitude é determinada pelo conjunto R_{osc} , α e λ . Além disso, sabe-se da Seção 3.2 que α deve ser escolhido de maneira a garantir tanto as oscilações quanto a sincronização dos inversores. A partir de (3.2) é possível inferir que a corrente i_{osc} também influencia na amplitude das oscilações. No entanto, no caso em que $|i_{osc}| \ll |\phi(y)|$, a corrente de saída terá pouco impacto na regulação de tensão. No entanto, quanto mais insensível à corrente de carga, mais lento se tornará o processo de sincronização.

Inicialmente aplica-se o método da função descritiva sobre o oscilador da Figura 3.2. Para um sistema linear realimentado por uma função não linear, Figura 3.5 com $i_{osc} = 0$, existe provavelmente uma solução periódica com frequência e amplitude próxima de ω e a , caso seja possível resolver a equação

$$G(j\omega)\Phi(a) + 1 = 0, \quad (3.22)$$

onde $G(j\omega)$ é a resposta em frequência do sistema (3.2) e $\Phi(a)$ é a função descritiva obtida da função não linear ϕ ([47] Seção 7.2). A expressão (3.22) é também conhecida como equação de balanço harmônico. Para funções não lineares sem memória, não variantes no tempo e ímpares, a função $\Phi(a)$ é real e pode ser calculada por

$$\Phi(a) = \frac{2}{\pi a} \int_0^\pi \phi(a \sin \theta) \sin \theta d\theta. \quad (3.23)$$

Para o problema em questão, a realimentação ϕ corresponde à função saturação, Figura 3.3 onde $\alpha > 0$, cuja solução da integral acima é dada por

$$\Phi(a) = \begin{cases} -\alpha, & \text{para } 0 \leq a \leq \lambda, \\ -\frac{2\alpha}{\pi} \left[\arcsin(\kappa) + \kappa \sqrt{1 - \kappa^2} \right], & \text{para } a > \lambda, \end{cases} \quad (3.24)$$

onde $\kappa = \lambda/a$. Dessa forma é possível concluir que

$$-\alpha \leq \Phi(a) < 0. \quad (3.25)$$

A Figura 3.7 ilustra o comportamento da função Φ pela variação da amplitude a . Como $\Phi(a)$ é real, resolver a Equação (3.22) é equivalente a solucionar o sistema de equações

$$1 + \Phi(a)\Re\{G(j\omega)\} = 0, \quad (3.26)$$

$$\Im\{G(j\omega)\} = 0. \quad (3.27)$$

Para tal, considere a função de transferência do sistema (3.2)

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{s}{s^2 + s \frac{1}{R_{osc}C_{osc}} + \frac{1}{L_{osc}C_{osc}}}. \quad (3.28)$$

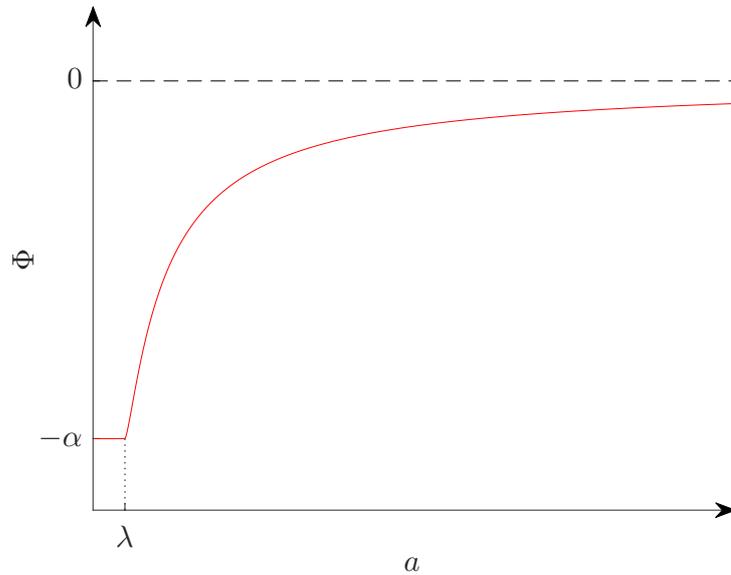


Figura 3.7: Função descritiva para a saturação ϕ .

Por sua vez a resposta em frequência pode ser obtida fazendo $s = j\omega$. Após algumas manipulações, é possível escrever

$$G(j\omega) = \frac{\omega^2 L_{osc}^2 / R_{osc} + jL_{osc}\omega(1 - L_{osc}C_{osc}\omega^2)}{\omega^2 L_{osc}^2 / R_{osc}^2 + (1 - L_{osc}C_{osc}\omega^2)^2}. \quad (3.29)$$

Resolvendo (3.27) para ω é obtido que a oscilação do sistema, caso exista, deve possuir frequência aproximada de

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_{osc}C_{osc}}}. \quad (3.30)$$

Esse resultado já era esperado, uma vez que essa é a frequência central do filtro passa banda RLC dado pela Figura 3.2. Resolvendo agora a Equação (3.26) para o valor de ω encontrado se obtêm

$$\Phi(a) = -1/R_{osc}. \quad (3.31)$$

Além disso de (3.25) sabe-se que $\Phi(a)$ é limitada, como $R_{osc} > 0$, utilizando o valor de $\Phi(a)$ anterior é possível escrever

$$\alpha \geq \frac{1}{R_{osc}}. \quad (3.32)$$

Portanto, se a Equação (3.32) for atendida, de acordo com o método da função descritiva, o sistema representado pela Equação (3.2), com *feedback* ϕ e com $i_{osc} = 0$ (desconectado

da rede elétrica), tem um ciclo-limite com amplitude a e frequência ω .

Apesar de o método da função descritiva ser baseado em aproximações, e não gerar resultados completamente irrefutáveis [47], a condição expressa em (3.32) é condizente com o obtido em (3.11). Além disso, o método é útil para determinar uma relação aproximada entre os parâmetros R_{osc} , α , λ e a amplitude de estado estacionário a . Por outro lado, também fornece uma relação aproximada entre a frequência de estado estacionário ω e os parâmetros L_{osc} e C_{osc} .

Na análise anterior, contudo, foi considerado que $i_{osc} = 0$. Essa condição não é realista, visto que o principal objetivo do DER é fornecer ou trocar energia com o sistema a ele conectado. Para contornar parcialmente essa questão, é possível imaginar que uma carga conectada ao oscilador na verdade faça parte dele, modificando os valores das impedâncias internas. No caso especial em que a carga é uma resistência, R_L , é fácil concluir que a resistência equivalente, R_{osc}^* , do novo oscilador será dada pelo paralelo entre R_{osc} e R_L . Como é sabido da análise de circuitos elétricos, independentemente do valor de R_L , o novo valor da resistência do oscilador será menor do que o valor original. Logo, a carga vista pelo DER quando conectado à rede tem impacto direto na condição de oscilação (3.32). Para um dado valor de α é possível que o sistema se torne assintoticamente estável quando conectado a uma carga com valor de resistência suficientemente pequeno, como apontado pela Equação (3.11). Essa condição será associada à saída de potência ativa máxima permitida, ou potência nominal. Além disso, como já discutido, R_{osc} tem um impacto na amplitude de estado estacionário, a , e R_{osc}^* será usado para definir a amplitude mínima de oscilação. Da mesma forma, olhando para a Equação (3.30), as cargas indutivas e capacitivas impactarão diretamente a frequência de oscilação do sistema.

Para formalizar a discussão anterior, considere que os N inversores controlados pela técnica VOC mostrada na Figura 3.1 estejam sincronizados. Usando o fato de que esses osciladores são incrementalmente passivos, pode-se inferir que, em regime permanente, todos os estados entre os osciladores são iguais. Nesta condição, a microrrede pode ser representada como mostrado na Figura 3.8, onde Z_{eq} é a impedância equivalente entre o oscilador e a carga. Por sua vez, a Figura 3.9 apresenta o circuito para um único inversor que é matematicamente equivalente ao da Figura 3.8. Desprezando os harmônicos que possam ser gerados pela carga ou por ϕ e considerando que o

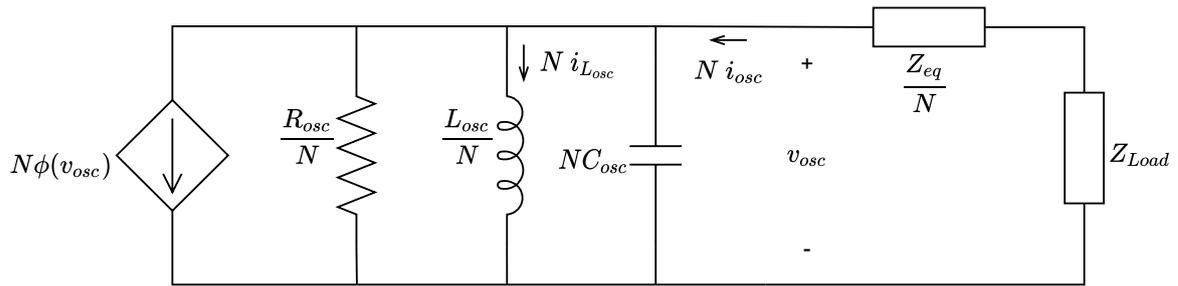


Figura 3.8: Representação esquemática da Microrrede após sincronização.

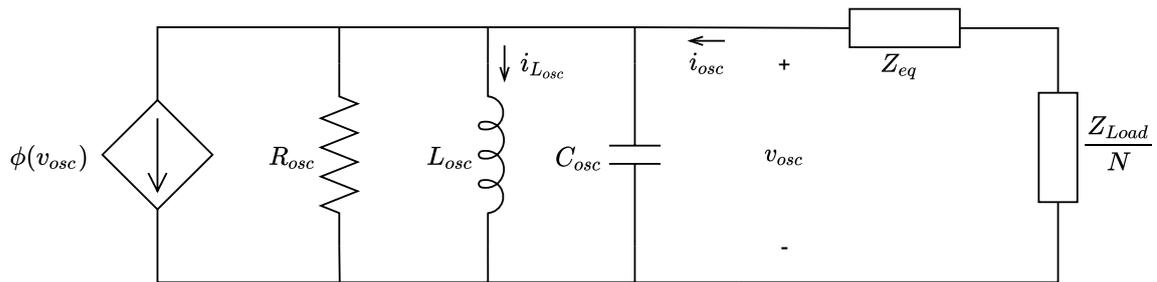


Figura 3.9: Condição de operação do DER após sincronização.

sistema opera em regime permanente, ou seja que a análise fasorial possa ser aplicada, é possível decompor $Z_T = Z_{eq} + Z_{Load}/N$ em um circuito RL ou RC paralelo de forma que I_{osc} se mantenha inalterado. Nesse caso, $Z_T = R_T // jX_T$ ³, portanto $R_T = -V_{osc}/\Re\{I_{osc}\}$ e $X_T = -V_{osc}/\Im\{I_{osc}\}$. Além disso, a potência absorvida pela rede é dada por $S = -V_{osc}I_{osc}^*$ e $S = -V_{osc}\Re\{I_{osc}\} + jV_{osc}\Im\{I_{osc}\} = P + jQ$. Portanto, é possível determinar os valores de R_T e X_T como

$$R_T = V_{osc}^2/P, \quad (3.33)$$

$$X_T = -V_{osc}^2/Q.$$

Dessa forma, é possível associar R_T , L_T e C_T aos componentes virtuais R_{osc} , C_{osc} e L_{osc} , o que resulta em um novo oscilador sem entradas, esse circuito é ilustrado na Figura 3.10.

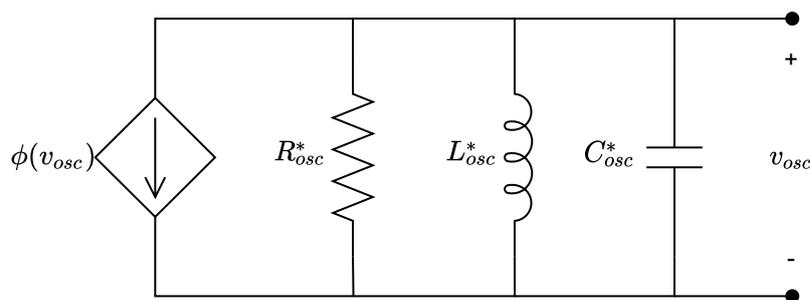


Figura 3.10: Novo oscilador sem entradas considerando a condição de operação do inversor.

³O símbolo // representa o operador paralelo.

Considerando o que foi apresentado até agora, é possível descrever um algoritmo para a escolha dos parâmetros do VOC. Os dados de entrada são os valores de tensão mínimo e máximo (V_{\min} e V_{\max}), frequência nominal e desvio máximo de frequência permitido (f_n e Δf [Hz]) e potência nominal do inversor (P_n [W] e Q_n [var]).

Primeiro, α será definido, o limite inferior para esse parâmetro é dado pela Equação (3.32), mas para o novo oscilador equivalente deve-se usar $R_{osc}^* = R_{osc}/R_T$ e $\alpha_p^* = 1/R_{osc}^*$. Quando o inversor fornece potência nominal, a tensão do oscilador será mínima. Da Equação (3.33), $R_T = V_{\min}^2/P_n$. Considerando a condição de sincronização expressa na Equação (3.20), tem-se que

$$\frac{1}{R_{osc}} + \frac{P_n}{V_{\min}^2} \leq \alpha < \eta + \frac{1}{R_{osc}}. \quad (3.34)$$

Por simplicidade, α é escolhido como

$$\alpha = \frac{1}{R_{osc}} + \frac{P_n}{V_{\min}^2} = \alpha_p^*. \quad (3.35)$$

Esta é uma boa escolha porque não há necessidade de lidar com a estrutura ou impedância da rede para o cálculo de η . É verdade que isso não garante a sincronização, pelo menos não sem conhecer a característica de passividade η da rede. Dessa forma, essa decisão representa um meio-termo entre um procedimento de projeto simplificado, que é um dos objetivos deste trabalho, e o cálculo de uma propriedade que depende do conhecimento exato dos parâmetros da microrrede, mas que garantiria a satisfação da condição suficiente, e portanto forte, (3.20) para sincronização de inversores. Mais informações sobre os critérios de sincronização e cálculo de η são encontradas em Tôres et al. [77].

Usando novamente a condição de tensão mínima junto com a Equação (3.24) e a Equação (3.31), para o valor de $\Phi(V_{\min} \sqrt{2})$ ser igual a $-1/R_{osc}^*$, λ deve ser maior ou igual a $V_{\min} \sqrt{2}$ na Equação (3.24). A condição de tensão máxima acontecerá quando a corrente de saída é zero e $\Phi(V_{\max} \sqrt{2})$ deve ser igual a $1/R_{osc}$. Olhando para a segunda linha da Equação (3.24), nota-se que κ deve ser menor que um, caso contrário, esta equação não teria solução. Portanto, λ deve ser menor ou igual a $V_{\max} \sqrt{2}$. Sendo assim os limites permitidos são $V_{\min} \sqrt{2} \leq \lambda \leq V_{\max} \sqrt{2}$. Mais uma vez, para simplificar,

opta-se por

$$\lambda = V_{\min} \sqrt{2}. \quad (3.36)$$

Usar o valor mínimo permitido para λ maximizará R_{osc} , o que ajuda a filtrar harmônicos de alta frequência criados por ϕ . Além disso, para a operação com carga nominal, os valores de pico de $|v_{osc}|$ serão próximos a λ , portanto $\phi(v_{osc}) \approx -\alpha v_{osc}$, e praticamente nenhum harmônico é gerado pelo oscilador.

Depois de definir λ , e usando a condição de tensão máxima, é possível escrever a segunda linha da Equação (3.24) como

$$\frac{\alpha}{\gamma} = \frac{1}{R_{osc}}, \quad (3.37)$$

onde

$$\gamma = (\pi/2)[\arcsin(\kappa) + \kappa \sqrt{1 - \kappa^2}]^{-1}, \quad (3.38)$$

$$\kappa = V_{\min}/V_{\max}.$$

Usando agora a Equação (3.35) e a Equação (3.37), é possível escrever

$$\alpha = \frac{P_n}{V_{\min}^2} \left(\frac{\gamma}{\gamma - 1} \right) \quad (3.39)$$

$$R_{osc} = \frac{V_{\min}^2}{P_n} (\gamma - 1).$$

A potência reativa entregue pelo conversor pode estar associada a uma corrente indutiva ou capacitiva. Caso X_T seja indutiva a nova indutância L_{osc}^* será menor do que L_{osc} e a frequência do sistema será maior que a nominal, para este caso se define $f_{max} := f_n + \Delta f$. Por outro lado com X_T capacitiva C_{osc}^* será maior que C_{osc} e a frequência será menor que a nominal, logo nesta situação têm-se $f_{min} := f_n - \Delta f$. Além disso da análise de circuitos elétricos é possível obter

$$L_{osc}^* = \frac{L_{osc} L_T}{L_{osc} + L_T}, \quad (3.40)$$

$$C_{osc}^* = C_{osc} + C_T. \quad (3.41)$$

Da equação (3.30) chega-se às relações

$$\frac{f_{max}^2}{f_n^2} = \frac{L_{osc}}{L_{osc}^*}, \quad \frac{f_{min}^2}{f_n^2} = \frac{C_{osc}}{C_{osc}^*}.$$

Aplicando essas relações nas equações (3.40), (3.41) e (3.33), lembrando que $X_L = \omega L$ e $X_C = -1/(\omega C)$ é possível escrever

$$L'_{osc} = \frac{1}{2\pi f_{max}} \frac{f_{max}^2 - f_n^2}{f_n^2} \frac{V_{min}^2}{|Q_n|}, \quad (3.42)$$

$$C_{osc}^a = \frac{1}{2\pi} \frac{f_{min}}{f_n^2 - f_{min}^2} \frac{|Q_n|}{V_{min}^2}. \quad (3.43)$$

Como a equação (3.30) também deve ser atendida com $\omega = 2\pi f_n$, não é possível atender a (3.42) e (3.43) simultaneamente. No entanto o valor de C_{osc} deve ser maximizado, pois dessa forma se minimiza a banda passante do filtro RLC que é dada por

$$\beta = \frac{1}{R_{osc} C_{osc}}. \quad (3.44)$$

Quanto menor for o valor de β , menor será a distorção harmônica na tensão devido a função não linear ϕ . Para tal calcula-se novamente o valor para C_{osc} partindo agora da equação (3.30) utilizando (3.42). O resultado é dado por

$$C_{osc}^b = \frac{1}{2\pi} \frac{f_{max}}{f_{max}^2 - f_n^2} \frac{|Q_n|}{V_{min}^2}. \quad (3.45)$$

O valor de C_{osc} deve ser escolhido como $\max\{C_{osc}^a, C_{osc}^b\}$. Analisando as expressões (3.43) e (3.45) é possível mostrar que $C_{osc}^b > C_{osc}^a \forall f_n > 0$. Dessa forma (3.45) deve ser utilizada para a escolha de C_{osc} . Caso $Q_n = 0$, o valor de C_{osc} pode ser determinado diretamente de (3.44) e nessa situação a banda passante pode ser escolhida como desejado. Uma vez determinado C_{osc} , o valor de L_{osc} pode ser calculado utilizando (3.30), logo

$$L_{osc} = \frac{1}{4\pi^2 f_n^2 C_{osc}}. \quad (3.46)$$

3.3.1 Resumo do Método para Escolha dos Parâmetros do VOC

Para facilitar o entendimento e a aplicação do procedimento de projeto do VOC foi criado o resumo a seguir.

1. Defina os parâmetros de entrada V_{\min} , V_{\max} , f_n , Δf , P_n e Q_n . Obtenha os parâmetros do inversor e da microrrede (potência nominal do inversor e tensão e frequência da rede). Defina os aspectos de qualidade de energia para sua aplicação. Quais são os limites de variação para a amplitude e a frequência da tensão? Um bom ponto de partida é usar $V_{\min} = 0,95V_n$ e $V_{\max} = 1,05V_n$ e $\Delta f = 0,5$ Hz. Além disso, algum regulamento ou norma pode ser usado para conduzir esta escolha [38].
2. Usar V_{\min} para calcular λ com a Equação (3.36).
3. Usar $\kappa = V_{\min}/V_{\max}$ para calcular γ com a Equação (3.38).
4. Usar γ do passo anterior, P_n e V_{\min} para calcular α e R_{osc} com a Equação (3.39).
5. Usar $f_{\max} = f_n + \Delta f$, Q_n e V_{\min} para calcular C_{osc} com a Equação (3.45).
6. Usar C_{osc} do passo anterior e f_n para calcular L_{osc} com a Equação (3.46).

Na Seção 3.7, um exemplo de projeto é apresentado com dados extraídos de um sistema real.

3.4 Pré-sincronização do VOC

Apesar de ser mostrado que os dispositivos operando com VOC atingirão a sincronização assintoticamente independente da condição inicial, no momento da inserção de um novo inversor na rede transitórios indesejados podem ocorrer [77]. Por isso, é importante que antes da conexão de um novo agente seja feita a pré-sincronização deste dispositivo. Como será visto nas Seções 3.6.2 e 3.7, a pré-sincronização permite que a tensão de saída do oscilador tenha fase e amplitude próxima da tensão na linha, antes do fechamento da chave de conexão. A tensão no fim da linha, no entanto, encontra-se defasada da tensão dos inversores já em operação (devido ao tempo de propagação da onda na linha, no caso de uma linha de transmissão, ou devido as indutâncias nas

linhas de uma microrrede). Apenas após o fechamento da chave de conexão ocorrerá a sincronização final.

O método de pré-sincronização que será utilizado neste trabalho foi inspirado em Johnson et al. [42]. Quando um inversor VOC, com parâmetros escolhidos como descrito na Seção 3.3, é inserido na rede, mesmo que com amplitude e fase muito distintas, este se adequa rapidamente e entra em sincronismo com o restante do sistema. O processo de pré-sincronização utiliza essa característica a seu favor. Sendo assim é suficiente simular a entrada do conversor em operação antes que a chave de conexão seja efetivamente fechada. Para tal é emulado no DSP, que controla o conversor, o circuito apresentado na Figura 3.11.

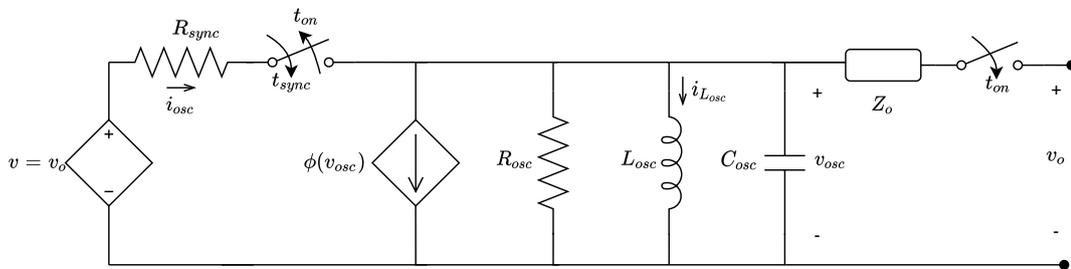


Figura 3.11: Esquemático do VOC com circuito de pré-sincronização.

Como pode ser observado é utilizada uma fonte virtual com resistor em série. A fonte virtual é um espelho da tensão medida nos terminais do inversor, onde o mesmo será conectado. Sendo assim, o procedimento consiste em fazer a corrente de saída durante o período de pré-sincronização igual a

$$i_{osc} = \frac{v_o - v_{osc}}{R_{sync}}, \text{ para } t_{sync} < t < t_{on}. \quad (3.47)$$

O resistor virtual, R_{sync} , deve ter resistência com valor da ordem da resistência equivalente de conexão. Caso ela não seja conhecida, pode-se utilizar $R_{sync} = (V_{min}^2/P_n)/100$. O valor desse parâmetro tem pouca influência no resultado final da pré-sincronização, desde que o procedimento descrito na Seção 3.3 seja seguido. De toda forma, a sincronização real ocorrerá após a conexão.

3.5 Implementação do VOC

Uma das vantagens do VOC baseado na saturação é que esta função é linear por partes. Isso permite que se utilize mais de um sistema linear para representar o sistema não linear dado pelo oscilador da Figura 3.2, e portanto, o uso da discretização exata dos sistemas lineares invariantes no tempo na implementação numérica. Uma opção para implementação do VOC é apresentada na Figura 3.12, o símbolo “til” é utilizado para identificar as variáveis medidas. Além disso, o Algoritmo 1 detalha a sequência de cálculos executada pela unidade de processamento do inversor. O diagrama apresentado na Figura 3.12 é baseado no inversor que será utilizado nos testes de bancada, o esquemático completo do inversor pode ser visto na Figura 3.21.

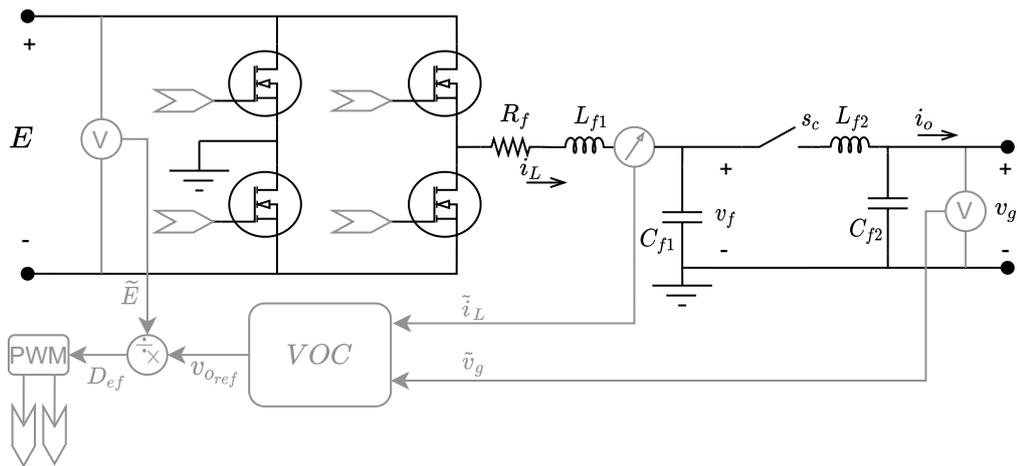


Figura 3.12: Implementação do VOC em um inversor.

Como pode ser observado, o Algoritmo 1 já inclui o serviço de pré-sincronização. Para que a pré-sincronização ocorra a variável *preSync* precisa ser verdadeira. O valor de i_{osc} então é calculado utilizando a tensão da rede, \tilde{v}_g , a tensão do capacitor do oscilador, $x(2)$, e a resistência de sincronização R_{sync} .

As matrizes A_{d1} , B_{d1} , A_{d2} e B_{d2} são obtidas da discretização dos sistemas lineares 1 e 2 obtidos da Equação 3.2 modificando a matriz A para

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{osc} \\ -1/C_{osc} & \alpha/C_{osc} - 1/(R_{osc}C_{osc}) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{osc} \\ -1/C_{osc} & -1/(R_{osc}C_{osc}) \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Algoritmo 1: Implementação do VOC.

```

x = [0,0];
foreach sample time interrupt do
  if preSync==TRUE then
    |  $i_{osc} = (\tilde{v}_g - x(2))/R_{sync}$ ;
  else
    |  $i_{osc} = -\tilde{i}_L$ ;
  end
  if  $|x(2)| < \lambda$  then
    |  $x = A_{d1}x + B_{d1}i_{osc}$ ;
  else
    if  $x(2) > 0$  then
      |  $x = A_{d2}x + B_{d2}(i_{osc} + \alpha\lambda)$ ;
    else
      |  $x = A_{d2}x + B_{d2}(i_{osc} - \alpha\lambda)$ ;
    end
  end
   $D_{ef} = x(2)/\tilde{E}$ ;
end

```

A matriz A_2 é idêntica à matriz A original do sistema (3.2). As matrizes B , C e D são idênticas para os sistemas 1 e 2 e definidas em (3.2). Por fim, é aplicada a discretização para obter as matrizes utilizadas no algoritmo. Utilizando o MATLAB[®] é possível realizar essa transformação com a função *c2d* com a configuração padrão (*Zero-Order Hold*).

No Algoritmo 1, a corrente utilizada na realimentação foi \tilde{i}_L (corrente medida no indutor físico do filtro do inversor), isso porque o inversor que será utilizado nos testes práticos não possui medição da corrente de saída. Além disso, a tensão do capacitor, estado $x(2)$, e a tensão do barramento c.c., E , são utilizadas diretamente para determinar o valor da razão cíclica do PWM, D_{ef} , essa é uma abordagem recorrente para o VOC [7, 41, 69]. No caso em questão, como i_L é usada na realimentação, esta escolha se faz adequada, pois dessa forma a tensão imposta e a corrente medida são relativas aos mesmos terminais, a entrada do filtro do inversor. Caso a resistência de saída do filtro seja conhecida, é possível compensar a queda de tensão modificando o cálculo da razão cíclica para

$$D_{ef} = \frac{x(2) + R_f \tilde{i}_L}{\tilde{E}}. \quad (3.50)$$

Essa estratégia é descrita na Seção 2.7 e é conhecida como impedância de saída virtual.

3.6 Resultados de Simulação

A plataforma de simulação MATLAB[®] [58] foi usada em conjunto com o Simulink[®] para obter os resultados apresentados neste trabalho. O passo de integração utilizado foi $T_{solv} = (1/(48 \text{ kHz}))$ e a taxa de amostragem dos blocos discretos $T_{sam} = (1/(24 \text{ kHz}))$.

3.6.1 Comparação entre Técnicas de Projeto do VOC

O objetivo principal desta seção é comparar o VOC tipo zona morta, e o procedimento de projeto introduzido neste trabalho, com a metodologia apresentada em Johnson et al. [43]. Será mostrado que menor distorção harmônica, especialmente terceiro harmônico, pode ser obtida seguindo a metodologia de ajuste apresentada aqui, que se baseia no uso de uma função não linear que é linear por partes, em comparação com a abordagem baseada em uma função não linear cúbica. Além disso, a redução do conteúdo harmônico é alcançada sem prejudicar o comportamento dinâmico. De fato, é possível notar uma redução no tempo de sincronização entre os dispositivos que utilizam essa nova abordagem.

Primeiro, é importante entender a origem dos harmônicos relacionados a ambos os métodos. A função cúbica empregada em Johnson et al. [43], considerando uma aplicação estática, sempre gerará o mesmo conteúdo de terceiro harmônico relacionado a fundamental porque

$$\sin(\theta)^3 = \frac{1}{4} [3 \sin(\theta) + \sin(3\theta)]. \quad (3.51)$$

e a razão entre a amplitude do terceiro harmônico e a amplitude da fundamental é sempre a mesma. Seja $\delta_{3:1}$ a relação entre o terceiro harmônico e a amplitude fundamental referente apenas ao comportamento estático da função não linear, para a função cúbica $\delta_{3:1} = 1/3 \approx 33\%$. Para a função saturação utilizada neste trabalho, a geração de harmônicos depende de quanto a onda senoidal de entrada é distorcida, e isso é regulado pelo parâmetro λ . Lembrando, a função de saturação é definida como

$$\phi(v_{osc}) = \begin{cases} -\alpha v_{osc}, & \text{para } |v_{osc}| < \lambda, \\ -\alpha\lambda, & \text{para } v_{osc} \geq \lambda, \\ \alpha\lambda, & \text{para } v_{osc} \leq -\lambda. \end{cases} \quad (3.52)$$

O valor atribuído a λ de acordo com a Seção 3.3 é $V_{\min} \sqrt{2}$. O termo $\sqrt{2}$ é usado porque λ é comparado com v_{osc} , que é uma tensão instantânea. A tensão mínima é alcançada com carga nominal, portanto, nesta condição $\phi(v_{osc}) \approx -\alpha v_{osc}$, e praticamente nenhuma distorção harmônica é gerada pelo oscilador. O pior caso é a condição “sem carga”. Neste cenário, a tensão de saída será V_{\max} e a função não linear cortará a onda senoidal acima de $V_{\min} \sqrt{2}$. Essas tensões, V_{\min} e V_{\max} , são normalmente escolhidas próximas da tensão nominal, portanto, apenas uma pequena parte da onda senoidal é removida. Para a função de saturação, $\delta_{3:1} = \Phi_3/\Phi$, onde $\Phi(a)$ é definido pela Equação (3.24), e $\Phi_3(a)$ é definido como

$$\Phi_3(a) = \begin{cases} 0, & \text{para } 0 \leq a \leq \lambda, \\ \frac{4\alpha}{\pi a} \left[a\kappa^3 \cos \zeta + \frac{\lambda}{3} \cos 3\zeta \right], & \text{para } a > \lambda, \end{cases} \quad (3.53)$$

com $\zeta = \arcsin(\lambda/a)$. Usando os parâmetros das Tabelas 3.1 e 3.2, a taxa de distorção, no pior caso para a função de saturação, será $\delta_{3:1} = 3,07\%$, ou seja, mais de dez vezes menor que a função cúbica. No entanto, todos os harmônicos gerados pela função não linear são atenuados pelo filtro *RLC* no oscilador. Finalmente, a distorção harmônica total é obtida da combinação entre a fonte harmônica e a atenuação do filtro em um sistema de malha fechada, o oscilador. A relação efetiva entre o terceiro harmônico e a amplitude fundamental será nomeada $\delta_{3:1}^{ef}$, da mesma forma defini-se $\delta_{5:1}^{ef}$ e $\delta_{7:1}^{ef}$, para o quinto e sétimo harmônico respectivamente.

Para uma discussão mais detalhada, são apresentados alguns resultados de simulação. A simulação é configurada de forma que haja apenas um oscilador conectado, ou não, a uma carga. O objetivo é comparar a distorção harmônica e o desvio de frequência obtidos usando osciladores projetados usando o Método Proposto (*Proposed Method - PM*) com osciladores projetados usando o Método de Referência (*Reference Method - RM*) publicado em Johnson et al. [43]. Os parâmetros de entrada são obtidos do referido artigo e são replicados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros de entrada obtidos de [43].

Parâmetro	Valor	Descrição
V_{\max}	126 V	Tensão eficaz máxima
V_{\min}	114 V	Tensão eficaz mínima
P_n	750 W	Potência nominal
Q_n	750 var	Potência Reativa permitida
f_n	60 Hz	Frequência nominal
Δf	0,5 Hz	Varição da freq. permitida
t_{rise}^{\max}	0,2 s	Tempo de subida
$\delta_{3:1}^{\max}$	2 %	Percentual máximo de terceiro harmônico

A partir dos dados de entrada apresentados na Tabela 3.1 são calculados os parâmetros de saída para ambos métodos. Os resultados são apresentados nas Tabelas 3.2 e 3.3. Os dois últimos parâmetros da Tabela 3.1 são usados apenas no *RM*.

Tabela 3.2: Parâmetros de saída para o *PM*.

Parâmetro	Valor	Descrição
λ	161,220 V	Limite de saturação
α	1,659 S	Ganho da saturação
R_{osc}	624,26 m Ω	Resistência do oscilador
C_{osc}	9,223 mF	Capacitância do oscilador
L_{osc}	762,9 μ H	Inductância do oscilador

Tabela 3.3: Parâmetros de saída para o *RM*.

Parâmetro	Valor	Descrição
κ_v	126 V/V	Fator de escala da tensão
κ_i	0,152 A/A	Fator de escala da corrente
σ	6,093 S	Condutância dos oscilador
α	4,062 A/V ³	Coefficiente da função cúbica
C_{osc}	175,908 mF	Capacitância do oscilador
L_{osc}	39,999 μ H	Inductância do oscilador

Observe que os valores obtidos para C_{osc} são muito diferentes, aproximadamente 19 vezes maior no *RM* com relação ao *PM*. O capacitor maior no *RM* é usado para garantir a regulação adequada da frequência ([43] Equação (47)). Com o valor C_{osc} , a relação do terceiro para o primeiro harmônico efetiva pode ser calculada, $\delta_{3:1}^{ef} = 1,14\%$ para o *RM* ([43] Equação (41)). Após a definição dos parâmetros, os dois tipos de osciladores foram implementados em simulação, nos domínios contínuo e discreto. O

tempo de simulação é de 100 s após a estabilização da tensão. O algoritmo *FFT* (*Fast Fourier Transform*) foi aplicado sobre a porção dos dados de estado estacionário.

A seguir, três cenários de simulação são apresentados, primeiro sem carga, segundo com carga nominal *RL* e terceiro com carga nominal *RC*. Os resultados são mostrados respectivamente nas Tabelas 3.4 - 3.6, onde as siglas “c.” e “d.” significam contínuo e discreto, respectivamente; “f” é a frequência fundamental; *THD* é a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion*) calculada até o sétimo harmônico, isso porque não se observou amplitudes significativas após essa frequência.

Tabela 3.4: Simulação sem carga.

Descrição	f [Hz]	$\delta_{3:1}^{ef}$ [%]	$\delta_{5:1}^{ef}$ [%]	$\delta_{7:1}^{ef}$ [%]	THD [%]
<i>RM</i> c.	59,97	1,13	0,02	0,00	1,13
<i>RM</i> d.	59,99	1,14	0,02	0,00	1,14
<i>PM</i> c.	59,99	0,53	0,21	0,08	0,58
<i>PM</i> d.	59,99	0,53	0,21	0,08	0,58

Tabela 3.5: Simulação com carga nominal *RL*.

Descrição	f [Hz]	$\delta_{3:1}^{ef}$ [%]	$\delta_{5:1}^{ef}$ [%]	$\delta_{7:1}^{ef}$ [%]	THD [%]
<i>RM</i> c.	60,48	0,83	0,01	0,00	0,83
<i>RM</i> d.	60,5	0,81	0,01	0,00	0,81
<i>PM</i> c.	60,5	0,00	0,00	0,00	0,00
<i>PM</i> d.	60,5	0,01	0,00	0,00	0,01

Tabela 3.6: Simulação com carga nominal *RC*.

Descrição	f [Hz]	$\delta_{3:1}^{ef}$ [%]	$\delta_{5:1}^{ef}$ [%]	$\delta_{7:1}^{ef}$ [%]	THD [%]
<i>RM</i> c.	59,48	0,90	0,01	0,00	0,90
<i>RM</i> d.	59,5	0,91	0,01	0,00	0,91
<i>PM</i> c.	59,5	0,01	0,00	0,00	0,01
<i>PM</i> d.	59,5	0,00	0,00	0,00	0,00

Observe que em todos os casos o *PM* foi melhor do que o *RM* em termos de distorção harmônica. Para o caso sem carga, o *PM* possui maior $\delta_{5:1}^{ef}$ e maior $\delta_{7:1}^{ef}$, mas a redução de $\delta_{3:1}^{ef}$ faz com que a *THD* seja menor para o *PM*, mesmo nesse caso. Além disso, entre as condições operacionais investigadas, o *RM* teve uma pequena variação $\delta_{3:1}^{ef}$, ao contrário do *PM*. Isso era esperado, pois a função cúbica sempre gera o mesmo $\delta_{3:1} = 1/3$, não importando a amplitude da tensão. O $\delta_{3:1}^{ef}$ calculado usando

a Equação (41) de [43] está de acordo com os resultados. Além disso, o *RM* tem um pequeno, mas perceptível, erro na regulação da frequência, que é diferente para implementação contínua e discreta. Para verificar a influência da carga na distorção harmônica outra simulação foi realizada, agora com 50% de carga nominal *RL*, e o resultado é apresentado na Tabela 3.7. Fica claro que a distorção harmônica relacionada ao *VOC* é menor quando o *PM* é utilizado, independente da carga.

Tabela 3.7: Carga *RL* 50% do nominal, (*) usando C_{osc} e L_{osc} do *RM*.

Descrição	f [Hz]	$\delta_{3:1}^{ef}$ [%]	$\delta_{5:1}^{ef}$ [%]	$\delta_{7:1}^{ef}$ [%]	THD [%]
<i>RM</i> c.	60,23	1,03	0,02	0,00	1,03
<i>RM</i> d.	60,25	0,93	0,02	0,00	0,93
<i>PM</i> c.	60,25	0,28	0,13	0,06	0,31
<i>PM</i> d.	60,25	0,27	0,11	0,06	0,30
<i>PM</i> c.*	60,01	0,01	0,00	0,00	0,01
<i>PM</i> d.*	60,01	0,01	0,00	0,00	0,01

As duas últimas linhas da Tabela 3.7 estão relacionadas ao *PM* quando os parâmetros C_{osc} e L_{osc} do *RM* são usados. Esses valores fornecem uma visão do impacto da estrutura do oscilador na regulação da frequência e na geração de harmônicos. No entanto, quanto maior o valor da capacitância e menor a indutância, mais energia é armazenada no oscilador. Isso potencialmente impactará o procedimento de sincronização. Se houver uma diferença entre os estados de cada oscilador, mais energia precisa ser dissipada na rede e mais tempo pode ser necessário para a sincronização. Mesmo assim, no *PM* tem-se uma margem considerável para aumentar o valor da capacitância quando comparado ao *RM* se alguma outra meta de desempenho precisar ser atingida. Isso dá espaço para melhorias futuras para o *PM*.

A seguir, será apresentada uma comparação entre o *PM* e o *RM* com relação ao processo de sincronização. Para simulações que seguem, dois osciladores idênticos, com parâmetros descritos nas Tabelas 3.2 e 3.3, são conectados a uma carga *RL*, com 50% da potência nominal, por meio de duas linhas idênticas com $R_{line} = 1 \Omega$ e $L_{line} = 2 \text{ mH}$, como mostrado na Figura 3.1. Os osciladores são construídos no domínio do tempo discreto e a rede de conexão no domínio do tempo contínuo. Inicialmente, apenas um oscilador é conectado à carga e, após algum tempo, o segundo oscilador é adicionado ao sistema. Para os resultados apresentados nas Figuras 3.13 e 3.14, o procedimento de pré-sincronização não é utilizado. Em vez disso, as condições iniciais de cada oscilador

são calculadas para gerar um atraso de 1° entre eles. O segundo oscilador é conectado à carga em $t = 10$ ms através da linha RL . Como pode ser observado, os osciladores se comportam de forma semelhante para o PM e o RM .

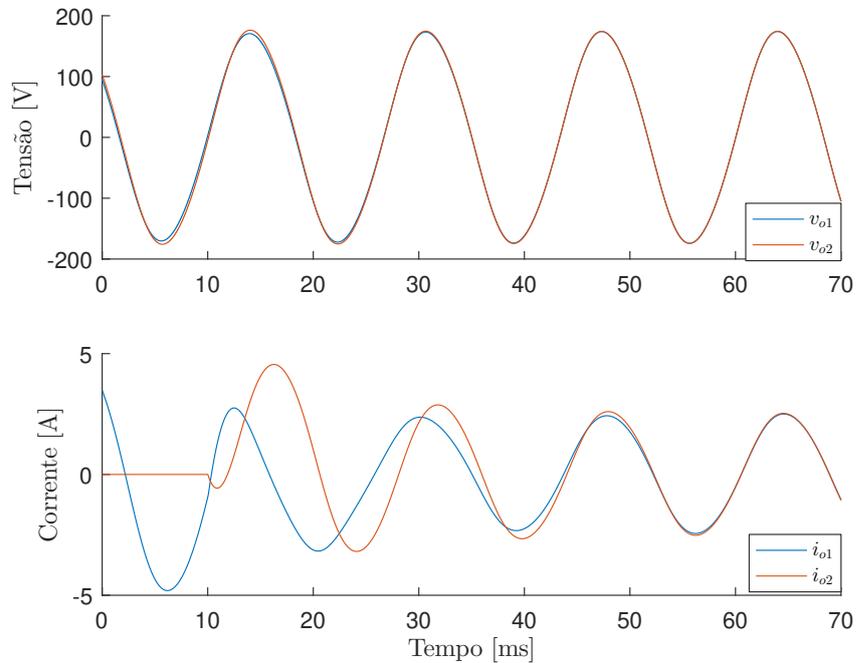


Figura 3.13: Sincronização de dois osciladores projetados com RM , sem pré-sincronização.

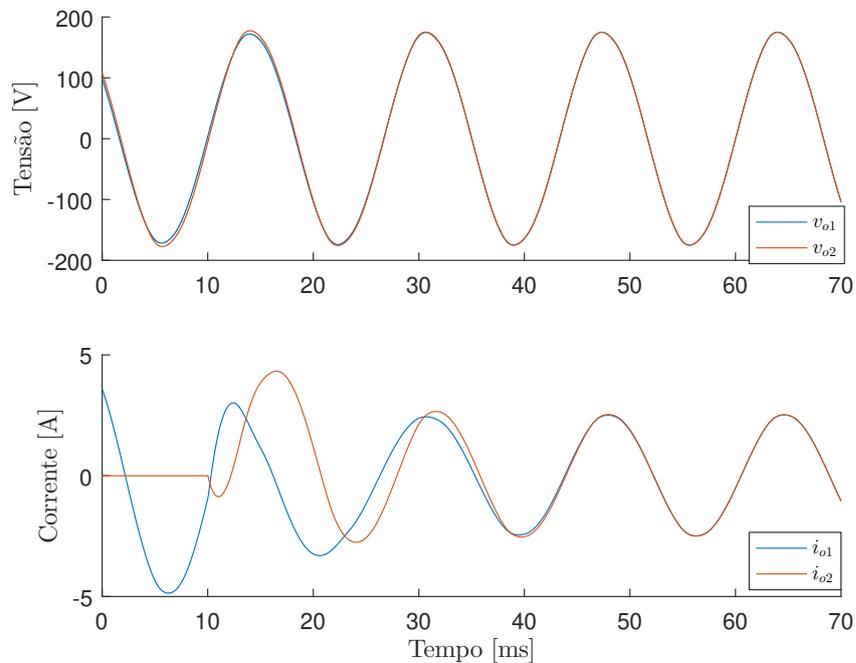


Figura 3.14: Sincronização de dois osciladores projetados com PM , sem pré-sincronização.

Para uma análise mais detalhada, foi construído o gráfico da Figura 3.15, onde é comparada a diferença entre as tensões as correntes de saída para cada método, sendo

$$\Delta v_o = v_{o1} - v_{o2} \text{ e } \Delta i_o = i_{o1} - i_{o2}.$$

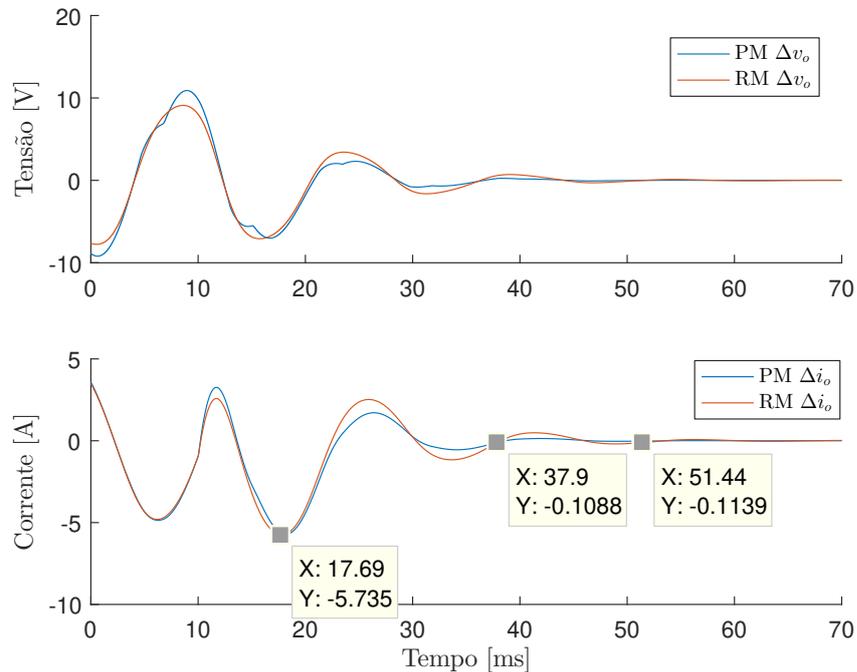
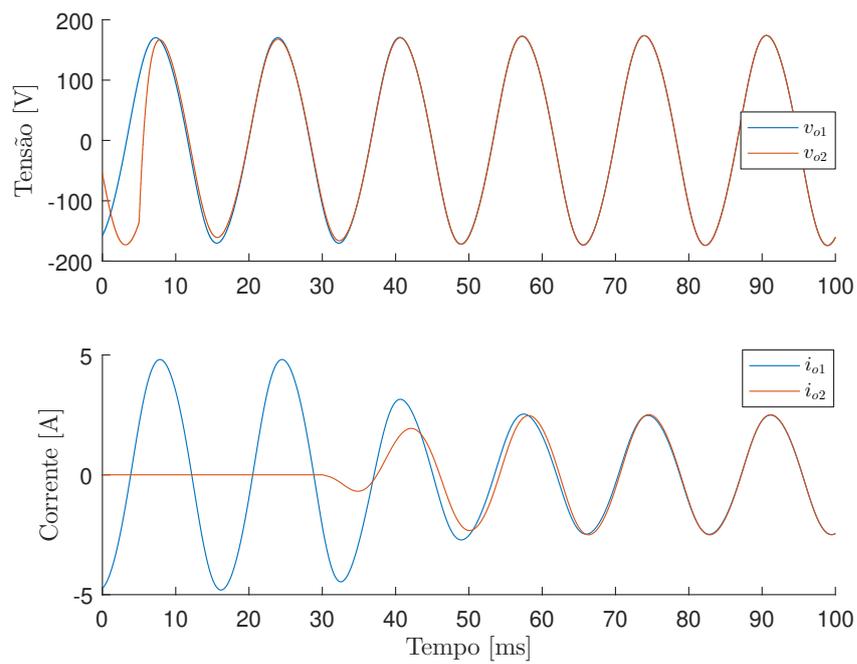
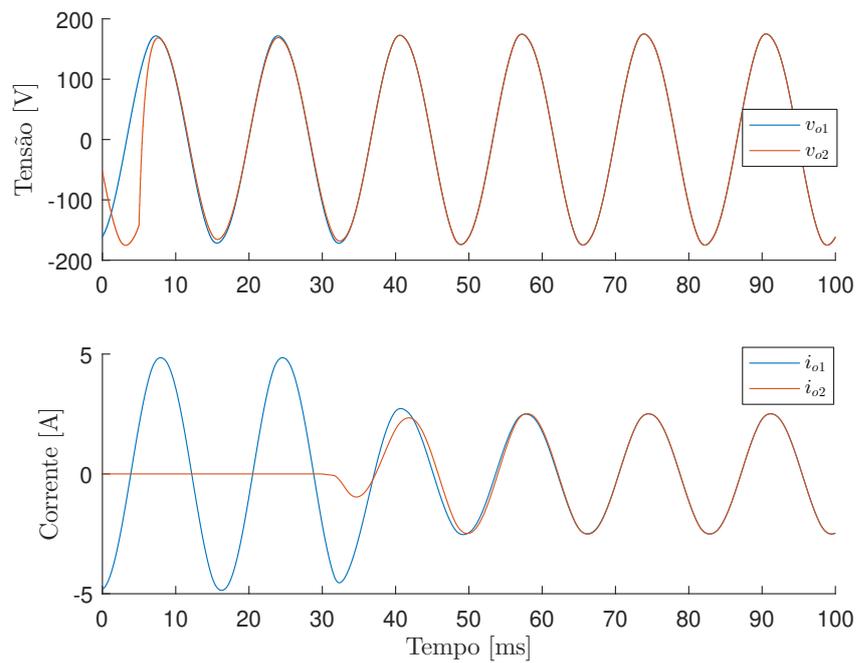


Figura 3.15: Diferença entre as tensões e as correntes de saída dos osciladores, sem pré-sincronização.

Como pode ser visto na Figura 3.15, os osciladores projetados com o *PM* atingem a sincronização mais rápido que os baseados no *RM*. Definindo o tempo de acomodação, t_{set} , como o período necessário para que um sinal tenha sua amplitude reduzida a 2% de seu valor de pico, para *PM* $t_{set} \approx 27,9$ ms e para *RM* $t_{set} \approx 41,4$ ms, considerando o sinal Δi_o .

Para verificar o tempo total de entrada em serviço de um oscilador na rede, a próxima simulação também leva em consideração o processo de pré-sincronização seguindo a técnica apresentada na Seção 3.4 com $R_{sync} = (V_{min}^2 / P_n) / 100 = 173,3$ m Ω . Os resultados são mostrados nas Figuras 3.16 - 3.18. As condições iniciais de cada oscilador são calculadas para gerar um atraso de 90° entre eles. Quando o tempo atinge 5 ms, o processo de pré-sincronização é iniciado no segundo oscilador, e na marca de 30 ms ele é conectado à carga através da linha *RL*. A pré-sincronização muda rapidamente a tensão de saída do segundo oscilador para ambos os métodos, como pode ser visto nas Figuras 3.16 e 3.17. Além disso, a corrente de saída do oscilador aumenta suavemente após a conexão.

Figura 3.16: Sincronização de dois osciladores projetados com *RM*, com pré-sincronização.Figura 3.17: Sincronização de dois osciladores projetados com *PM*, com pré-sincronização.

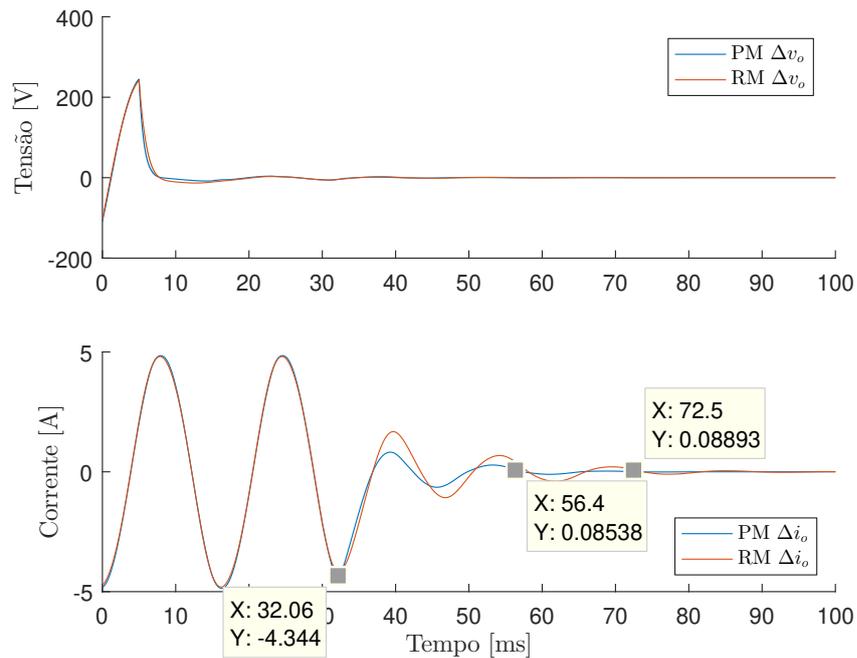


Figura 3.18: Diferença entre as tensões e as correntes de saída dos osciladores, com pré-sincronização.

Pela Figura 3.18 é possível medir o tempo de acomodação quando a pré-sincronização é aplicada. Nesse caso, o valor medido fornece um indicador geral da eficácia do processo de pré-sincronização juntamente com a sincronização, relacionada com o método aplicado. Como no caso anterior, o processo de sincronização para o *PM* é mais rápido do que no *RM*. Os valores são $t_{set} \approx 26,4$ ms para o *PM* e $t_{set} \approx 42,5$ ms para o *RM*. Para uma comparação rápida, a Tabela 3.8 foi construída com os resultados mais importantes apresentados nesta seção.

Tabela 3.8: Resumo dos Resultados.

Descrição	<i>PM</i>	<i>RM</i>	Unidade
Pior <i>THD</i>	0,58	1,14	%
Melhor <i>THD</i>	0	0,81	%
t_{set} sem pre-sinc.	27,9	41,4	ms
t_{set} com pre-sinc.	26,4	42,5	ms

3.6.2 Conexão de Inversores em Paralelo Utilizando VOC

Nesta seção serão apresentados resultados de simulação da operação de três inversores em uma microrrede isolada. Esses inversores trabalham em paralelo para alimentar uma carga. A Figura 3.19 apresenta nível mais elevado do modelo de simulação construído. Como pode ser observado, os inversores são conectados através de

linhas modeladas por uma indutância e uma resistência.

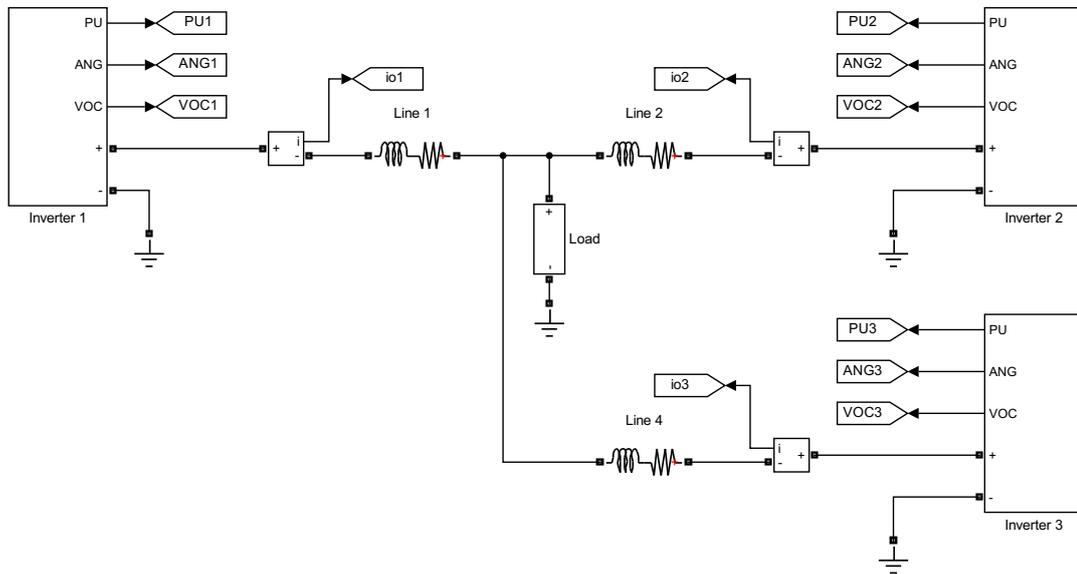


Figura 3.19: Diagrama de simulação para conexão de três inversores em uma microrrede isolada.

A Figura 3.20, por sua vez, apresenta o detalhamento do subsistema *Inverter*. Nesse nível de abstração é possível observar a separação entre o modelo do controlador e do *hardware* do inversor, que é representado pelo subsistema *PHB Inverter*. O bloco *VOC Code* implementa o algoritmo apresentado na Seção 3.5. Além disso, os cálculos do Algoritmo 1 são realizados em ponto fixo, como no código embarcado nos inversores reais. Para que não ocorra a saturação das variáveis, que são representadas em ponto fixo, é aplicado a conversão Por Unidade (p.u.).

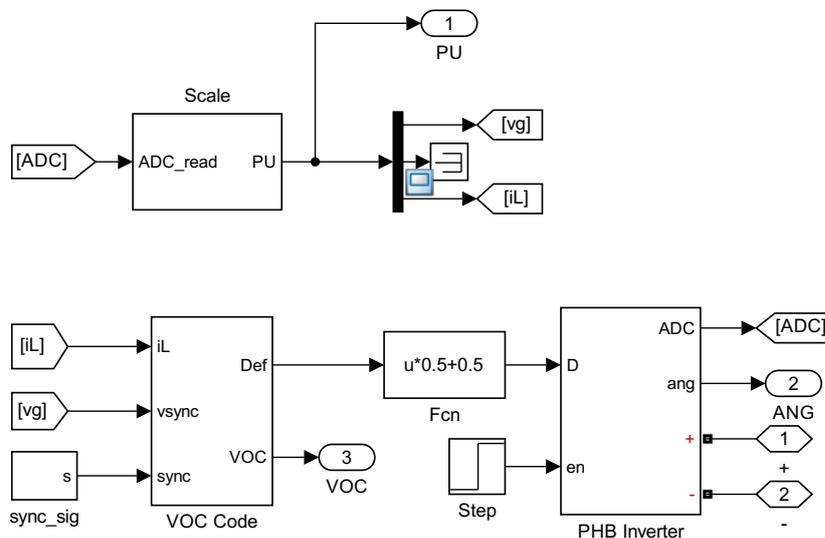


Figura 3.20: Diagrama do subsistema *Inverter* da Figura 3.19.

Finalmente, o modelo do bloco *PHB Inverter* é apresentado na Figura 3.21, que é baseado no inversor disponível para os testes práticos.

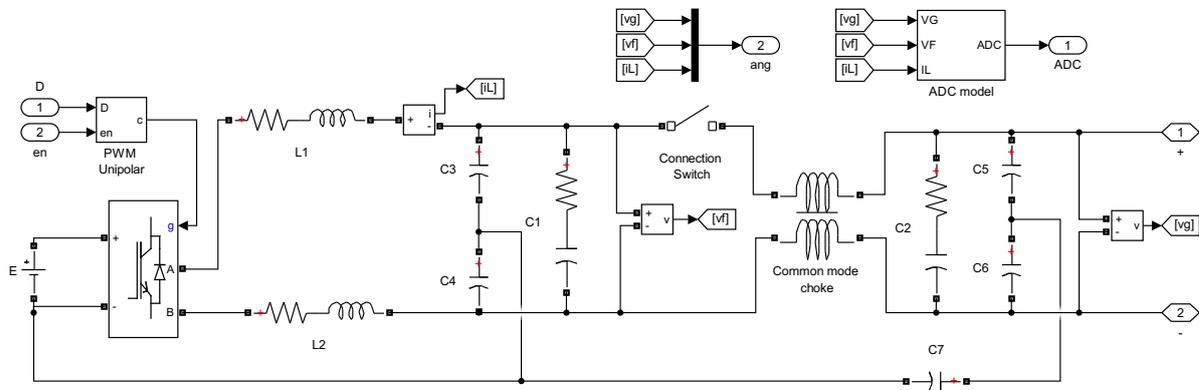


Figura 3.21: Modelo do inversor construído no Simulink[®] a partir do esquemático do inversor real.

Trata-se de um inversor comercial monofásico utilizado em instalações com painéis fotovoltaicos [62]. Os comandos são feitos com *PWM* unipolar usando portadora triangular. No entanto, nas simulações é utilizado o modelo médio. Para tal, o conjunto fonte c.c. mais ponte da Figura 3.21 é substituído por uma fonte de tensão controlada. Como pode ser observado, as variáveis medidas são a corrente dos indutores do filtro, as tensões antes e depois da chave de conexão. Os parâmetros do inversor são apresentados na Tabela 3.9; os valores das capacitâncias têm 20% de tolerância, enquanto as indutâncias, 10%.

Tabela 3.9: Parâmetros do inversor utilizado.

Parâmetro	Valor	Descrição
P_n	1.5 kW	Potência nominal
V_n	127 V	Tensão eficaz nominal
f_n	60 Hz	Frequência nominal
$L_1 = L_2$	1 mH	Indutância do filtro
$R_{L1} = R_{L2}$	0,5 Ω	Resistência do indutor do filtro
$C_1 = C_2$	3,3 μ F	Capacitância do filtro
$R_{C1} = R_{C2}$	10 m Ω	<i>ESR</i> do capacitor do filtro (60 Hz)
$L_{c11} = L_{c22}$	6,9 mH	Matriz de indutância do <i>choke</i>
$L_{c12} = L_{c21}$	6,831 mH	Matriz de indutância do <i>choke</i>
$C_3 = C_4$	470 nF	Capacitância
$C_5 = C_6 = C_7$	4,7 nF	Capacitância
f_s	24 kHz	Frequência de amostragem
f_{PWM}	24 kHz	Frequência de chaveamento

O modelo de simulação apresentado foi utilizado para obter os resultados que serão mostrados adiante.

Inversores VOC de mesma Potência

Inicialmente é considerado que os três inversores da Figura 3.19 possuem potências nominais idênticas. O procedimento de projeto da Seção 3.3 é aplicado e os parâmetros de entrada são mostrados na Tabela 3.10. As linhas que conectam os inversores às cargas são iguais. Os parâmetros da linha e das cargas são mostrados na Tabela 3.11. Os parâmetros do VOC para os inversores são apresentados na Tabela 3.12, enquanto o resultado da simulação é mostrado na Figura 3.22 e na Figura 3.23. Os inversores são conectados em momentos distintos, o inversor 1 em $t = 60$ ms, o inversor 2 em $t = 175$ ms e o inversor 3 em $t = 288$ ms. Além disso, em $t = 400$ ms é adicionada uma nova carga à microrrede. A pré-sincronização dos inversores 2 e 3 se inicia em $t = 70$ ms.

Tabela 3.10: Parâmetros de entrada para o VOC.

Parâmetro	Valor	Descrição
V_n	127 V	Tensão eficaz nominal
f_n	60 Hz	Frequência nominal
V_b	200 V	Base de tensão (p.u.)
P_b	4 kW	Base de potência (p.u.)
V_{\max}	$1,05 V_n$	Tensão eficaz máxima permitida
V_{\min}	$0,95 V_n$	Tensão eficaz mínima permitida
Δf	0,3 Hz	Var. de freq. permitida
P_n	1,5 kW	P. Ativa nominal inversor
Q_n	300 var	P. Reativa nominal inversor

Tabela 3.11: Parâmetros da linha e das cargas utilizados na simulação.

Parâmetro	Valor	Descrição
R_{Line}	471,53 m Ω	Resistência da linha
L_{Line}	625,40 μ H	Indutância da linha
R_{L1}	9,23 Ω	Resistência da carga 1
L_{L1}	128,10 mH	Indutância da carga 1
R_{L2}	4.61 Ω	Resistência da carga 2
L_{L2}	64,05 mH	Indutância da carga 2

Na Figura 3.22, v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} representam as tensões dos capacitores dos osciladores virtuais, enquanto v_{o1} , v_{o2} e v_{o3} e i_{o1} , i_{o2} e i_{o3} são as tensões e as correntes de saída

Tabela 3.12: Parâmetros do VOC utilizados na simulação.

Parâmetro	Valor	Descrição
λ	0,853 V	Limite da função saturação do VOC
α	29,634 S	Ganho da função saturação do VOC
R_{osc}	34,961 m Ω	Resistência do VOC
C_{osc}	109,473 mF	Capacitância do VOC
L_{osc}	64,273 μ H	Indutância do VOC

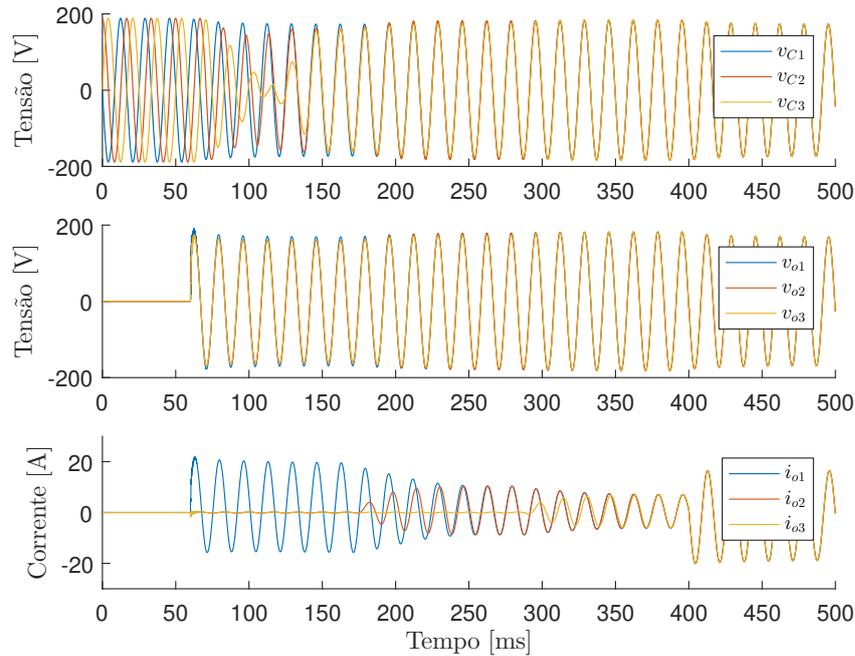


Figura 3.22: Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica VOC com mesma potência, linhas predominantemente resistivas e idênticas.

dos inversores, respectivamente. As tensões nos capacitores dos osciladores são apresentadas com o intuito de observar o procedimento de pré-sincronização, que como já foi dito é iniciado em $t = 70$ ms nos inversores 2 e 3. As condições iniciais são tais que em $t = 0$ ms a diferença de fase entre os osciladores é de 90° . Apenas os estados iniciais dos osciladores virtuais são definidos. Dessa maneira, ao se conectar o inversor 1 à rede é observado um transitório de baixa frequência na corrente, fazendo que seu valor médio seja diferente de zero. Como pode ser observado, após o início da pré-sincronização, as tensões dos capacitores rapidamente se adequam para acompanhar a tensão do barramento. O processo de sincronização “perfeita” ocorre apenas após a entrada do inversor em operação, o que é melhor observado no gráfico das correntes. Observa-se também que no momento da conexão dos inversores 2 e 3 as correntes de todos os inversores se mantiveram dentro dos valores nominais, sendo que a distribuição

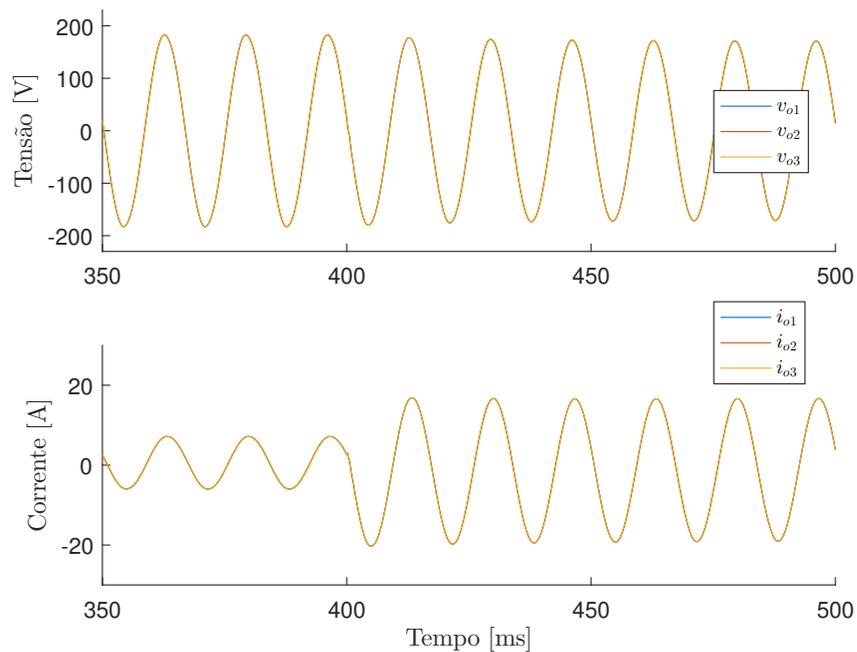


Figura 3.23: Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica *VOC* com mesma potência, linhas predominantemente resistivas e idênticas, detalhe no aumento de carga.

de potência acontece de maneira gradual e suave. Desta maneira pode-se concluir que o processo de pré-sincronização foi bem sucedido. Além disso, em estado estacionário a demanda das cargas foi igualmente distribuída entre os inversores, como pode ser observado na Figura 3.23.

Como já foi dito, o método *VOC*, diferentemente do *VFDC*, não requer modificações em sua estrutura quanto ao tipo de linha (indutiva/resistiva). Na próxima simulação, os parâmetros de linha são modificados de uma relação $X/R = 0,5$ para $X/R = 10$, além disso os valores utilizados nas linhas 2 e 3 são diferentes em 20% da linha 1, conforme os valores apresentados na Tabela 3.13. O resultado da simulação é apresentado na Figura 3.24 e na Figura 3.25.

Tabela 3.13: Parâmetros utilizados para avaliação da sensibilidade do *VOC* ao tipo de linha.

Parâmetro	Valor	Descrição
R_{Line1}	52,45 m Ω	Resistência da linha 1
L_{Line1}	1,40 mH	Indutância da linha 1
R_{Line2}	41,96 m Ω	Resistência da linha 2
L_{Line2}	1,11 mH	Indutância da linha 2
R_{Line3}	62,94 m Ω	Resistência da linha 3
L_{Line3}	1,67 mH	Indutância da linha 3

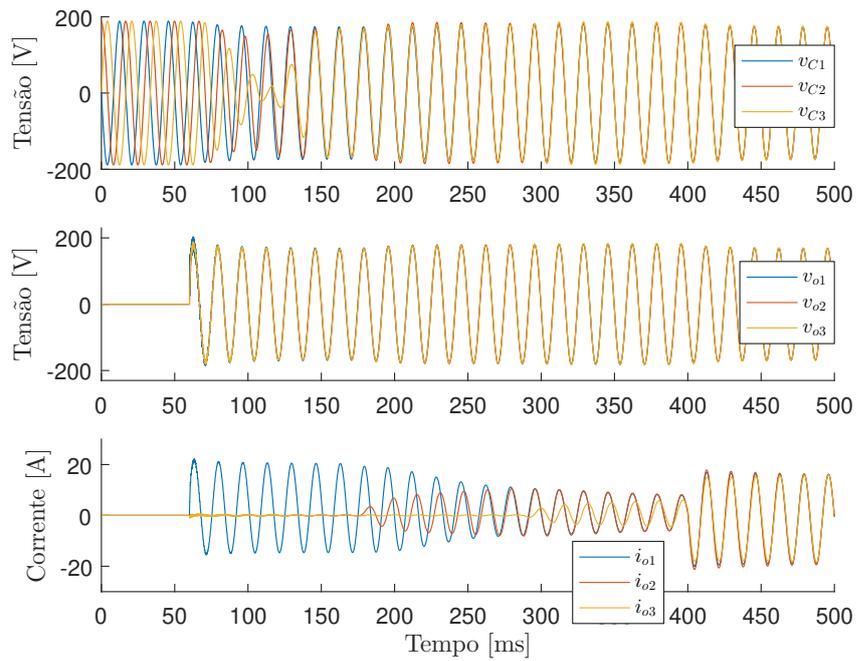


Figura 3.24: Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica *VOC* com mesma potência, linhas predominantemente indutivas com valores distintos.

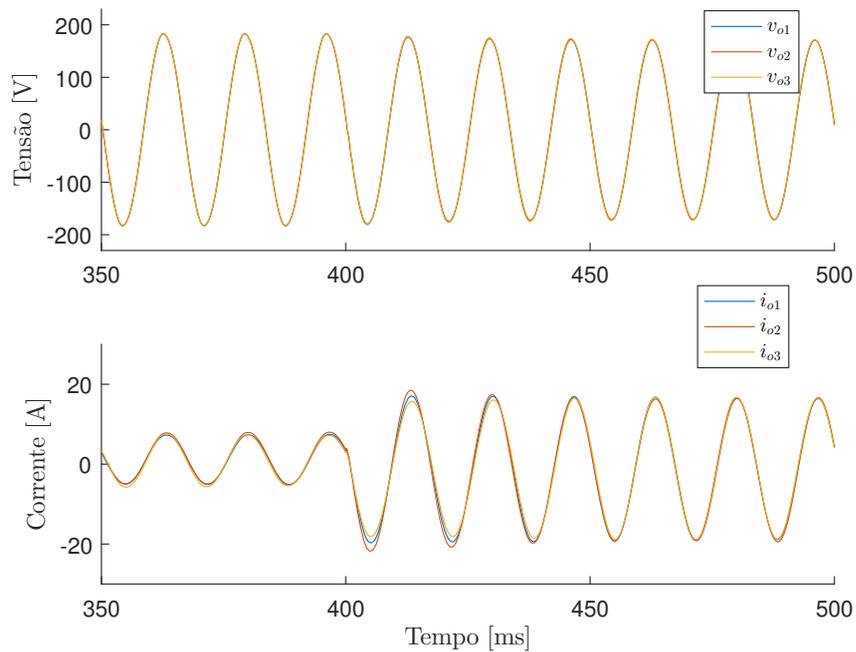


Figura 3.25: Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica *VOC* com mesma potência, linhas predominantemente indutivas com valores distintos, detalhe no aumento de carga.

Observa-se que, utilizando os mesmos parâmetros e estrutura de controle, o *VOC* foi capaz de garantir a boa operação em conjunto dos inversores, independente do tipo de linha. Nota-se que no caso de linhas predominantemente indutivas o tempo de sincronização foi maior que no caso de linhas predominantemente resistivas, esse

fato pode ser justificado pela redução da dissipação na linha, que impacta o tempo de sincronização do *VOC* [67].

Inversores *VOC* com Potências Distintas

Nesta seção deseja-se avaliar a operação de três inversores com potências nominais distintas, controlados pela técnica *VOC*, quando são conectados em paralelo para fornecer energia a uma determinada carga. O procedimento de projeto da Seção 3.3 é aplicado para cada inversor, cujos parâmetros de entrada são mostrados na Tabela 3.14.

O primeiro inversor possui $P_n = 1,5$ kW e $Q_n = 300$ var, o segundo possui 75% e o terceiro 50% desses valores como nominais. Inicialmente foi considerado que os filtros dos inversores são iguais, com parâmetros provenientes da Tabela 3.9. Essa não é uma condição realista, visto que normalmente esses filtros são projetados de acordo com a potência do inversor. No entanto, essa escolha caracteriza uma situação extrema, que prejudicaria a distribuição de carga baseada nas respectivas potências nominais. As linhas que conectam os inversores às cargas são iguais. Os parâmetros da linha e das cargas são mostrados na Tabela 3.15. Os parâmetros do *VOC* para cada inversor são apresentados na Tabela 3.16, enquanto os resultados da simulação são mostrados nos gráficos da Figura 3.26 e Figura 3.27. Os inversores são conectados em momentos distintos, o inversor 1 em $t = 60$ ms (início da Etapa 1), o inversor 2 em $t = 250$ ms (início da Etapa 2) e o inversor 3 em $t = 600$ ms (início da Etapa 3). Além disso, em $t = 950$ ms (início da Etapa 4) é adicionada uma nova carga à microrrede. A pré-sincronização dos inversores 2 e 3 se inicia em $t = 100$ ms. O espaçamento temporal dos eventos foi escolhido para propiciar uma avaliação mais clara da distribuição de potência entre os dispositivos, visto que o calculador de potência possui uma dinâmica muito lenta em relação à dinâmica de sincronização do *VOC*. O cálculo de potência é feito após o fim da simulação, já que o dado de potência não é utilizado na malha de controle. A função de cálculo utilizada apresentada no Apêndice A, a frequência de corte do filtro é de 20 Hz.

Tabela 3.14: Parâmetros de entrada para o VOC.

Parâmetro	Valor	Descrição
V_n	127 V	Tensão eficaz nominal
f_n	60 Hz	Frequência nominal
V_b	200 V	Base de tensão (p.u.)
P_b	4 kW	Base de potência (p.u.)
V_{\max}	$1,05 V_n$	Tensão máxima permitida
V_{\min}	$0,95 V_n$	Tensão mínima permitida
Δf	0,3 Hz	Var. de freq. permitida
P_{n1}	1,5 kW	P. Ativa nominal inversor 1
Q_{n1}	300 var	P. Reativa nominal inversor 1
P_{n2}	1,125 kW	P. Ativa nominal inversor 2
Q_{n2}	225 var	P. Reativa nominal inversor 2
P_{n3}	750 W	P. Ativa nominal inversor 3
Q_{n3}	150 var	P. Reativa nominal inversor 3

Tabela 3.15: Parâmetros da linha e das cargas utilizados na simulação.

Parâmetro	Valor	Descrição
R_{Line}	471,5 m Ω	Resistência da linha
L_{Line}	625,4 μ H	Indutância da linha
R_{L1}	8,78 Ω	Resistência da carga 1
L_{L1}	126,7 mH	Indutância da carga 1
R_{L2}	7.03 Ω	Resistência da carga 2
L_{L2}	101,4 mH	Indutância da carga 2

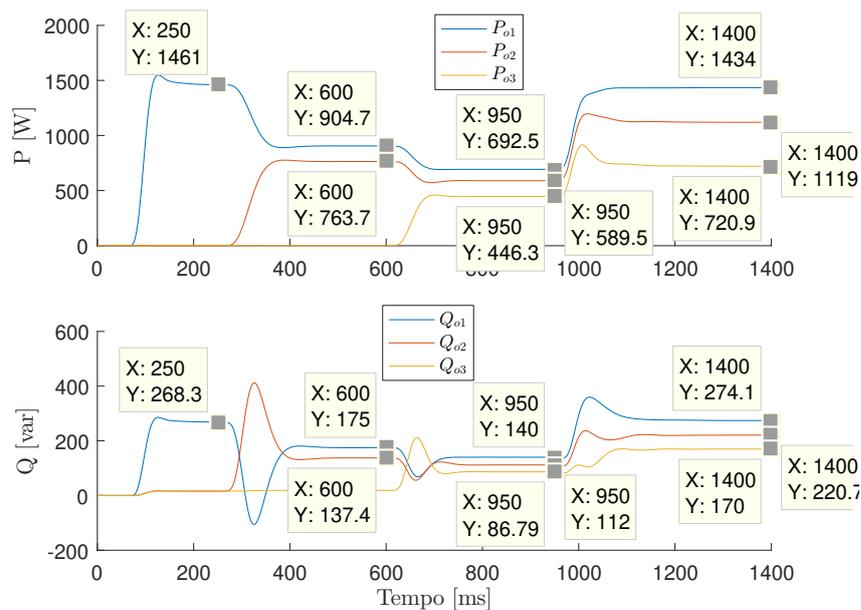


Figura 3.26: Distribuição de carga entre três inversores controlados com a técnica VOC com potências nominais diferentes e filtros de saída iguais.

Tabela 3.16: Parâmetros do VOC utilizados na simulação.

Parâmetro	Valor	Descrição
λ_1	0,853 V	Limite da função saturação do VOC 1
α_1	29,634 S	Ganho da função saturação do VOC 1
R_{osc1}	34,961 m Ω	Resistência do VOC 1
C_{osc1}	109,473 mF	Capacitância do VOC 1
L_{osc1}	64,273 μ H	Indutância do VOC 1
λ_2	0,853 V	Limite da função saturação do VOC 2
α_2	22,225 S	Ganho da função saturação do VOC 2
R_{osc2}	46,614 m Ω	Resistência do VOC 2
C_{osc2}	82,105 mF	Capacitância do VOC 2
L_{osc2}	85,698 μ H	Indutância do VOC 2
λ_3	0,853 V	Limite da função saturação do VOC 3
α_3	14,817 S	Ganho da função saturação do VOC 3
R_{osc3}	69,921 m Ω	Resistência do VOC 3
C_{osc3}	54,737 mF	Capacitância do VOC 3
L_{osc3}	128,55 μ H	Indutância do VOC 3

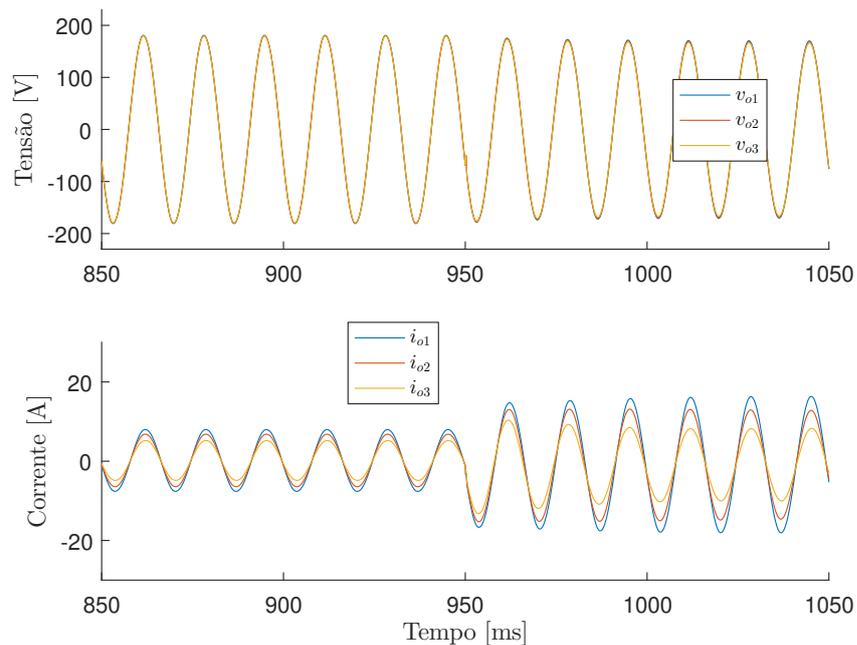


Figura 3.27: Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica VOC com potências nominais diferentes e filtros de saída iguais.

A Tabela 3.17 apresenta o resumo da distribuição de carga entre os inversores. A distribuição ideal, de acordo com a potência dos inversores, é de 57,14% para o inversor 1 e 42,86% para o inversor 2, para conexão desses inversores (Etapa 2) e 44,44% para o inversor 1, 33,33% para o inversor 2 e 22,22% para o inversor 3, para conexão dos três inversores (Etapa 3 e 4). Como pode ser observado na Figura 3.26 e

na Tabela 3.17, a carga é distribuída entre os inversores. Além disso, a capacidade de cada dispositivo é respeitada, apesar da distribuição não ser exatamente proporcional às respectivas especificações. Observa-se que, quanto mais a potência total das cargas se aproxima do somatório das potências dos inversores, mais proporcional se torna essa distribuição. Na Figura 3.27 são mostradas as tensões e as correntes dos inversores com foco no momento do aumento de carga, onde também é possível notar a boa distribuição realizada pelos dispositivos. Nota-se que rapidamente as correntes se ajustam de maneira a respeitar os limites dos dispositivos.

Tabela 3.17: Resumo do resultado de distribuição de carga, filtros de saída iguais.

	Etapa 2 [%]	Etapa 3 [%]	Etapa 4 [%]
P_1	54,23	40,07	43,80
P_2	45,77	34,11	34,18
P_3	0,00	25,82	22,02
Q_1	56,02	41,32	41,23
Q_2	43,98	33,06	33,20
Q_3	0,00	25,62	25,57

Uma segunda simulação é realizada, agora ajustando o filtro de saída dos inversores às respectivas potências, aumentando os valores dos indutores e reduzindo dos capacitores de acordo com os percentis 75% e 50%. Os parâmetros do filtro de modo comum (*choke*) não foram alterados. Os resultados dessa simulação são apresentados na Figura 3.28, na Figura 3.29 e na Tabela 3.18. Como pode ser observado na Figura 3.28 e na Tabela 3.18, as potências foram melhor partilhadas nesse caso, com relação aos respectivos valores nominais. A melhoria é pequena, contudo, ocorreu uma redução do pico de corrente nos inversores de menor potência quando a nova carga foi adicionada, como pode ser visto na Figura 3.29.

Tabela 3.18: Resumo do resultado de distribuição de carga, filtros de saída distintos.

	Etapa 2 [%]	Etapa 3 [%]	Etapa 4 [%]
P_1	54,58	40,47	43,52
P_2	45,42	34,00	34,13
P_3	0,00	25,53	22,35
Q_1	59,20	46,99	46,58
Q_2	40,80	32,96	32,54
Q_3	0,00	20,05	20,88

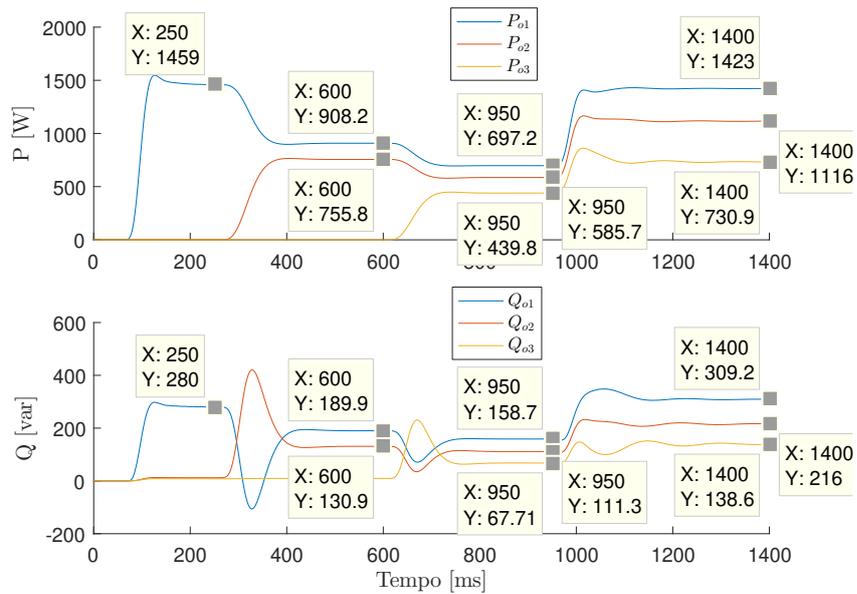


Figura 3.28: Distribuição de carga entre três inversores controlados com a técnica *VOC* com potências nominais diferentes e filtros de saída distintos.

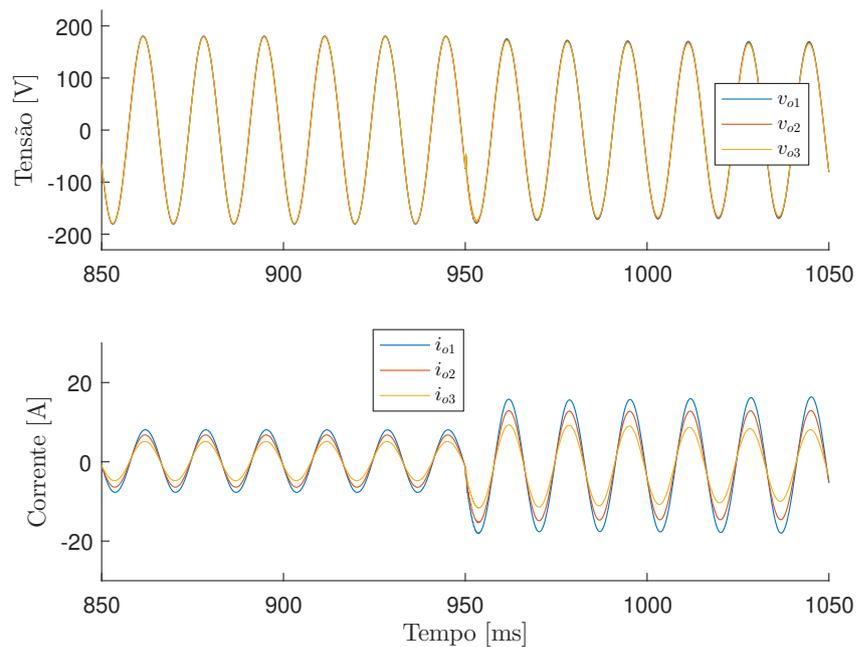


Figura 3.29: Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica *VOC* com potências nominais diferentes e filtros de saída distintos.

Dessa maneira, acredita-se que seria possível utilizar a técnica *VOC*, com parâmetros escolhidos pela metodologia apresentada neste trabalho, para controlar inversores que possuem potências distintas em uma mesma microrrede. Contudo, análises teóricas precisam ser realizadas para que sejam dadas garantias sobre a estabilidade da microrrede operando nessas condições.

Carga Não-linear

A carga RL utilizada anteriormente é substituída pelo retificador da Figura 3.30 com os parâmetros definidos na Tabela 3.19. O restante dos parâmetros de simulação são os apresentados nas Tabelas 3.9, 3.10, 3.11, e 3.12.

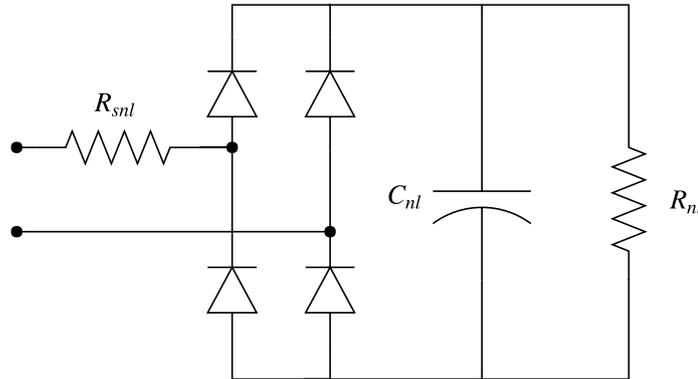


Figura 3.30: Carga não-linear, R_{snl} e R_{nl} calculados de acordo com o descrito em [25].

Tabela 3.19: Parâmetros da carga não linear.

Parâmetro	Valor	Descrição
R_{snl}	1,72 Ω	Resistência Série Carga N. L.
R_{nl}	97 Ω	Resistência Carga N. L.
C_{nl}	1,28 mF	Capacitância Carga N. L.

É importante ressaltar que a prova de sincronismo para o VOC não é válida para cargas não-lineares. Como visto na Seção 3.2, a microrrede é considerada um sistema linear, cujo modelo pode ser descrito pelo conjunto de equações (3.12). Os resultados que seguem, no entanto, são evidências da compatibilidade dessa técnica com esse tipo de carga.

Para cargas não-lineares as definições de potência são diferentes do caso onde tensões e correntes são senoidais [73]. O calculador de potência utilizado até aqui não contempla a presença de harmônicos na corrente ou na tensão. Isso porque, para produzir as defasagens, necessárias para o cálculo de potência, é utilizado um atraso no tempo de $1/(4f_n)$. Esse atraso, por outro lado, remete a defasagens diferentes da desejada para sinais que não possuem frequência igual a f_n . Dessa forma, as análises e comparações desta seção serão realizadas sobre as tensões e correntes instantâneas.

Semelhante ao que foi feito anteriormente, a sequência dos eventos para a simulação pode ser descrita da seguinte maneira. Inicialmente o inversor 1 é conectado à

microrrede em $t = 60$ ms, posteriormente é iniciada a pré-sincronização dos inversores 2 e 3 em $t = 70$ ms. Em $t = 175$ ms o inversor 2 é conectado a rede e em seguida, em $t = 288$ ms, o inversor 3 é conectado. O resultado é apresentado na Figura 3.31 e na Figura 3.32.

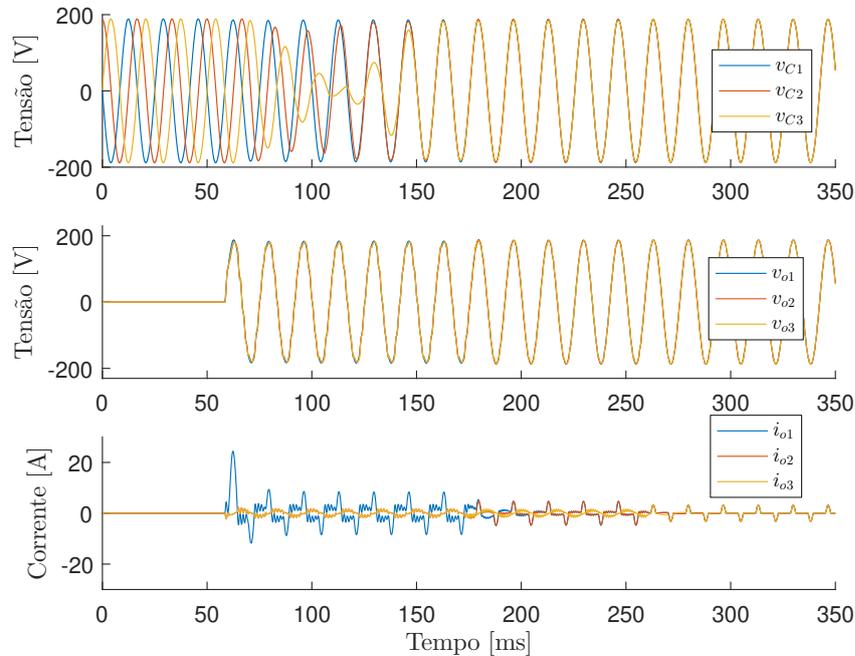


Figura 3.31: Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica VOC conectados à uma carga não linear.

Observando as tensões dos capacitores dos osciladores, v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} , o comportamento de pré-sincronização e sincronização para carga não linear é semelhante ao obtido para carga linear. As tensões na saída do inversor, no entanto, apresentam distorção, principalmente quando apenas um dos inversores fornece energia à carga. Essa distorção já era esperada, uma vez que a tensão de saída do conversor não é controlada. Além disso, o filtro de saída do inversor foi projetado para operação como *grid-feeding*. Para operação como *grid-forming* o ideal seria reduzir o indutor e aumentar o capacitor do filtro. Por outro lado, observa-se que a corrente entre os dispositivos é repartida de maneira equitativa. Para facilitar a visualização a Figura 3.32 apresenta as tensões e correntes com foco no momento da conexão do terceiro inversor. Como pode ser observado, após um rápido transitório, a corrente dos três inversores se tornam iguais.

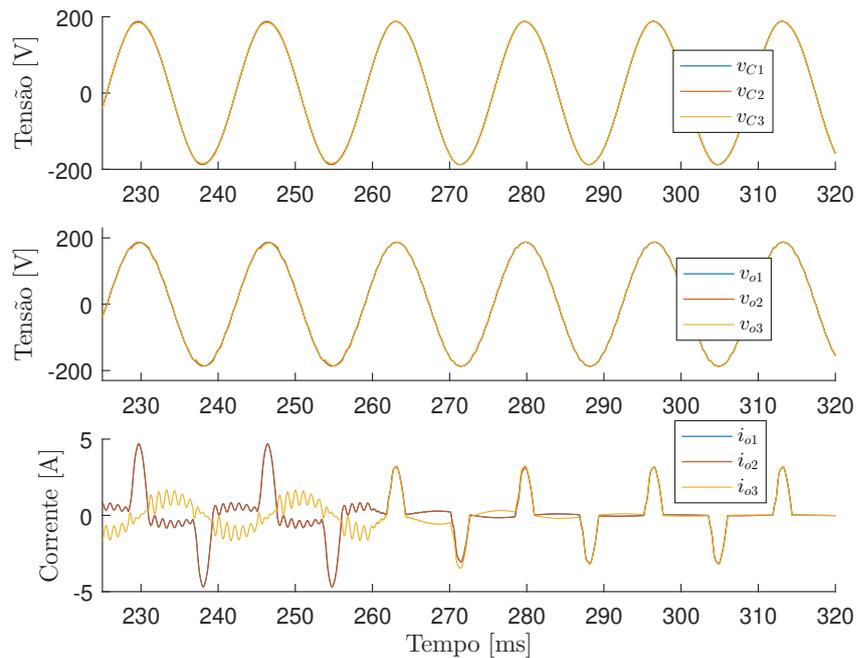


Figura 3.32: Tensões e correntes de três inversores controlados com a técnica *VOC* conectados à uma carga não linear, detalhe da conexão do terceiro inversor.

3.7 Resultados Experimentais

O algoritmo do *VOC* foi embarcado em um inversor comercial monofásico [62] por alteração de *firmware*. Todos os cálculos realizados pelo *DSP* são feitos em ponto fixo. Para simplificar a implementação, o sistema por unidade (p.u.) foi usado. Assim, antes de usar as equações da Seção 3.3, os dados de entrada devem ser convertidos usando as bases de tensão e potência.

O esquema simplificado do experimento é mostrado na Figura 3.33 e a montagem pode ser vista na Figura 3.34. O esquemático do inversor é apresentado de maneira detalhada na Figura 3.21 e os parâmetros referentes ao esquema na Tabela 3.9. Os dois inversores possuem o mesmo número de série. A saída do inversor é conectada a um transformador de acoplamento, com relação 1:1, que fornece isolamento galvânica entre a entrada e a saída. A chave s_3 é usada apenas para validação da estratégia de pré-sincronização. Quando s_3 é fechada, o inversor 2 detecta automaticamente a tensão nos seus terminais e inicia o procedimento de pré-sincronização. As correntes foram medidas com sondas de corrente de efeito *Hall*, enquanto as tensões foram medidas com sondas diferenciais. Os dados foram armazenados em um osciloscópio digital de quatro canais, sem qualquer filtragem. Os parâmetros relacionados ao experimento

estão listados na Tabela 3.20.

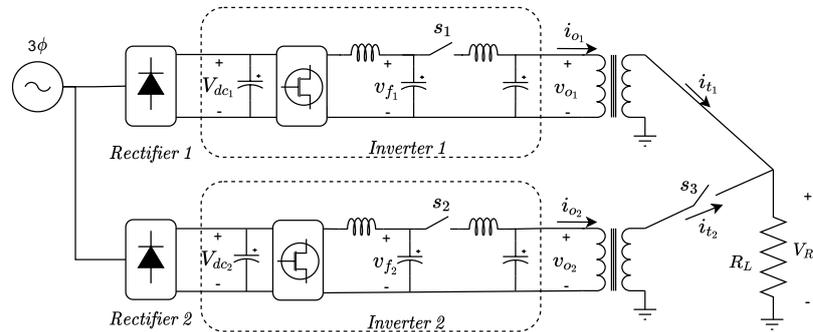


Figura 3.33: Esquema da montagem dos inversores para o teste do algoritmo VOC.

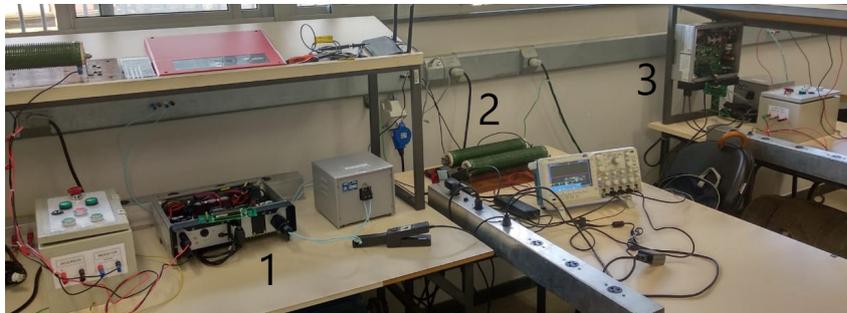


Figura 3.34: Imagem da montagem dos inversores para o teste do algoritmo VOC: (1) Inversor n.º 1, (2) Conjunto de cargas resistivas e (3) Inversor n.º 2.

Os valores V_{\max} e V_{\min} são escolhidos simetricamente com relação à V_n como recomendado na Seção 3.3. A potência nominal deste inversor é $P_n = 1,5 \text{ kW}$. Como os experimentos foram realizados com carga resistiva, o valor de Q_n foi escolhido apenas para superar a reatância dos transformadores. Um bom ponto de partida para Δf é 0,5 Hz, mas esse limite pode variar de acordo com alguma norma ou necessidade dos dispositivos da microrrede. Aqui, este parâmetro foi escolhido de maneira mais restritiva, $\Delta f = 0,3 \text{ Hz}$, devido ao valor reduzido de potência reativa fornecida. Para o mesmo valor de Q_n , um Δf mais restritivo aumentará C_{osc} , o que normalmente leva a um tempo de sincronização maior, em relação ao mesmo sistema. No entanto, uma capacitância maior ajudará a rejeitar mais harmônicos, porque reduz β .

O teste foi conduzido da seguinte maneira. O inversor 1 foi iniciado e após a estabilização, foi conectado à microrrede pelo fechamento da chave s_1 . Então, a chave s_3 foi fechada. O procedimento de pré-sincronização é realizado automaticamente assim que o valor de v_{o2} excede 80 V. Posteriormente, a chave s_2 foi fechada para que o inversor 2 entrasse em operação. Após operar por um período, a chave s_2 foi aberta

Tabela 3.20: Parâmetros utilizados no experimento.

Parâmetro	Valor	Descrição
V_n	127 V	Tensão eficaz nominal
f_n	60 Hz	Frequência nominal
R_{w1}	919 mΩ	Res. de enrolamento trafo 1
X_{w1}	737 mΩ	Reat. de dispersão trafo 1
R_{m1}	2,83 kΩ	Res. de magnetização trafo 1
X_{m1}	625 Ω	Reat. de magnetização trafo 1
R_{w2}	906 mΩ	Res. de enrolamento trafo 2
X_{w2}	655 mΩ	Reat. de dispersão trafo 2
R_{m2}	3,21 kΩ	Res. de magnetização trafo 2
X_{m2}	863 Ω	Reat. de magnetização trafo 2
R_L	25 Ω	Resistência de carga
V_b	200 V	Base de tensão (p.u.)
P_b	4 kW	Base de potência (p.u.)
V_{\max}	1,05 V_n	Tensão eficaz máxima
V_{\min}	0,95 V_n	Tensão eficaz mínima
Δf	0,3 Hz	Var. de freq. permitida
P_n	1,5 kW	Potência nominal
Q_n	300 var	Potência reativa permitida
λ	0,853 V	Limite da função saturação do VOC
α	29,634 S	Ganho da função saturação do VOC
R_{osc}	34,961 mΩ	Resistência do VOC
C_{osc}	109,473 mF	Capacitância do VOC
L_{osc}	64,273 μH	Indutância do VOC

novamente para que o inversor 1 assumisse toda a carga novamente. Os resultados relacionados a cada uma dessas etapas são apresentados a seguir. Deve-se observar que ambos os inversores possuem o mesmo *firmware*.

O primeiro resultado é mostrado na Figura 3.35, trata-se do processo de pré-sincronização do inversor 2. Como pode ser visto, após um pequeno transiente a tensão no filtro do inversor, v_{f2} , que é uma imagem da tensão de saída do VOC, replica v_{o2} , exceto por um pequeno atraso (ver Figura 3.33 para referência dos pontos de medição). Como será visto a seguir, este procedimento garante que os transientes no momento de conexão dos inversores sejam bem controlados.

A figura 3.36 mostra o momento em que o segundo inversor é conectado à microrrede. As tensões medidas são v_{o1} e v_{o2} , bem como as correntes i_{o1} e i_{o2} .

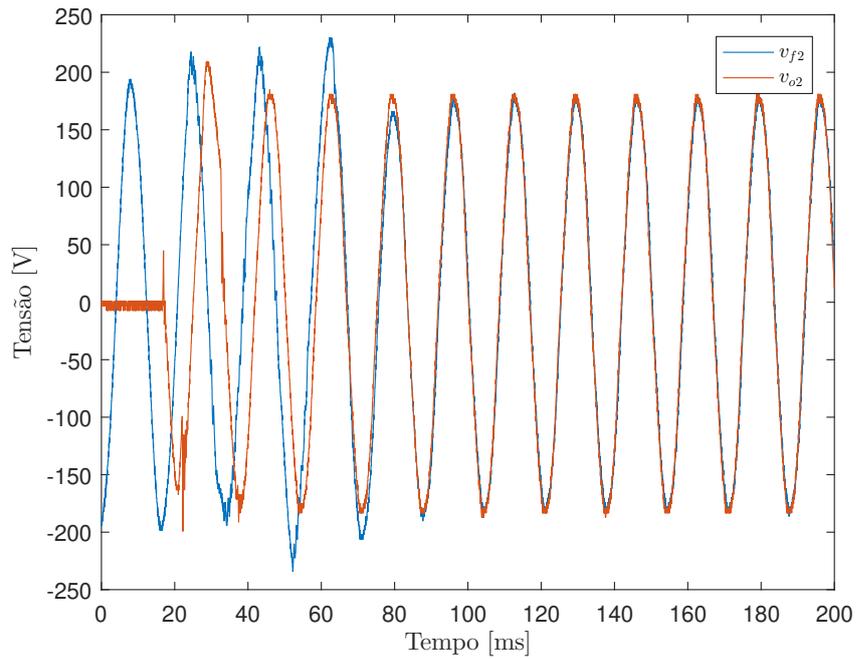


Figura 3.35: Processo de pré-sincronização para o inversor 2.

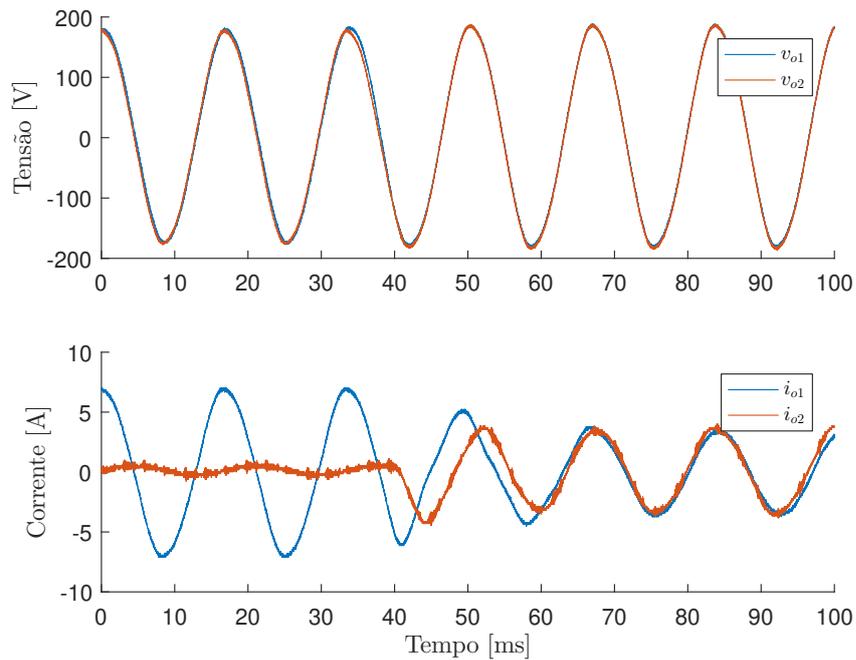


Figura 3.36: Conexão do segundo inversor na microrrede.

Como visto na Figura 3.36, a corrente i_{o2} sincroniza rapidamente com i_{o1} . Além disso, um transiente suave é obtido devido ao procedimento de pré-sincronização. A diferença entre i_{o1} e i_{o2} é devida à diferença na impedância dos transformadores. O ruído mais perceptível apresentado em i_{o2} está relacionado à maior sensibilidade da sonda de corrente 2. Esse ruído é oriundo principalmente da interferência eletromagnética de

modo comum gerada pela comutação do inversor.

Após algum tempo em operação, a chave s_2 foi aberta. O resultado é mostrado na Figura 3.37. As tensões medidas são v_{f2} e v_{RL} . Uma vez solicitada a desconexão, o inversor desativa o PWM, de forma que a tensão do filtro após este evento tenderá a zero. A descarga do capacitor, em comparação com a frequência da rede, é lenta. Isso acaba gerando o sinal “contínuo” visto no gráfico da Figura 3.37. Observa-se que a corrente i_{o2} , após a desconexão, é diferente de zero. Essa corrente é absorvida pelo segundo capacitor do filtro do inversor 2, que se mantém conectado a rede após a abertura da chave s_2 . Outro ponto a ser destacado é a redução da tensão na carga após a interrupção do Inversor 2. Esta redução se deve tanto ao aumento das perdas no Inversor 1 e no transformador quanto à redução da tensão de referência gerada pelo oscilador virtual. Embora os valores de V_{\min} e V_{\max} tenham sido escolhidos simetricamente em relação a V_n , isso não é obrigatório. A única restrição é que $V_{\max} > V_{\min}$. Desta forma, o valor de V_{\min} pode ser escolhido para compensar possíveis perdas no filtro do inversor, se isso for relevante em uma aplicação específica.

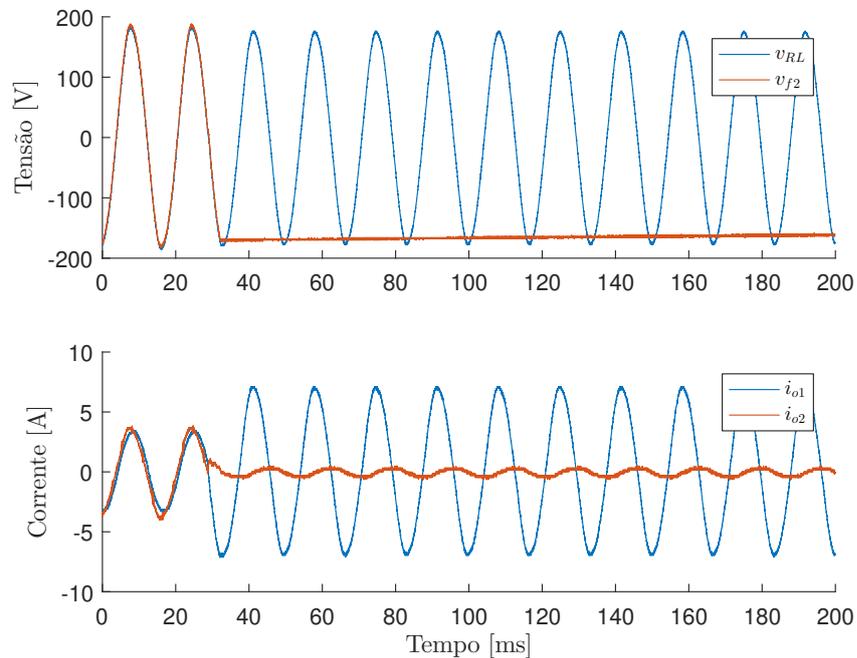


Figura 3.37: Desconexão do segundo inversor da microrrede.

3.8 Conclusões

Foi apresentado neste Capítulo o *Virtual Oscillator Control (VOC)*, uma opção para o controle primário de inversores controlados em modo de tensão. A técnica se baseia na emulação do comportamento dinâmico de um oscilador em um conversor de potência. Este oscilador é especialmente projetado para possuir a propriedade de sincronizar-se com um número desconhecido, mas finito, de vários outros osciladores, como resultado natural de estarem conectados na mesma rede alimentando a uma determinada carga. O método dispensa o cálculo de grandezas médias, como tensões e correntes eficazes ou potência ativa e reativa. Utiliza-se diretamente a corrente de saída do conversor para determinar a tensão de referência. Isso permite que o tempo de sincronização não dependa da banda passante, normalmente restrita, de filtros empregados para estimação dos valores eficazes já citados. Além disso, como foi apresentado, existem garantias de estabilidade para operação de sistemas que utilizem essa metodologia, desde que certas restrições sejam atendidas. Por fim, o *VOC* pode ser empregado em linhas resistivas indutivas ou mistas, sem que nenhuma modificação seja necessária em sua estrutura ou parâmetros de operação.

A proposição do *VOC*, no entanto, não é mérito deste trabalho, sendo um tema com relativo desenvolvimento na literatura. Dessa maneira, a principal contribuição da pesquisa, com relação ao *VOC*, é o método para a escolha adequada dos parâmetros necessários para a utilização desta estrutura de controle. No método apresentado, todos os parâmetros do *VOC* são calculados diretamente, com expressões analíticas, que utilizam como dados de entrada informações sobre o inversor e a microrrede, dados esses comumente disponíveis. Conforme apresentado nos resultados, o método proposto apresenta vantagens potenciais em relação à técnica consagrada na literatura. Seguindo o guia de projeto apresentado aqui, o *VOC* do tipo zona morta gerou menos distorção de terceiro harmônico. Além disso, o tempo de sincronização entre osciladores foi menor quando a técnica proposta foi utilizada. Foi mostrado também nos resultados, que a metodologia de projeto possibilitou que inversores com potências distintas pudessem operar em conjunto em uma mesma microrrede. Para o projeto dos parâmetros do *VOC* não foi necessário conhecer o número de inversores ou a potência nominal dos inversores, a não ser a potência do dispositivo em projeto. Essa característica permite que inversores possam ser adicionados em uma microrrede já em

operação, com outros dispositivos controlados via *VOC*, e é comumente referida como *plug and play*. Também foi apresentado um caso de estudo onde inversores *VOC* são utilizados para alimentar uma carga não linear. Foi observado que, nesse caso, assim como para cargas lineares, a demanda da carga foi repartida de maneira equitativa entre as unidades em operação. No entanto, deve ser dada maior atenção à impedância de saída do inversor, uma vez que essa pode gerar harmônicos indesejados na tensão. A estratégia para a pré-sincronização de dispositivos operando com *VOC* também é uma contribuição deste trabalho. Trata-se de uma simplificação de outra metodologia já conhecida na literatura. O *VOC* foi implementado em um par de inversores comerciais, configurados para operar em conjunto em uma microrrede isolada. Os resultados obtidos demonstram a validade do método de projeto. Foram investigados o processo de pré-sincronização e a operação cooperativa de ambos os inversores em diferentes condições de operação. A pré-sincronização garante que os transientes resultantes da inserção de um segundo inversor em uma microrrede em operação sejam suaves. Isso é essencial para aplicações comerciais, reduzindo o risco de dano ao dispositivo. Também foi mostrado que a redução do número de inversores em operação não cria nenhum problema para o funcionamento do restante do sistema, que em última instância assume toda a potência que é fornecida às cargas, considerando que o número de inversores em operação possuam capacidade para esse fornecimento.

Current Virtual Oscillator Control (cVOC)

4.1 Visão Geral do *cVOC*

O *current Virtual Oscillator Control* (*cVOC*) é uma opção para o controle de conversores *grid-feeding*, como por exemplo, os inversores comumente utilizados em conjunto com painéis fotovoltaicos. A proposição deste método, assim como todo desenvolvimento apresentado neste capítulo, são contribuições originais oriundas deste trabalho. Uma das vantagens desta metodologia, assim como no caso do *VOC*, é que não se faz necessário o cálculo de grandezas médias, como tensões e correntes eficazes ou potência ativa e reativa. É apresentada aqui uma versão monofásica da técnica, deixando para futuros desenvolvimentos a aplicação trifásica. A tensão da rede é utilizada para gerar a referência para a malha de corrente do conversor, sendo que essa estratégia permite que se controle a potência aparente e o ângulo de fator de potência fundamental entregue (potência ativa e reativa), de acordo com as referências desejadas. Da mesma forma que no caso do *VOC*, esse comportamento é obtido pela emulação de um circuito eletrônico no *DSP* do inversor.

O *cVOC* foi inicialmente pensado como uma versão do *VOC* para controle em modo de corrente. Dessa maneira, a primeira abordagem foi criar um circuito dual ao circuito esquemático do *VOC* (Figura 3.2), esse novo sistema pode ser visto na Figura 4.1. Foi utilizado nesse caso uma fonte de tensão controlada por tensão. O uso de um fonte de tensão controlada por corrente também foi cogitado. No entanto, a faixa de variação da corrente é muito maior do que a da tensão, considerando a aplicação do método ao controle de inversores. Essa variação cria problemas práticos para determinação dos parâmetros do oscilador, o que culminou na escolha de uma fonte de tensão controlada por tensão.

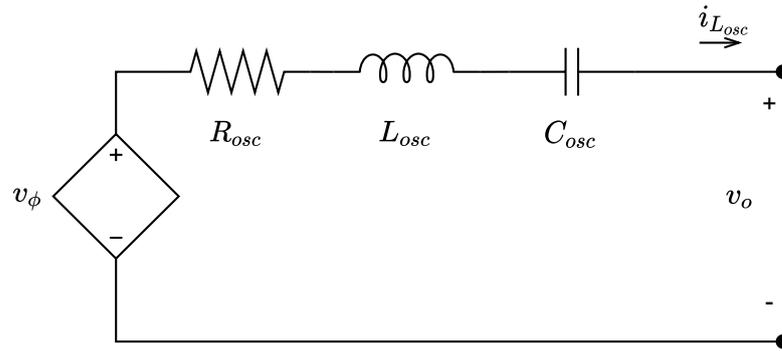


Figura 4.1: Esquemático inicial para o $cVOC$ baseado no VOC .

Analisando o circuito da Figura 4.1 e aplicando as leis de *Kirchhoff* é possível escrever

$$\begin{aligned} L_{osc} \frac{di_{L_{osc}}}{dt} &= -R_{osc} i_{L_{osc}} - v_{C_{osc}} + v_{\phi} - v_o, \\ C_{osc} \frac{dv_{C_{osc}}}{dt} &= i_{L_{osc}}. \end{aligned}$$

Dessa forma, o modelo do sistema pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \dot{\vec{x}} &= \begin{bmatrix} -R_{osc}/L_{osc} & -1/L_{osc} \\ 1/C_{osc} & 0 \end{bmatrix} \vec{x} + \begin{bmatrix} 1/L_{osc} \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y &= [1 \ 0] \vec{x}, \end{aligned} \quad (4.1)$$

onde $\vec{x} = [i_{L_{osc}} \ v_{C_{osc}}]^T$, $u = v_{\phi} - v_o$. A fonte de tensão da Figura 4.1 v_{ϕ} é controlada pela saturação da tensão de saída,

$$v_{\phi}(t) := \phi(v_o(t)), \quad (4.2)$$

onde a função ϕ é definida por

$$\phi(v_o) = \begin{cases} \alpha v_o, & \text{para } |v_o| < \lambda, \\ \alpha \lambda, & \text{para } v_o \geq \lambda, \\ -\alpha \lambda, & \text{para } v_o \leq -\lambda, \end{cases} \quad (4.3)$$

sendo que, $\lambda > 0$ e $\alpha > 0$ são parâmetros a serem escolhidos, assim como R_{osc} , L_{osc} e C_{osc} . O filtro RLC série atenua os harmônicos gerados pela função saturação e provenientes

da própria rede elétrica. Como visto na Seção 3.6, o inversor também possui um filtro de saída que é responsável por mitigar os harmônicos do chaveamento. A Figura 4.2 apresenta o diagrama de blocos relacionado ao *cVOC* como discutido até o momento.

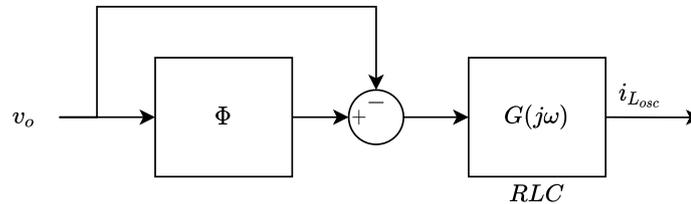


Figura 4.2: Diagrama de blocos inicial do *cVOC*.

A implementação do *cVOC* como descrito no diagrama da Figura 4.2 permite que, caso o nível zero de controle consiga rastrear a referência de corrente $i_{L_{osc}}$, o conversor, em regime permanente, entregue potência ativa próxima da nominal mesmo que a tensão não seja a nominal, desde que a variação da tensão seja limitada. Além disso, é possível mostrar que existe um conjunto de parâmetros α , λ , R_{osc} , L_{osc} e C_{osc} que permite que o circuito da Figura 4.1 oscile de maneira sustentada, com frequência definida, para uma determinada carga conectada nos seus terminais. No entanto, a redução na potência absorvida pela carga leva o sistema a uma condição de estabilidade, de forma que as oscilações cessem. Dessa maneira, para utilização dessa técnica em uma rede com pouca inércia seria necessário conhecer previamente a potência a ser fornecida, para que a tensão não sofra grandes variações de amplitude ou frequência. Sem dúvida essas são limitações importantes. Para contornar alguns desses problemas é proposto um novo diagrama de controle apresentado na Figura 4.3.

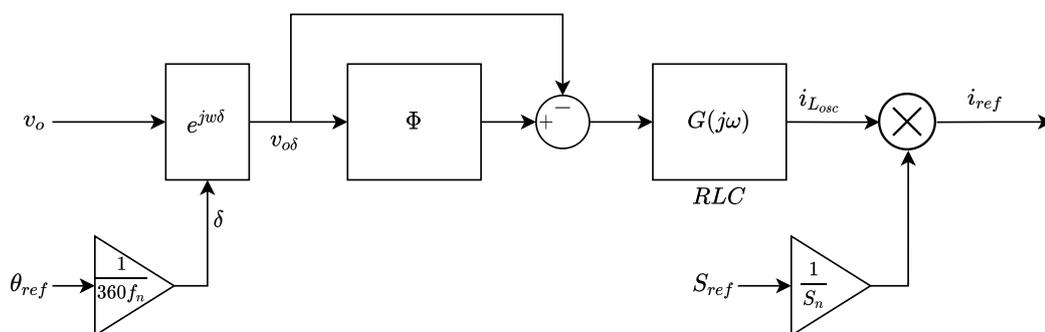


Figura 4.3: Diagrama de blocos final do *cVOC* com θ_{ref} em graus.

Como pode ser observado, a tensão v_o é substituída por sua versão atrasada no tempo $v_{o\delta}(t) = v_o(t - \delta)$, sendo que δ é um atraso ajustável, escolhido em função do

fator de potência desejado θ_{ref} . Por outro lado, a corrente $i_{L_{osc}}$ é escalonada de acordo com a potência desejada S_{ref} e a potência nominal S_n , obtendo assim a corrente de referência i_{ref} . É possível escolher os parâmetros α , λ , R_{osc} , L_{osc} e C_{osc} de maneira que o conversor, em regime permanente, entregue a potência aparente próxima da desejada S_{ref} , com fator de potência θ_{ref} , mesmo que a tensão não seja a nominal, desde que a variação da tensão seja limitada, caso o controle de nível zero consiga rastrear i_{ref} . Para o cálculo de δ , como pode ser visto na Figura 4.3, a frequência de operação do sistema precisa ser conhecida. Caso essa frequência esteja sujeita a variações, para melhorar a precisão do controle de fator de potência, pode ser necessário utilizar algum método de estimação de frequência. Neste trabalho considera-se que o conversor está conectado à rede principal, que por sua vez absorve toda energia disponível do *DER*. Dessa maneira as oscilações são forçadas pela entrada v_o . Na próxima seção apresenta-se o método para escolha dos parâmetros do *cVOC*.

4.2 Método para Escolha dos Parâmetros do *cVOC*

Como pode ser observado da equação (4.2) e do diagrama da Figura 4.3, v_ϕ é gerada a partir de v_o , atrasada no tempo de um intervalo δ e saturada. Dessa maneira define-se

$$v_\phi(t) := \phi(v_o(t - \delta)). \quad (4.4)$$

A impedância virtual composta por R_{osc} , L_{osc} e C_{osc} é utilizada para filtrar os harmônicos, que são gerados pela saturação ou provenientes de v_o . Considerando que o sistema esteja em regime permanente é possível escrever

$$I_{ref}(j\omega) = \frac{S_{ref}}{S_n} \frac{j\omega C_{osc}}{1 + j\omega C_{osc} R_{osc} - \omega^2 L_{osc} C_{osc}} (V_\phi - V_{o\delta}) = \frac{S_{ref}}{S_n} G(j\omega) (V_\phi - V_{o\delta}). \quad (4.5)$$

Além disso, considera-se que a frequência de operação do sistema elétrico seja conhecida e dada por $\omega = \omega_n$, fazendo $1/(L_{osc} C_{osc}) = \omega_n^2$ a corrente de saída pode ser escrita como

$$I_{ref1} = \frac{S_{ref}}{S_n} \frac{V_{\phi1} - V_{o\delta1}}{R_{osc}}, \quad (4.6)$$

onde o índice 1 é utilizado para indicar a relação com a frequência fundamental. Desconsiderando os harmônicos presentes em v_o , é possível escrever a corrente para cada um dos harmônicos gerados pela tensão v_ϕ

$$I_{refk} = \frac{S_{ref}}{S_n} \frac{jk\omega_n C_{osc}}{(1 - k^2) + jk\omega_n C_{osc} R_{osc}} V_{\phi k}, \quad (4.7)$$

onde $k = 3, 5, 7, \dots$, uma vez que a função saturação insere apenas harmônicos ímpares no sistema. As tensões $V_{\phi 1}$ e $V_{\phi k}$ são obtidas pela transformada de Fourier de v_ϕ . Considerando que $v_o = a \sin(\omega t)$ e utilizando a definição (4.4) é possível escrever

$$V_{\phi 1} = \Phi_1 V_o e^{-j\omega\delta}, \quad (4.8)$$

onde

$$\Phi_1(a) = \begin{cases} \alpha, & \text{para } 0 \leq a \leq \lambda, \\ \frac{2\alpha}{\pi} \left[\arcsin(\kappa) + \kappa \sqrt{1 - \kappa^2} \right], & \text{para } a > \lambda, \end{cases} \quad (4.9)$$

com $\kappa = \lambda/a$.

Analisando as equações (4.8) e (4.9) é possível notar que a saturação opera como um ganho variável em função de a . Quanto maior a amplitude de v_o , a partir de λ , menor é o valor de Φ_1 . Dessa maneira é possível utilizar do comportamento descrito por Φ_1 para absorver variações da tensão v_o , em uma dada faixa, de maneira que a potência entregue pelo inversor se mantenha o mais constante possível. Além disso, caso a corrente de saída do inversor seja igual a i_{ref} , a potência aparente entregue será $S = V_o I_{ref1}^*$. Utilizando as equações (4.6) e (4.8), considerando novamente que $\omega = \omega_n$, o que implica em $\omega\delta = \theta_{ref}$,

$$S = V_o \frac{S_{ref}}{S_n} \frac{(\Phi_1 V_o e^{-j\theta_{ref}} - V_o e^{-j\theta_{ref}})^*}{R_{osc}} = \frac{S_{ref}}{S_n} \frac{V_o^2}{R_{osc}} (\Phi_1 - 1) e^{j\theta_{ref}}. \quad (4.10)$$

Da equação anterior é possível constatar que o fator de potência será θ_{ref} , como desejado. Por outro lado o módulo da potência é dado por

$$|S| = \frac{S_{ref}}{S_n} \frac{V_o^2}{R_{osc}} (\Phi_1 - 1) \quad (4.11)$$

Considerando que o objetivo é manter a potência entregue pelo inversor o mais constante possível, sendo que a tensão da rede está limitada a $V_{\min} < V_o < V_{\max}$, se utiliza

$\lambda = V_{\min} \sqrt{2}$. Dessa forma, Φ_1 começará a reduzir sua amplitude a partir de V_{\min} . Utilizando as equações (4.9) e (4.11) considerando a condição de tensão mínima obtêm-se

$$|S_1| = \frac{S_{ref}}{S_n} \frac{V_{\min}^2}{R_{osc}} (\alpha - 1). \quad (4.12)$$

Por outro lado, quando $V_o = V_{\max}$

$$|S_2| = \frac{S_{ref}}{S_n} \frac{V_{\max}^2}{R_{osc}} \left(\frac{\alpha}{\gamma} - 1 \right) \quad (4.13)$$

onde

$$\begin{aligned} \gamma &= (\pi/2) [\arcsin(\kappa) + \kappa \sqrt{1 - \kappa^2}]^{-1}, \\ \kappa &= V_{\min}/V_{\max}. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Como $|S_1|$ deve ser igual a $|S_2|$, utilizando (4.12) e (4.13) é possível escrever,

$$\alpha = \frac{V_{\max}^2 - V_{\min}^2}{V_{\max}^2/\gamma - V_{\min}^2}. \quad (4.15)$$

Utilizando a equação (4.12) e fazendo $|S_1| = S_{ref} = S_n$, é obtida a expressão para cálculo de R_{osc} ,

$$R_{osc} = \frac{V_{\min}^2}{S_n} (\alpha - 1). \quad (4.16)$$

Substituindo (4.15) e (4.16) em (4.12) e em (4.13) se obtém $|S_1| = S_{ref}$ e $|S_2| = S_{ref}$ como desejado. Dessa maneira, a escolha de $\lambda = V_{\min} \sqrt{2}$, α da equação (4.15) e R_{osc} da equação (4.16) garante que a potência entregue pelo inversor seja igual tanto para $V_o = V_{\min}$ quanto para $V_o = V_{\max}$. No entanto, entre esses valores a potência será levemente maior que S_{ref} . Uma aproximação da potência máxima pode ser obtida utilizando a equação (4.11), e considerando que $V_o = (V_{\min} + V_{\max})/2$.

De posse do valor de R_{osc} é possível calcular o valor de C_{osc} , de modo a controlar a geração de harmônicos pelo sistema. De acordo com a equação (4.7), o ganho de condutância do filtro para o terceiro harmônico pode ser dado por

$$A_3 = \frac{3\omega_n C_{osc}}{\sqrt{9\omega_n^2 C_{osc}^2 R_{osc}^2 + 64}} \quad (4.17)$$

Logo C_{osc} pode ser escolhido como

$$C_{osc} = \frac{8A_3}{3\omega_n \sqrt{1 - R_{osc}^2 A_3^2}} \quad (4.18)$$

A equação (4.18) pode ser utilizada diretamente, considerando que A_3 seja um parâmetro de entrada, ou então é possível utilizar as equações (4.6) e (4.7) para obter a relação entre a amplitude da corrente fundamental e da corrente de terceiro harmônico

$$\delta_{3:1} = \left| \frac{I_{ref3}}{I_{ref1}} \right| = A_3 R_{osc} \frac{\Phi_3}{\Phi_1 - 1} \quad (4.19)$$

onde

$$\Phi_3(a) = \begin{cases} 0, & \text{if } 0 \leq a \leq \lambda, \\ \frac{4a}{\pi a} \left[a\kappa^3 \cos \zeta + \frac{\lambda}{3} \cos 3\zeta \right], & \text{if } a > \lambda, \end{cases} \quad (4.20)$$

com $\zeta = \arcsin(\lambda/a)$. Como tanto Φ_1 quanto Φ_3 são funções da amplitude, o pior caso deve ser considerado, para tal $a = V_{\max} \sqrt{2}$. Logo o ganho A_3 para garantir $\delta_{3:1}$ pode ser obtido por,

$$A_3 = \frac{\delta_{3:1}(\alpha/\gamma - 1)}{R_{osc} \Phi_3}. \quad (4.21)$$

Uma vez determinado C_{osc} , lembrando que foi assumido que $1/(L_{osc} C_{osc}) = \omega_n^2$, o valor de L_{osc} pode ser calculado utilizando

$$L_{osc} = \frac{1}{4\pi^2 f_n^2 C_{osc}}. \quad (4.22)$$

4.2.1 Resumo do Método para Escolha dos Parâmetros do *cVOC*

Para facilitar o entendimento e a aplicação do procedimento de projeto do *cVOC* foi criado o resumo a seguir.

1. Defina os parâmetros de entrada V_{\min} , V_{\max} , f_n , S_n , $\delta_{3:1}$ ou A_3 . Obtenha os parâmetros do inversor e da microrrede (potência nominal do inversor e tensão e frequência da rede).
2. Usar V_{\min} para calcular $\lambda = V_{\min} \sqrt{2}$.

3. Usar $\kappa = V_{\min}/V_{\max}$ para calcular γ com a Equação (4.14).
4. Usar γ do passo anterior, V_{\min} , V_{\max} e S_n para calcular α e R_{osc} com as Equações (4.15) e (4.16).
5. Usar R_{osc} e A_3 para calcular C_{osc} com a Equação (4.18), A_3 pode ser um parâmetro de entrada ou calculado a partir de $\delta_{3:1}$ com a Equação (4.21).
6. Usar C_{osc} do passo anterior e f_n para calcular L_{osc} com a Equação (4.22).

Na Seção 4.5, um exemplo de projeto é apresentado com dados extraídos de um sistema real.

4.3 Implementação do *cVOC*

Uma opção para implementação do *cVOC* é apresentada na Figura 4.4, o símbolo “til” é utilizado para identificar as variáveis medidas. Além disso, o Algoritmo 2 detalha a sequência de cálculos executada pela unidade de processamento do inversor. O diagrama apresentado na Figura 4.4 é baseado no inversor que será utilizado nos testes de bancada, o esquemático completo do inversor pode ser visto na Figura 3.21.

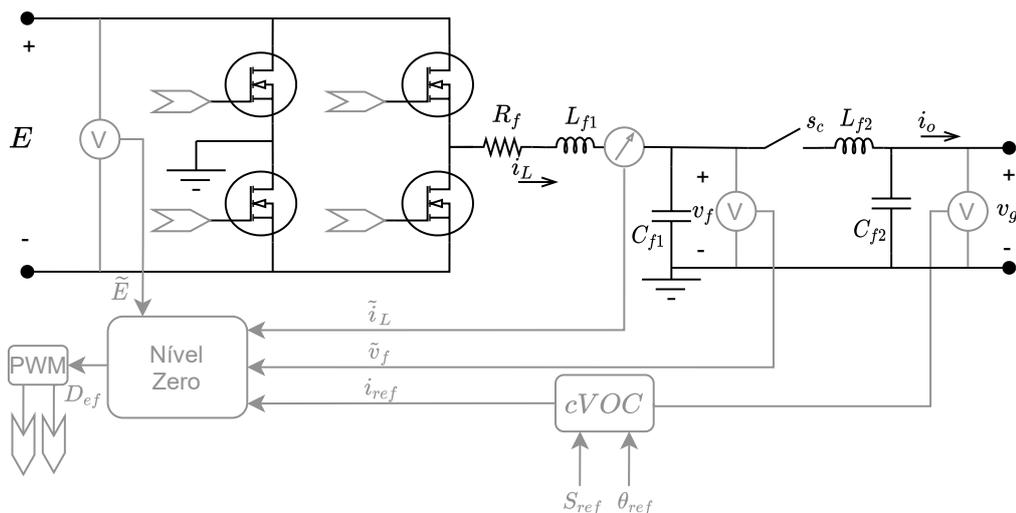


Figura 4.4: Implementação do *cVOC* em um inversor.

Como é possível observar na Figura 4.3, a função não linear do *cVOC* atua no sistema linear, $G(j\omega)$, através da entrada v_{od} , diferentemente do que ocorre no *VOC*, onde um estado do oscilador é realimentado. Dessa maneira a discretização se torna

Algoritmo 2: Implementação do *cVOC*.

```

 $N\_SAMPLES = (\theta_{\max} f_s) / (360 f_n);$ 
 $x = [0, 0];$ 
 $v_{ob} = \text{zeros}(N\_SAMPLES);$ 
 $k_{Seff} = 0;$ 
 $i = 0;$ 
foreach sample time interrupt do
     $v_{ob}(i) = \tilde{v}_g;$ 
     $i = (i + 1) \% N\_SAMPLES;$ 
     $i_d = i - \delta_i;$ 
    if  $i_d < 0$  then
         $i_d = N\_SAMPLES - i_d;$ 
    end
     $v_{o\delta} = v_{ob}(i_d);$ 
    if  $|v_{o\delta}| < \lambda$  then
         $u = v_{o\delta}(\alpha - 1);$ 
    else
        if  $v_{o\delta} > 0$  then
             $u = \alpha\lambda - v_{o\delta};$ 
        else
             $u = -\alpha\lambda - v_{o\delta};$ 
        end
    end
     $x = A_d x + B_d u;$ 
     $k_{Seff} = k_{Seff} + K_f(k_S - k_{Seff});$ 
     $i_{ref} = k_{Seff} x(1);$ 
end

```

mais simples no caso do *cVOC*, visto que é possível aplicar a saturação no sinal de entrada e depois utilizá-lo como entrada do sistema linear discretizado.

O sinal de tensão atrasado, $v_{o\delta}$, é obtido por meio de um acumulador circular (*ring buffer*), v_{ob} , carregado inicialmente com valores nulos. A constante $N_SAMPLES$ define o número de elementos do acumulador e deve ser ajustada de acordo com a defasagem máxima permitida, θ_{\max} em graus, com a frequência de amostragem, f_s , e a frequência da rede, f_n . As variáveis δ_i e k_S estão relacionadas às referências, definidas externamente, por exemplo por um algoritmo de *MPTT* no caso de instalações com painéis fotovoltaicos. De acordo com a implementação apresentada e as definições feitas na Seção 4.2 é possível escrever:

$$\delta_i = N_SAMPLES \frac{\theta_{ref}}{\theta_{\max}} \quad (4.23)$$

$$k_S = \frac{S_{ref}}{S_n}. \quad (4.24)$$

As matrizes A_d , B_d , são obtidas da discretização do sistema linear apresentado na equação (4.1). Utilizando o MATLAB[®] é possível realizar essa transformação com a função *c2d* com a configuração padrão (*Zero-Order Hold*).

Para evitar transitórios perigosos aos semicondutores do dispositivo no momento da entrada em operação é possível limitar o valor de i_{ref} , utilizando por exemplo uma saturação. Outra opção é utilizar um filtro para criar uma inicialização suave, como apresentado no Algoritmo 2. O ganho do filtro, K_f , deve ser ajustado de acordo com a constante de tempo desejada e com a taxa de amostragem do sistema. Esse filtro atuará tanto no momento da conexão do inversor na rede quanto nas alterações da referência de potência. No entanto, é possível criar uma variável de estado auxiliar no algoritmo de maneira que o filtro atue apenas no momento de conexão do inversor com a rede.

4.4 Resultados de Simulação

A plataforma de simulação MATLAB[®] [58] foi usada em conjunto com o Simulink[®] para obter os resultados apresentados neste trabalho. O passo de integração utilizado foi $T_{solv} = (1/(48 \text{ kHz}))$ e a taxa de amostragem dos blocos discretos $T_{sam} = (1/(24 \text{ kHz}))$.

4.4.1 Validação do Desenvolvimento Matemático do *cVOC*

Deseja-se validar o equacionamento apresentado na Seção 4.2. Para tal é construída uma simulação de acordo com o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.3. Uma fonte de sinal senoidal é utilizada na entrada, correspondendo a v_o . A potência aparente, ativa e reativa são calculadas utilizando o sinal v_o e a saída do *cVOC*, i_{ref} . Os dados de entrada utilizados para o projeto do *cVOC* são apresentados na Tabela 4.1, enquanto os valores obtidos da aplicação do procedimento descrito na Seção 4.2 são apresentados na Tabela 4.2.

Os resultados da primeira simulação, referente a uma condição de operação com

Tabela 4.1: Parâmetros de entrada para o *cVOC*.

Parâmetro	Valor	Descrição
V_n	127 V	Tensão eficaz nominal
f_n	60 Hz	Frequência nominal
V_b	200 V	Base de tensão (p.u.)
P_b	4 kW	Base de potência (p.u.)
V_{\max}	$1,05 V_n$	Tensão eficaz máxima permitida
V_{\min}	$0,95 V_n$	Tensão eficaz mínima permitida
S_n	1,5 kVA	Potência aparente nominal inversor
A_3	0,25 S	Ganho para terceiro harmônico

Tabela 4.2: Parâmetros do *cVOC* utilizados na simulação.

Parâmetro	Valor	Descrição
λ	0,853 V	Limite da f. sat. do <i>cVOC</i>
α	1,237 V/V	Ganho da f. sat. do <i>cVOC</i>
R_{osc}	0,230 m Ω	Resistência do <i>cVOC</i>
C_{osc}	1,771 mF	Capacitância do <i>cVOC</i>
L_{osc}	3,972 mH	Indutância do <i>cVOC</i>

frequência nominal, são mostrados nas Figuras 4.5 e 4.6. A referência de potência é modificada em $t = 200$ ms de 70% (1050 VA) para 100% e posteriormente para 70% em $t = 800$ ms. O ângulo de potência é modificado em $t = 600$ ms de $\theta_{ref} = 10^\circ$ para $\theta_{ref} = 20^\circ$. Além disso ocorre uma perturbação na tensão em $t = 400$ ms, instante em que a tensão V_o é modificada de V_{\min} para V_{\max} . As potências são calculadas usando a técnica apresentada no Apêndice A, usando um filtro de segunda ordem com $f_c = 20$ Hz, lembrando que o cálculo de potência é feito apenas para realizar a análise dos resultados. Observa-se que a referência de corrente é gerada de maneira satisfatória de modo que as referências de potência sejam obedecidas. Além disso nota-se que, após o incremento da tensão, a corrente de referência tem seu valor reduzido, de maneira que a potência entregue se mantenha o mais constante possível.

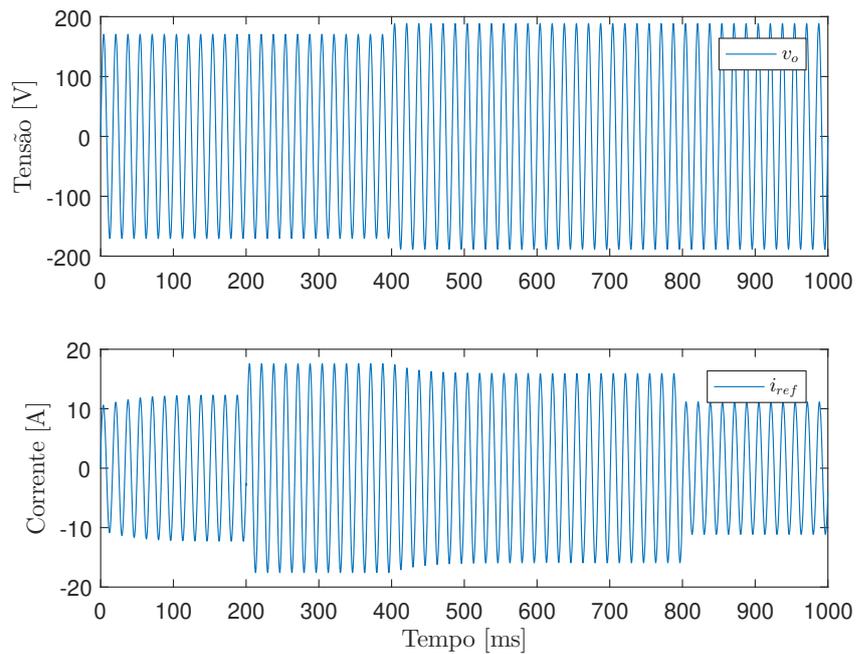


Figura 4.5: Tensão v_o com frequência nominal e corrente de referência gerada pelo $cVOC$.

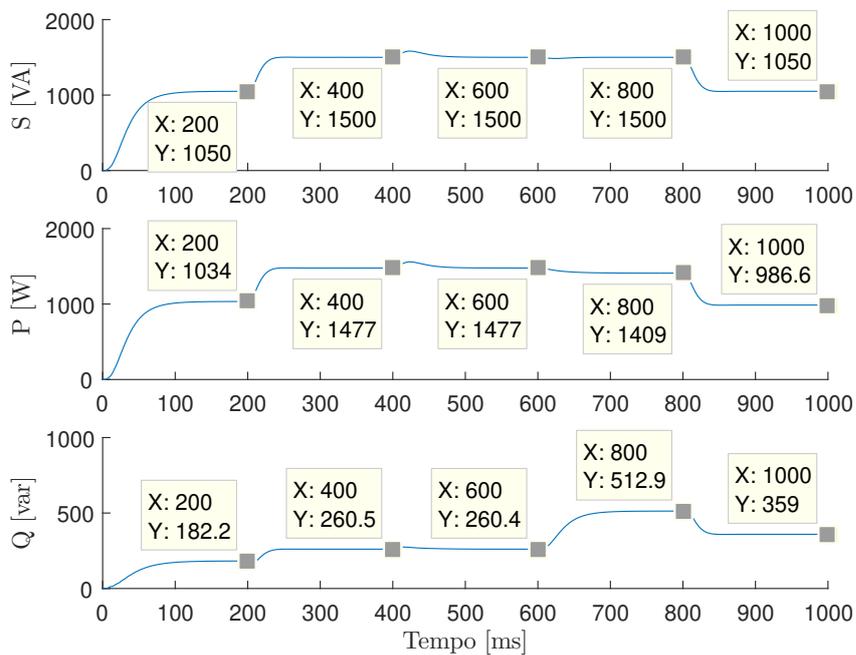


Figura 4.6: Potências calculadas utilizando o sinal v_o com frequência nominal e a corrente de referência gerada pelo $cVOC$.

A simulação é realizada novamente, apenas a frequência de v_o é alterada para o valor de 59,5 Hz e o resultado é apresentado na Figura 4.7. Como pode ser observado a potência aparente entregue continua seguindo a referência imposta, no entanto a distribuição entre potência ativa e reativa é modificada. Esse erro ocorre majoritariamente por dois motivos. O primeiro se dá pelo fato da impedância virtual, nessa condição,

deixar de ter comportamento puramente resistivo. O segundo fator está relacionado ao cálculo de δ a partir da frequência nominal e não da frequência real da tensão.

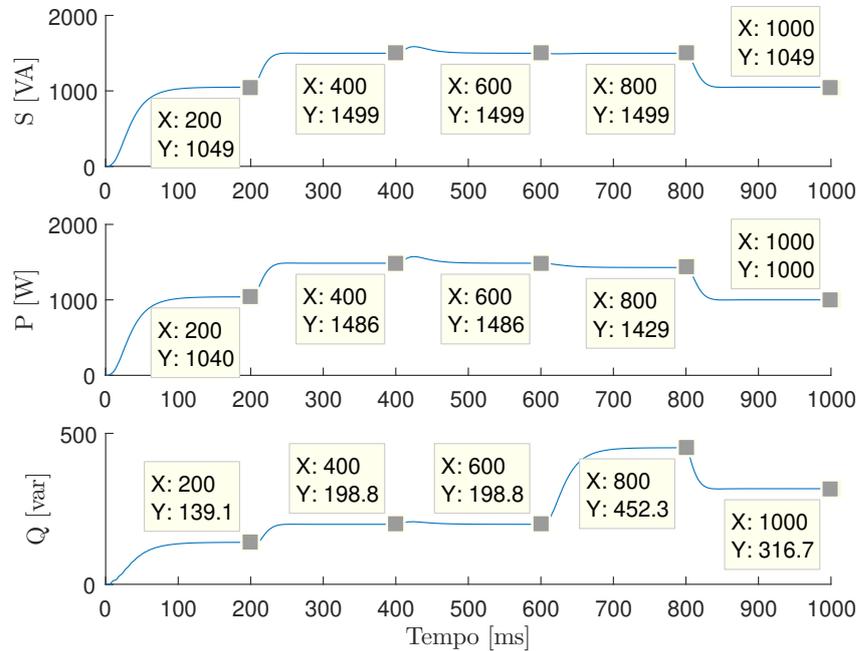


Figura 4.7: Resultado de simulação para condição em que a frequência de v_o é igual a 59,5Hz.

4.4.2 Injeção de Potência na Rede Utilizando o $cVOC$

Nesta seção são apresentados resultados de simulação da operação de um inversor, conectado à rede principal, controlado com a técnica $cVOC$. A Figura 4.8 apresenta o nível mais elevado do modelo de simulação construído. Como pode ser observado, o inversor é conectado à rede através de uma linha modelada por um indutor e um resistor com parâmetros $R_{line} = 353 \text{ m}\Omega$ e $L_{line} = 910 \text{ }\mu\text{H}$.

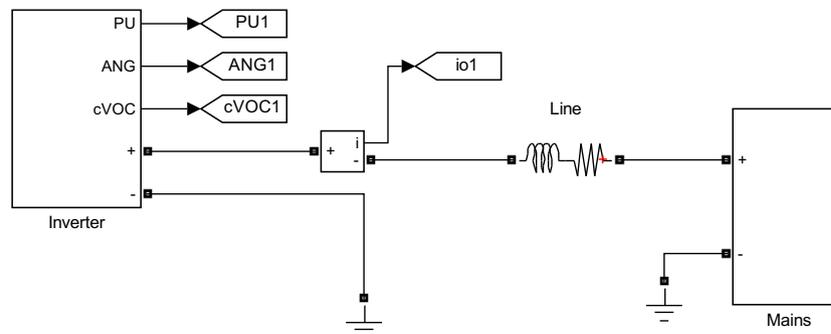


Figura 4.8: Diagrama de simulação para conexão de um inversor à rede principal utilizando o $cVOC$.

A Figura 4.9, por sua vez, apresenta o detalhamento do subsistema *Inverter*.

Nesse nível de abstração é possível observar a separação entre o modelo do controlador e do *hardware* do inversor, que é representado pelo subsistema *PHB Inverter*. O bloco *cVOC Code* implementa o algoritmo apresentado na Seção 4.3. Além disso, os cálculos do Algoritmo 2 são realizados em ponto fixo, como no código embarcado nos inversores reais. Para que não ocorra a saturação das variáveis, que são representadas em ponto fixo, é aplicado a conversão Por Unidade (p.u.).

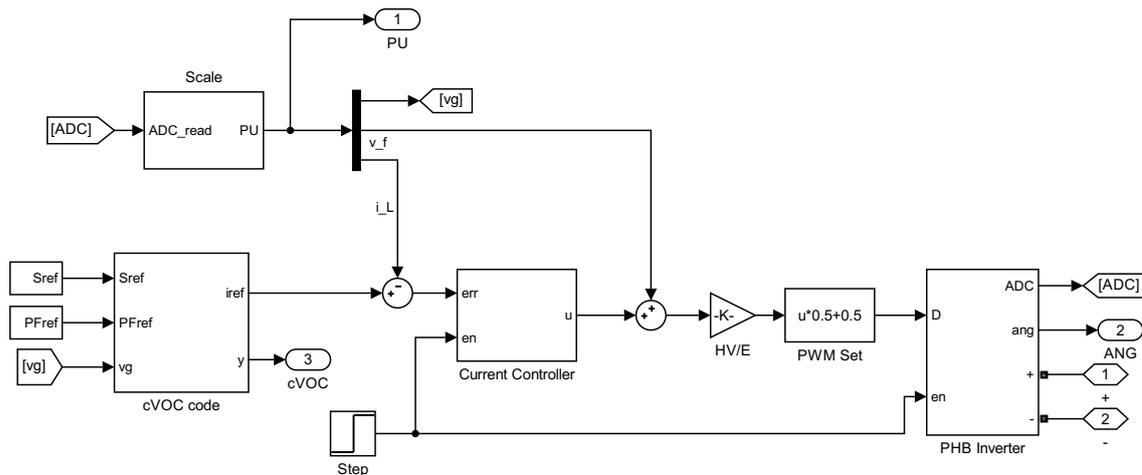


Figura 4.9: Diagrama do subsistema *Inverter* da Figura 4.8.

O modelo do bloco *PHB Inverter* é apresentado na Seção 3.6 e foi baseado no inversor disponível para os testes práticos, novamente o modelo médio é utilizado. Na Figura 4.9, nota-se também a presença da malha de controle de corrente, cuja variável controlada é i_L . Foram utilizadas as compensações de tensão do capacitor do filtro, v_f , e da tensão do barramento c.c., E . A tensão $E = 315$ V, é considerada constante na simulação. O controlador utilizado é do tipo Proporcional Repetitivo [50, 64] e foi implementado como mostrado na Figura 4.10. Os parâmetros do controlador foram escolhidos de maneira iterativa na simulação. O atraso do controlador foi ajustado para meio período da fundamental, que resulta em um atraso de 200 ciclos de amostragem baseado em f_n e f_s , a frequência de corte do filtro foi de 500 Hz e o ganho $K_r = 0,5$ V/A. O bloco de saturação foi incluído de maneira a criar uma ação *anti-windup*, para tal os limites da função de saturação devem ser os limites de atuação divididos pelo ganho K_r , cujos valores escolhidos são $-0,9$ V e $0,9$ V. Apesar da inclusão da ação *anti-windup*, não foi observada a ativação da saturação nos resultados que são apresentados a seguir.

O procedimento de projeto da Seção 4.2 é aplicado e os parâmetros de entrada são mostrados na Tabela 4.1. Os parâmetros do *cVOC* para o inversor são apresentados

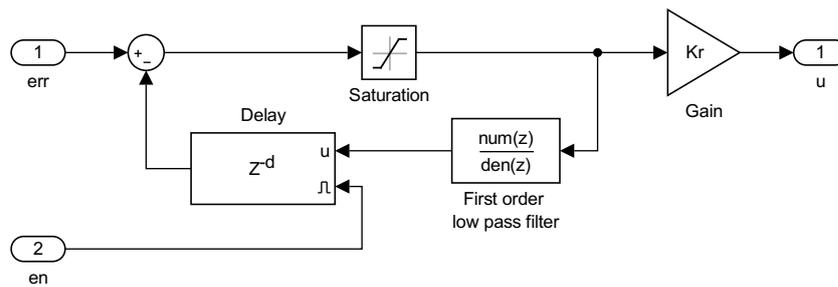


Figura 4.10: Diagrama do subsistema *Current Controller* da Figura 4.8.

na Tabela 4.2, enquanto o resultado da simulação é mostrado nas Figuras 4.11, 4.12 e 4.13.

O inversor é conectado à rede principal em $t = 0$ ms, no entanto o PWM é ativado apenas em $t = 29$ ms. Em $t = 50$ ms a referência de potência é variada de 0 para 100% e em $t = 430$ ms é alterada para 50%, θ_{ref} é mantido em zero em todo o período de simulação. Foi utilizado um filtro na referência com ganho $K_f = 1$ mVA/VA, como descrito na Seção 4.3. Pode-se observar o efeito desse filtro na Figura 4.11 no gráfico de k_{Seff} . A tensão da rede inicialmente é 95% da nominal e em $t = 250$ ms é modificada para 105%.

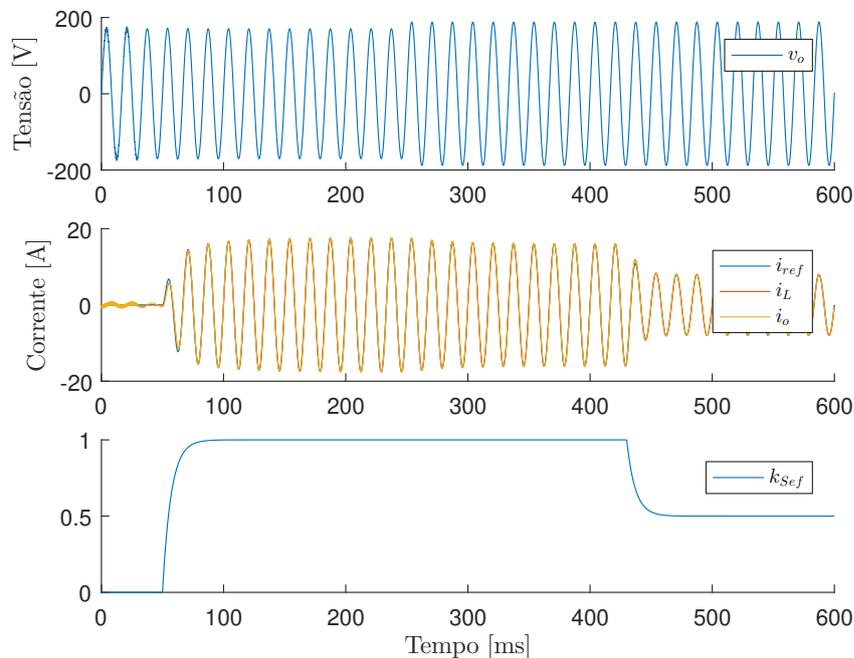


Figura 4.11: Tensão de saída, correntes e referência efetiva de potência do inversor controlado com a técnica *cVOC*.

Observa-se na Figura 4.11 que o *cVOC* rapidamente rejeita a perturbação da variação da tensão da rede, de maneira que a potência fornecida se mantenha próxima do especificado. Graças ao filtro incluído na referência de potência, a modificação da

corrente fornecida, em $t = 50$ ms e em $t = 430$ ms, acontece de maneira suave. A corrente de saída é ligeiramente diferente de i_L , visto que o filtro do inversor absorve parte dessa corrente. O gráfico da Figura 4.12 apresenta em detalhe o transitório do aumento de carga. Apenas i_{ref} e i_L são mostradas com intuito de avaliar o desempenho da malha de controle de corrente. Nota-se que i_L segue adequadamente a referência, i_{ref} , após o transitório. O bom resultado obtido se deve a compensação da tensão v_f e do uso do controlador Proporcional Repetitivo.

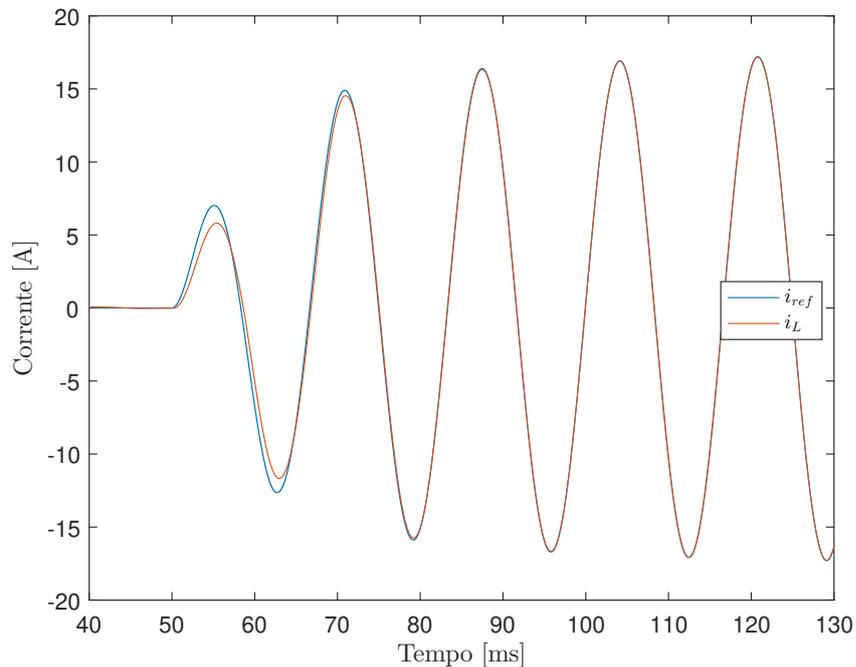


Figura 4.12: Corrente de referência e corrente controlada, transitório de aumento de carga.

Para facilitar a observação dos dados de potência de saída do inversor, o gráfico da Figura 4.13 é construído. A técnica para o cálculo de potência é apresentada no Apêndice A, tendo sido utilizado um filtro de segunda ordem com $f_c = 20$ Hz. Nesse gráfico, as curvas em azul representam a potência ativa e reativa entregues pelo inversor, já as curvas em vermelho são as potências comandadas pelo algoritmo $cVOC$. A diferença entre as curvas está relacionada principalmente ao fato de se controlar a corrente i_L , ao passo que o ideal seria controlar i_o . A corrente i_o , no entanto, não é uma variável medida pelo inversor que será utilizado nos experimentos. Dessa maneira a divergência apresentada se deve à corrente absorvida pelo filtro do inversor. No gráfico da Figura 4.13, também é possível notar que a potência entregue pelo conversor teve uma pequena variação frente a variação de 10% da tensão da rede. Apesar de θ_{ref} ter sido mantido em zero, a referência de corrente gerada pelo $cVOC$ possui uma

pequena parcela de potência reativa, sendo que o maior valor de θ em estado estacionário foi de $0,6^\circ$ em $t = 580$ ms. Esse pequeno atraso se deve ao erro de aproximação da implementação numérica do filtro do *cVOC*.

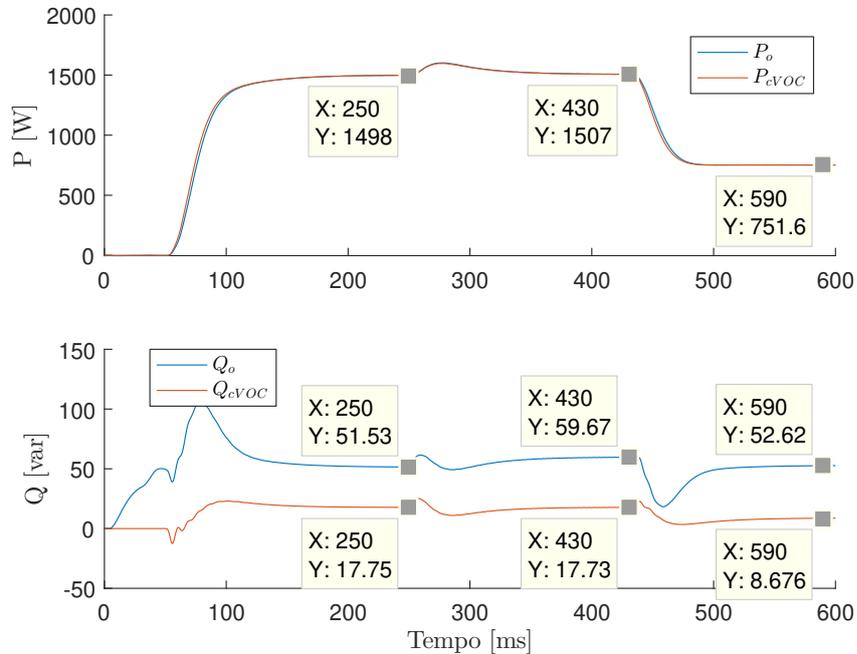


Figura 4.13: Potência ativa e reativa entregue pelo inversor controlado com a técnica *cVOC*.

Nos resultados de simulação apresentados anteriormente o valor de θ_{ref} foi mantido em zero. Nos próximos resultados, além das variações de S_{ref} em $t = 50$ ms e $t = 650$ ms e da tensão da rede em $t = 250$ ms, o valor de θ_{ref} é modificado, iniciando com 10° e sendo incrementado para 20° em $t = 400$ ms. Os resultados são apresentados nas Figuras 4.14, 4.15 e 4.16.

Nota-se nas Figuras 4.15 e 4.16 que foi possível controlar a potência reativa entregue pelo conversor, além disso a variação na amplitude da tensão é rapidamente compensada, como pode ser visto na Figura 4.14, de maneira que tanto a potência ativa quanto reativa se mantenham o mais constante possível. Além disso, na Figura 4.16 o ângulo de potência é apresentado, de maneira que seja mais fácil avaliar o rastreamento da referência θ_{ref} . Observa-se que existe um pequeno erro de estado estacionário, contudo o erro devido à corrente absorvida pelo filtro é bem maior do que o erro do próprio *cVOC*.

Uma nova simulação é realizada para verificar o impacto da variação da frequência da rede na operação do inversor controlado pelo *cVOC*. Nessa simulação a referência de potência aparente é modificada apenas na entrada em operação do dispositivo para

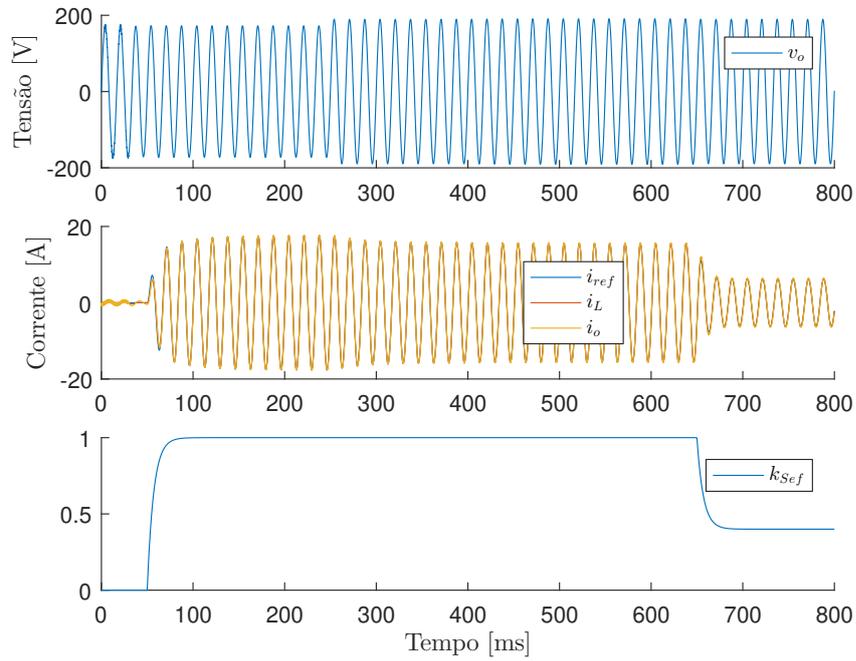


Figura 4.14: Tensão de saída, correntes e referência efetiva de potência do inversor controlado com a técnica $cVOC$, com variação de θ_{ref} .

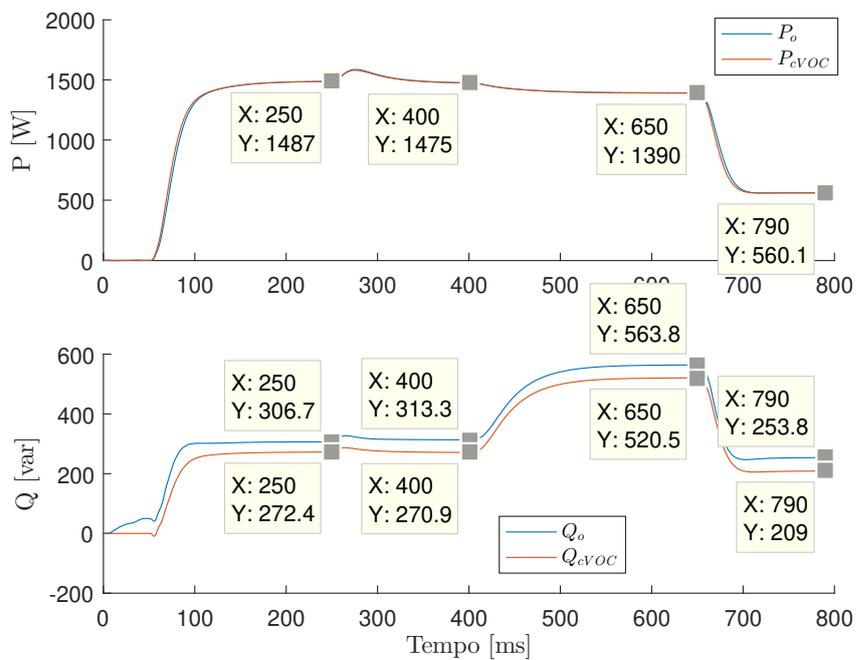


Figura 4.15: Potência ativa e reativa entregue pelo inversor controlado com a técnica $cVOC$, com variação de θ_{ref} .

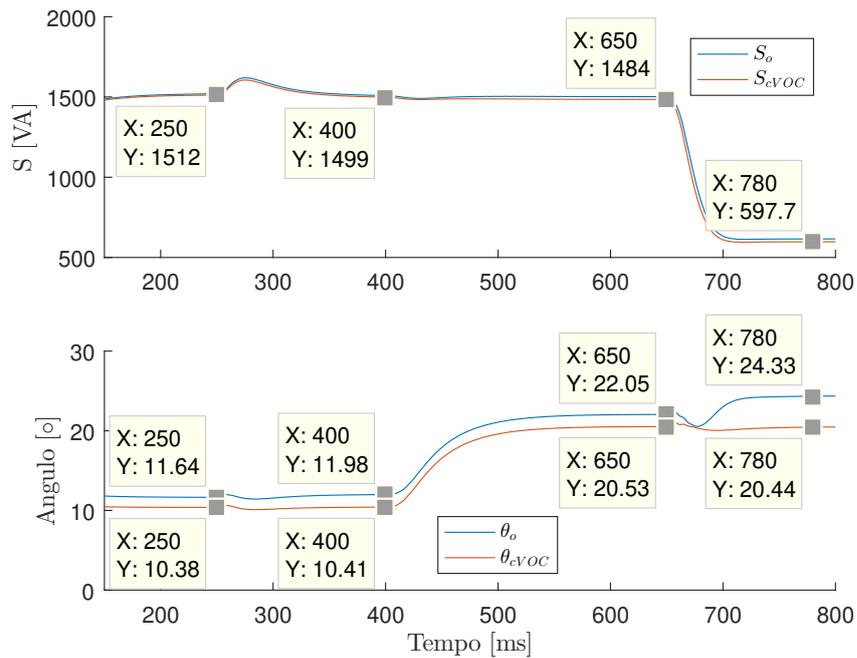


Figura 4.16: Potência aparente e ângulo controlado com a técnica $cVOC$, com variação de θ_{ref} .

seu valor nominal de 1,5 kVA. A referência de fator de potência é mantida em zero por todo o período. A frequência da rede inicialmente é de 60 Hz, em $t = 300$ ms esse valor é alterado para 60,5 Hz e posteriormente em $t = 600$ ms para 59,5 Hz. O resultado é apresentado na Figura 4.17 e na Figura 4.18.

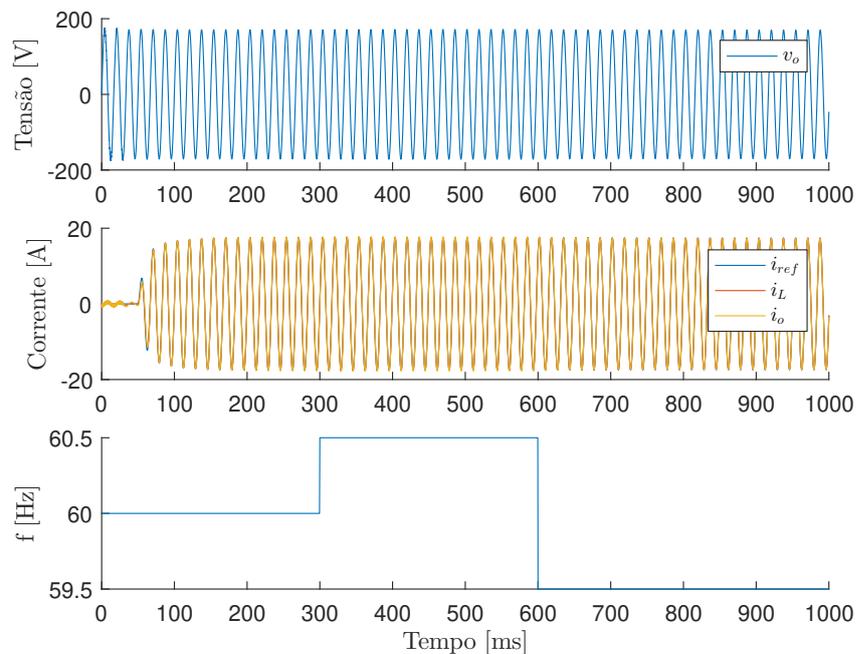


Figura 4.17: Tensão de saída, correntes e referência efetiva de potência do inversor controlado com a técnica $cVOC$, com variação de frequência da rede.

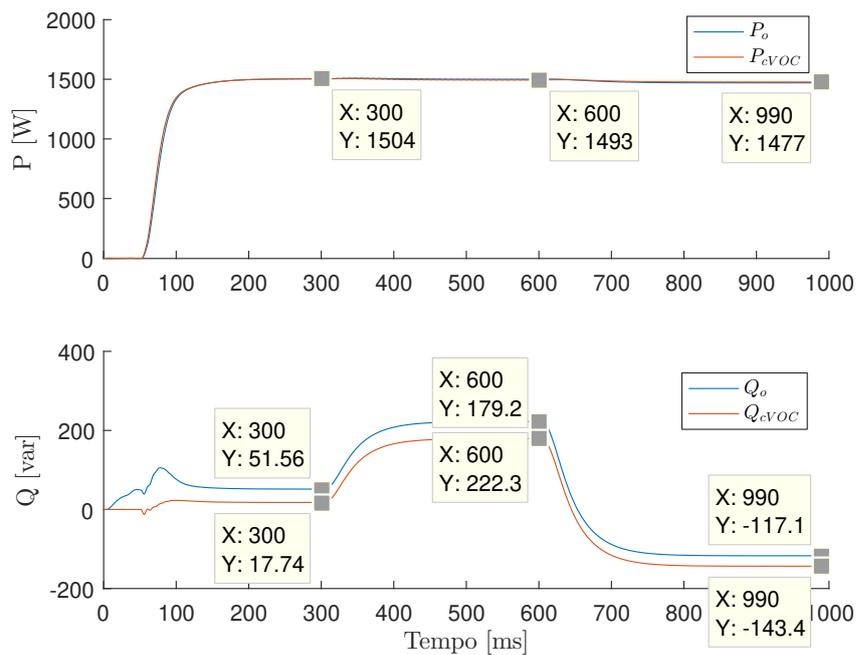


Figura 4.18: Potência ativa e reativa entregue pelo inversor controlado com a técnica *cVOC*, com variação de frequência da rede.

Como era esperado, a variação da frequência impacta sobre o fator de potência associado ao inversor. No entanto, não foram observados problemas de estabilidade ou de perda de sincronia com a rede.

4.5 Resultados Experimentais

O algoritmo do *cVOC* foi embarcado em um inversor comercial monofásico [62] por alteração de *firmware*. Todos os cálculos realizados pelo *DSP* são feitos em ponto fixo. Para simplificar a implementação, o sistema por unidade (p.u.) foi usado. Assim, antes de usar as equações da Seção 4.2, os dados de entrada devem ser convertidos usando as bases de tensão e potência. O esquema simplificado do experimento é mostrado na Figura 4.19 e a montagem pode ser vista na Figura 4.20. O esquemático do inversor é apresentado de maneira detalhada na Figura 3.21 e os parâmetros associados na Tabela 3.9. A saída do inversor é conectada a um transformador de acoplamento, com relação 1:1, que fornece isolamento galvânica entre a entrada e a saída. As correntes foram medidas com sondas de efeito *Hall*, enquanto as tensões foram medidas com sondas diferenciais. Os dados foram armazenados em um osciloscópio digital de quatro canais, sem qualquer filtragem.

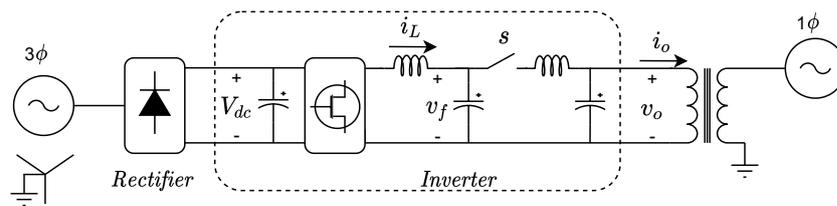


Figura 4.19: Esquema da montagem do inversor para o teste do algoritmo $cVOC$.

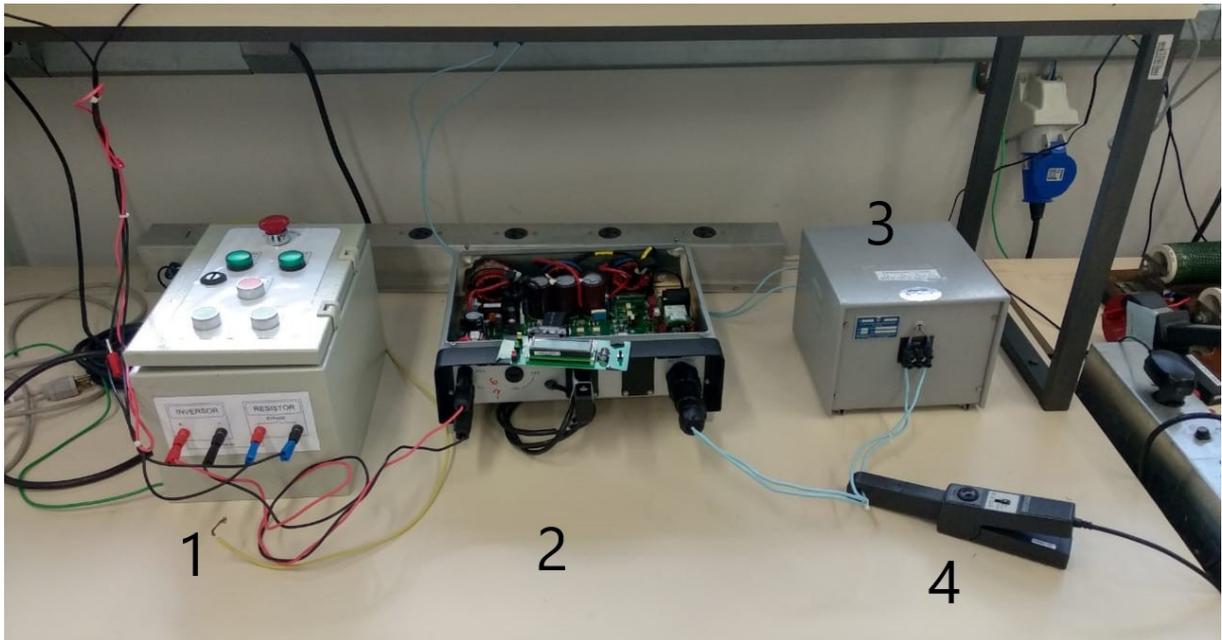


Figura 4.20: Foto da montagem do inversor para teste do algoritmo $cVOC$: (1) Circuito de proteção e Retificador, (2) Inversor, (3) Transformador, (4) Sonda de corrente.

Observando as Figuras 4.19 e 4.20, é possível constatar que a entrada do inversor é conectada ao retificador trifásico. O retificador, por sua vez, está conectado à rede principal. Já a saída do inversor é conectada ao primário do transformador. O secundário do transformador é conectado a uma fase e ao neutro da rede principal. A sonda de corrente do osciloscópio é inserida entre o inversor e o transformador.

O controle de corrente é realizado sobre o indutor do filtro de saída, i_L , e não sobre a corrente de saída, i_o . No entanto, os capacitores do filtro possuem valor de capacitância reduzido, frente a potência nominal do inversor, de maneira que a corrente que flui através desses capacitores tem pouca influência na corrente saída quando se opera com carga nominal. A potência reativa absorvida pelos capacitores na tensão nominal é de aproximadamente 40 var.

O primeiro resultado, apresentado na Figura 4.21 é referente ao ensaio de curto circuito na saída do inversor. Nesse teste, o transformador é desconectado do inversor

e a referência de corrente é gerada utilizando a função seno. Esse ensaio foi realizado para verificar o desempenho da malha de corrente antes da conexão do inversor à rede principal. A corrente de referência, i_{ref} , é gerada internamente no *DSP* e amostrada através de uma conexão serial entre o *DSP* e o computador. Sendo assim, a fase entre i_{ref} e i_o é desconhecida, pois as aquisições são realizadas em dispositivos distintos, sem sincronismo de relógio. Contudo, esses dois sinais são mostrados juntamente, com o intuito de comparar suas amplitudes e formas. Além disso, a corrente medida pelo osciloscópio é i_o , sendo que a corrente controlada é i_L . No entanto, para o ensaio em curto espera-se que os valores de i_o e i_L sejam próximos, visto que as tensões nos capacitores do filtro serão próximas de zero.

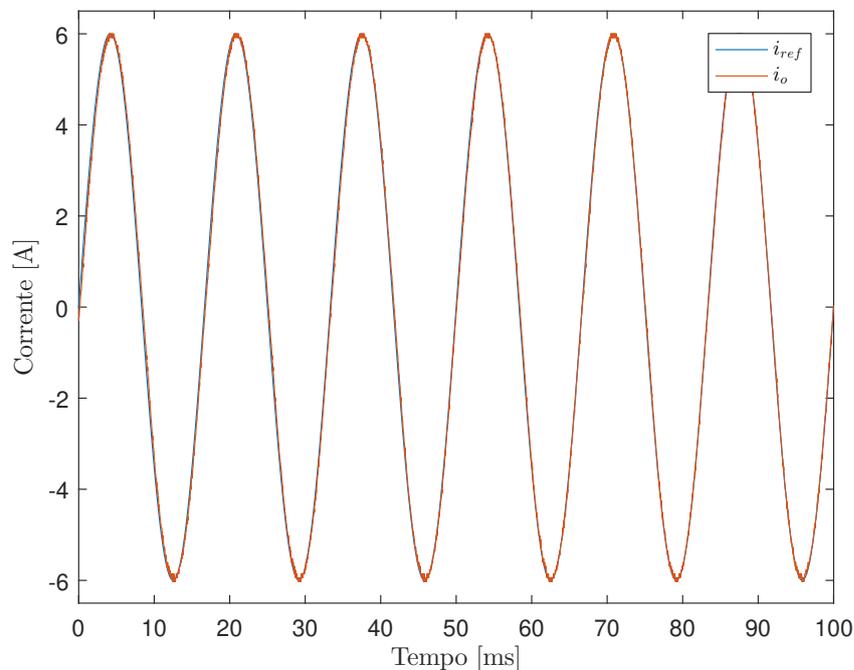


Figura 4.21: Ensaio de curto circuito na saída do inversor.

Como pode ser observado na Figura 4.21, o controlador Proporcional Repetitivo consegue replicar adequadamente a referência fornecida. O ensaio de curto não contempla a perturbação da rede, sendo que o desempenho real do controlador só poderá ser avaliado adequadamente na condição normal de operação.

O resultado da conexão do inversor à rede é mostrado na Figura 4.22. Os parâmetros utilizados para o *cVOC* foram os mesmos da simulação apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2. A referência de potência foi $S_{ref} = 525 \text{ VA}$ e $\theta_{ref} = 0$. Novamente, o sinal i_{ref} não está disponível para medição via osciloscópio, o que complica a comparação com o sinal i_o . Neste caso, como se dispõe do sinal medido de tensão, o sinal i_{ref} apresentado

é uma versão calculada com o código do *cVOC*, idêntico ao implementado no *DSP*, de maneira *offline*, o que permite que os sinais possuam a mesma base de tempo. Nota-se que a tensão da rede é consideravelmente distorcida. O *THD* da tensão foi calculado incluindo até a decima quinta componente harmônica, o valor encontrado foi de 2,8%. No entanto, o sinal i_{ref} gerado pelo *cVOC* possui distorção menor, $THD = 0,87\%$, sendo que a maior componente harmônica na corrente é a terceira, $\delta_{3:1} = 0,8\%$. Isso ocorre porque o filtro *RLC* do *cVOC* atenua as componentes de alta frequência provenientes de v_o . No entanto, a saturação insere uma carga considerável de terceiro harmônico. A corrente de saída, no entanto, é mais distorcida, $THD = 2\%$, devido à parcela de corrente absorvida pelos capacitores do filtro. Para sanar essa questão é necessário que a corrente de saída também seja controlada. As potências de saída do inversor foram $S_o = 528,3$ VA, $P_o = 525,4$ W, $Q_o = 54,3$ var. Esse é um bom resultado, visto que $S_{ref} = 525$ VA, e mesmo a tensão possuindo um valor diferente do nominal, $V_o \approx 130$ V, a potência entregue foi próxima da especificada. Além disso, a potência reativa é compatível com a potência dos capacitores do filtro de saída.

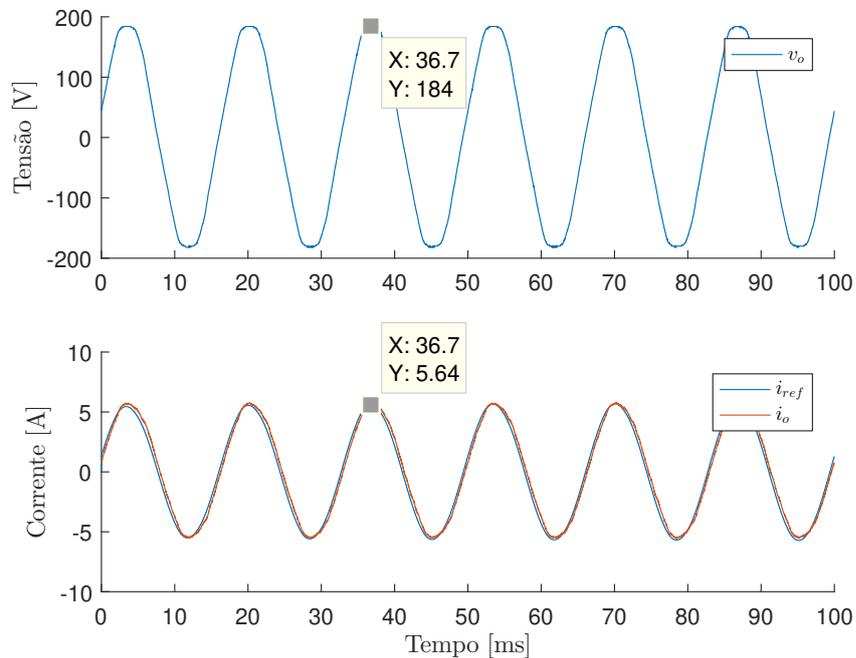


Figura 4.22: Injeção de potência na rede, referência $S_{ref} = 525$ VA e $\theta_{ref} = 0$.

4.6 Conclusões

Foi apresentado neste Capítulo o *current Virtual Oscillator Control (cVOC)*, juntamente com uma metodologia de projeto para sua utilização. O *cVOC* é uma opção para o controle de conversores *grid-feeding*, como por exemplo, os inversores comumente utilizados em conjunto com painéis fotovoltaicos. Como já foi dito, a proposição deste método, assim como todo desenvolvimento apresentado neste capítulo, são resultados da pesquisa realizada neste trabalho. Uma das vantagens desta metodologia, assim como no caso do *VOC*, é que não se faz necessário o cálculo de grandezas médias, como tensões e correntes eficazes ou potência ativa e reativa. Foi apresentada uma versão monofásica da técnica, no entanto acredita-se ser possível criar uma variante aplicável a sistemas trifásicos, o que é deixado para futuros desenvolvimentos. Como pôde ser visto, a tensão da rede foi utilizada para gerar a referência para a malha de corrente do conversor, permitindo que a potência aparente e o ângulo de fator de potência entregue (potência ativa e reativa) fossem controlados, de acordo com as referências desejadas. Além disso, como no caso do *VOC*, esse comportamento é obtido pela emulação de um circuito eletrônico no *DSP* do inversor.

O *cVOC* foi implementado em um inversor comercial, configurado para injetar potência na rede principal. Os resultados obtidos demonstram que a estratégia proposta tem potencial para a aplicação nesse cenário de operação. No experimento realizado observou-se que os harmônicos presentes na tensão da rede foram atenuados consideravelmente, sendo que a corrente de referência gerada pelo *cVOC* se apresentou menos distorcida. A pré-sincronização nesse tipo de controle é dispensável, visto que é possível limitar de maneira simples a corrente fornecida, devido à malha de controle de corrente. No entanto, como é utilizada a tensão da rede como entrada do algoritmo, e devido às especificidades do método, a corrente de referência se mantém em fase com a tensão (caso a referência de fase seja nula), mesmo que o conversor não esteja fornecendo corrente a rede, considerando que a tensão possa ser medida nesse cenário.

A seguir são enumeradas algumas características do *cVOC* que foram detectadas durante o desenvolvimento do trabalho:

- Possibilita controle de injeção de potência na rede.
- Rejeita perturbações da amplitude da tensão na potência injetada.

- Rejeita harmônicos da tensão.
- Dispensa cálculo de potência.
- Dispensa cálculo de tensão eficaz.
- Dispensa pré-sincronização.
- Dispensa o uso de *PLL*.

Da mesma forma, foram identificadas alguns pontos que merecem atenção:

- A variação da frequência da tensão pode gerar pequenos erros no fator de potência.
- Apesar de filtrar harmônicos já presentes na rede, insere outros devido ao uso da saturação.

Os dois pontos levantados anteriores são conflitantes, de forma que é possível melhorar uma prejudicando a outra. Isso porque, quanto maior o fator de qualidade do filtro *RLC*, maior é a taxa de variação de sua fase, dessa maneira quanto mais restritivo é o filtro em torno da frequência fundamental, maior será o erro de fase associado a variação de frequência da tensão.

Conclusões e Proposta de Continuidade

Considerando o contexto apresentado e as dificuldades relacionadas à operação de inversores para fornecimento de energia, este trabalho dá ênfase em duas estratégias de controle aplicáveis a esse cenário. A primeira técnica apresentada é o *Virtual Oscillator Control*, uma opção para o controle primário de inversores controlados em modo de tensão. A técnica se baseia na emulação do comportamento dinâmico de um oscilador em um conversor de potência. Este oscilador é especialmente projetado para possuir a propriedade de sincronizar-se com um número desconhecido, mas finito, de vários outros osciladores, como resultado natural de estarem conectados na mesma rede alimentando a uma determinada carga. Foram apresentados resultados da operação de inversores em uma microrrede isolada, sendo que foi possível limitar as variações de amplitude e frequência da tensão via projeto do oscilador. Além disso, utilizando essa abordagem, a carga é repartida entre as unidades operantes, de maneira que as potências nominais sejam respeitadas. A segunda estratégia apresentada foi desenvolvida para aplicação em inversores controlados em modo de corrente, o *current Virtual Oscillator Control*. Foi mostrado que, utilizando essa técnica, os inversores são capazes de injetar potência ativa e reativa de maneira controlada na rede principal, além disso as referências de potência podem ser ajustadas como desejado. As perturbações relacionadas a amplitude da tensão são rejeitadas, de forma que a potência entregue se mantenha próxima da referência.

Por fim, a proposição do *VOC* não é mérito deste trabalho, e a principal contribuição, com relação ao *VOC*, é o método para a escolha dos parâmetros necessários para a utilização desta estrutura de controle. Por outro lado, a estrutura do *cVOC*, assim como todo desenvolvimento associado a essa técnica, são resultados da pesquisa realizada. Dessa maneira, acredita-se que este trabalho atingiu os objetivos propostos, contribuindo para a literatura sobre o assunto apresentado.

5.1 Proposta de Continuidade

Como foi dito, é possível limitar a variação de amplitude e frequência da tensão em microrredes isoladas que operam com *VOC*. No entanto, seria interessante avaliar uma forma de restauração dessas variáveis para os valores nominais em regime permanente. Além disso, para a operação conectada é necessário que se controle a potência entregue pelos dispositivos. No Apêndice B são apresentadas algumas ideias de como esses dois problemas podem ser abordados, contudo já existem alguns trabalhos publicados sobre o assunto [3, 7]. Apesar dos resultados de simulação apresentados indicarem que, inversores com potências distintas utilizando *VOC* possam operar em conjunto, essa aplicação foge das condições impostas na prova de estabilidade e sincronização apresentada em Tôrres et al [77], uma vez que nesse desenvolvimento foram considerados que os osciladores eram idênticos. Dessa maneira, recomenda-se uma investigação sobre garantias de estabilidade em redes compostas por inversores *VOC* com potências distintas. Além disso, como já relatado, o comportamento em regime permanente de um inversor usando *VOC* é semelhante ao de um inversor usando *VFDC*. Assim, talvez seja possível utilizar na mesma microrrede inversores controlados por ambas as técnicas. No entanto, não foram encontrados trabalhos que tenham explorado essa possibilidade. Dessa maneira, acredita-se que esse possa ser mais um caminho para contribuições futuras.

O *cVOC* foi estudado aqui apenas no contexto de conexão com a rede principal. No entanto, essa técnica também tem potencial para operação isolada, tanto de maneira autônoma quanto em conjunto com outros dispositivos. Para essa opção de operação é necessário que seja feito um estudo aprofundado sobre estabilidade de um sistema composto por inversores controlados pelo *cVOC*, semelhante ao desenvolvimento disponível para o *VOC*. Esse trabalho pode ser desmembrado em algumas frentes como: Análise do *cVOC* com barramento infinito; Análise de vários *cVOCs* em uma mesma microrrede conectada; Análise de uma microrrede isolada composta com *cVOCs* e *VOCs*; Análise de uma microrrede conectada composta com *cVOCs* e *VOCs*. Além disso, é importante que sejam feitas análises comparativas entre essa nova metodologia de controle e outras já disponíveis na literatura.

Neste trabalho, tanto o *VOC* quanto o *cVOC* foram aplicados em inversores monofásicos. Um extensão natural do desenvolvimento seria o estudo do uso desses controladores em sistemas trifásicos.

Referências Bibliográficas

- [1] A. Afshari, M. Karrari, H. R. Baghaee, G. B. Gharehpetian, and J. M. Guerrero. Robust cooperative control of isolated ac microgrids subject to unreliable communications: A low-gain feedback approach. *IEEE Systems Journal*, pages 1–12, 2021.
- [2] L. Alberto, F. Silva, and N. Bretas. Direct methods for transient stability analysis in power systems: state of art and future perspectives. In *IEEE Porto Power Tech Proceedings (Cat. No.01EX502)*. IEEE, 2001.
- [3] M. Ali, H. I. Nurdin, and J. E. Fletcher. Dispatchable virtual oscillator control for single-phase islanded inverters: Analysis and experiments. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(6):4812–4826, 2021.
- [4] A. O. Aluko, R. P. Carpanen, D. G. Dorrell, and E. E. Ojo. Vulnerability analysis of false data injection attacks on the frequency stability of isolated microgrids. In *2021 Southern African Universities Power Engineering Conference/Robotics and Mechatronics/Pattern Recognition Association of South Africa (SAUPEC/RobMech/PRASA)*, pages 1–6, 2021.
- [5] E. T. Andrade, P. E. M. J. Ribeiro, J. O. P. Pinto, C.-L. Chen, J.-S. Lai, and N. Kees. A novel power calculation method for droop-control microgrid systems. In *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, feb 2012.
- [6] F. Andrade, L. Romeral, K. Kampouropoulos, and J. Cusido. New mathematical model of an inverter-based generator for stability studies of microgrid systems. In *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. IEEE, may 2013.

- [7] M. A. Awal and I. Husain. Unified virtual oscillator control for grid-forming and grid-following converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9(4):4573–4586, 2021.
- [8] M. A. Awal, H. Yu, H. Tu, S. M. Lukic, and I. Husain. Hierarchical control for virtual oscillator based grid-connected and islanded microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(1):988–1001, 2020.
- [9] M. Babakmehr, M. G. Simoes, M. B. Wakin, A. A. Durra, and F. Harirchi. Smart-grid topology identification using sparse recovery. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(5):4375–4384, sep 2016.
- [10] M. Barnes, J. Kondoh, H. Asano, J. Oyarzabal, G. Ventakaramanan, R. Lasseter, N. Hatziargyriou, and T. Green. Real-world MicroGrids-an overview. In *IEEE International Conference on System of Systems Engineering*. IEEE, apr 2007.
- [11] H. Bevrani and S. Shokoohi. An intelligent droop control for simultaneous voltage and frequency regulation in islanded microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 4(3):1505–1513, sep 2013.
- [12] A. Bidram and A. Davoudi. Hierarchical structure of microgrids control system. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 3(4):1963–1976, dec 2012.
- [13] A. Bidram, V. Nasirian, A. Davoudi, and F. L. Lewis. *Cooperative Synchronization in Distributed Microgrid Control*. Springer International Publishing, 2017.
- [14] S. Bolognani, N. Bof, D. Michelotti, R. Muraro, and L. Schenato. Identification of power distribution network topology via voltage correlation analysis. In *52nd IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, dec 2013.
- [15] M. Borrega, L. Marroyo, R. Gonzalez, J. Balda, and J. L. Agorreta. Modeling and control of a master–slave PV inverter with n-paralleled inverters and three-phase three-limb inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(6):2842–2855, jun 2013.
- [16] K. D. Brabandere, B. Bolsens, J. V. den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, R. Belmans, and K. U. Leuven. A voltage and frequency droop control method for parallel

- inverters. In *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. IEEE, 2004.
- [17] D. I. Brandão. Coordinated power-based control and utility interface converter in low voltage microgrids. Master's thesis, Universidade Estadual De Campinas School of Electrical and Computer Engineering (FEEC), 2015.
- [18] M. Chandorkar, D. Divan, and R. Adapa. Control of parallel connected inverters in stand-alone AC supply systems. In *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 1991.
- [19] P. Chiradeja. Benefit of distributed generation: A line loss reduction analysis. In *IEEE/PES Transmission & Distribution, Conference & Exposition: Asia and Pacific*. IEEE, 2005.
- [20] M. Colombino, D. Groz, J.-S. Brouillon, and F. Dorfler. Global phase and magnitude synchronization of coupled oscillators with application to the control of grid-forming power inverters. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 64(11):4496–4511, nov 2019.
- [21] D. A. Costa, L. A. B. Tôrres, S. M. Silva, A. De Conti, and D. I. Brandão. Parameter selection for the virtual oscillator control applied to microgrids. *Energies*, 14(7), 2021.
- [22] M. W. de Abreu. Padrões de consumo de energia em países em desenvolvimento. Technical report, UFRJ/COPPE, 2020.
- [23] M. de Azevedo Ávila. Operação em paralelo e sem comunicação de sistemas ups: Uma abordagem baseada em passividade. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.
- [24] G. M. de Souza Azevedo. *Controle e Operação de Conversores em Microrredes*. PhD thesis, Univerdade Federal de Pernanbuco, august 2011.
- [25] R. M. dos Santos Filho. Contribuição ao controle digital do paralelismo sem comunicação de sistemas de energia ininterrupta. Technical report, Escola de Engenharia da UFMG, Belo Horizonte, 2009. Tese de Doutorado.

- [26] J. L. Duarte, M. Roes, X. Xu, and F. Wang. Virtual oscillator control as applied to dc microgrids with multiple sources. In *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pages 2007–2011, 2020.
- [27] R. B. Godoy, J. O. P. Pinto, C. A. Canesin, E. A. Coelho, and A. M. A. C. Pinto. Differential-evolution-based optimization of the dynamic response for parallel operation of inverters with no controller interconnection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(7):2859–2866, 2012.
- [28] D. Gros, M. Colombino, J.-S. Brouillon, and F. Dorfler. The effect of transmission-line dynamics on grid-forming dispatchable virtual oscillator control. *IEEE Transactions on Control of Network Systems*, 6(3):1148–1160, sep 2019.
- [29] J. Guerrero, L. GarciadeVicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret. Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(4):1126–1135, aug 2005.
- [30] J. M. Guerrero, N. Berbel, J. Matas, J. L. Sosa, J. Cruz, and A. Alentorn. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance. In *European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE, 2005.
- [31] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. de Vicuna. Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive UPS systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3):726–736, mar 2009.
- [32] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, and M. Castilla. Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids—a general approach toward standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):158–172, jan 2011.
- [33] Y. Han, K. Zhang, H. Li, E. A. A. Coelho, and J. M. Guerrero. MAS-Based Distributed Coordinated Control and Optimization in Microgrid and Microgrid Clusters: A Comprehensive Overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(8):6488–6508, aug 2018.
- [34] B. Hayes, A. Escalera, and M. Prodanovic. Event-triggered topology identification

- for state estimation in active distribution networks. In *2016 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe)*. IEEE, oct 2016.
- [35] J. He, Y. W. Li, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and J. C. Vasquez. An islanding microgrid power sharing approach using enhanced virtual impedance control scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(11):5272–5282, nov 2013.
- [36] B. B. Huang, G. H. Xie, W. Z. Kong, and Q. H. Li. Study on smart grid and key technology system to promote the development of distributed generation. In *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*. IEEE, may 2012.
- [37] IBGE. Estimativas da população residente no Brasil e unidades da federação com data de referência em 1º de julho de 2017. Technical report, Diretoria de Pesquisas - DPE - Coordenação de População e Indicadores Sociais - COPIS, 2017.
- [38] IEEE. IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pages 1–138, 2018.
- [39] M. U. Jan, A. Xin, H. U. Rehman, M. A. Abdelbaky, S. Iqbal, and M. Aurangzeb. Frequency regulation of an isolated microgrid with electric vehicles and energy storage system integration using adaptive and model predictive controllers. *IEEE Access*, 9:14958–14970, 2021.
- [40] B. B. Johnson, S. V. Dhople, J. L. Cale, A. O. Hamadeh, and P. T. Krein. Oscillator-based inverter control for islanded three-phase microgrids. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 4(1):387–395, jan 2014.
- [41] B. B. Johnson, S. V. Dhople, A. O. Hamadeh, and P. T. Krein. Synchronization of nonlinear oscillators in an LTI electrical power network. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 61(3):834–844, mar 2014.
- [42] B. B. Johnson, S. V. Dhople, A. O. Hamadeh, and P. T. Krein. Synchronization of parallel single-phase inverters with virtual oscillator control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(11):6124–6138, nov 2014.

- [43] B. B. Johnson, M. Sinha, N. G. Ainsworth, F. Dorfler, and S. V. Dhople. Synthesizing virtual oscillators to control islanded inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(8):6002–6015, aug 2016.
- [44] H. Karimi, H. Nikkhajoei, and R. Iravani. Control of an electronically-coupled distributed resource unit subsequent to an islanding event. In *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. IEEE, jul 2008.
- [45] T. Kawabata and S. Higashino. Parallel operation of voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(2):281–287, 1988.
- [46] A. Ketabi, S. S. Rajamand, and M. Shahidehpour. Power sharing in parallel inverters with different types of loads. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 11(10):2438–2447, jul 2017.
- [47] H. K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, 2002.
- [48] A. Labella, D. Mestriner, R. Procopio, and F. Delfino. A simplified first harmonic model for the savona campus smart polygeneration microgrid. In *2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*. IEEE, jun 2017.
- [49] B. Lasseter. Microgrids [distributed power generation]. In *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37194)*. IEEE, 2001.
- [50] H. A. G. Leandro Michels. Procedimento de projeto de controladores repetitivos para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia. *Brazilian Journal of Power Electronics*, 2005.
- [51] Z. Li, C. Zang, P. Zeng, H. Yu, and S. Li. Fully distributed hierarchical control of parallel grid-supporting inverters in islanded AC microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 14(2):679–690, feb 2018.
- [52] J. Lin. Virtual oscillator control of distributed power filters for selective ripple attenuation in dc systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(7):8552–8560, 2021.

- [53] J. Lopes, C. Moreira, and A. Madureira. Defining control strategies for MicroGrids islanded operation. *IEEE Transactions on Power Systems*, 21(2):916–924, may 2006.
- [54] M. Lu, S. Dutta, V. Purba, S. Dhople, and B. Johnson. A grid-compatible virtual oscillator controller: Analysis and design. In *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, sep 2019.
- [55] R. Lyons. Sum of Two Equal-Frequency Sinusoids. <https://www.dsprelated.com/showarticle/635.php>, 2014. Acessado: 25/08/2021.
- [56] A. C. Marinho. Placas solares são instaladas em imóveis de Fernando de Noronha. <http://g1.globo.com/pernambuco/blog/viver-noronha/post/placas-solares-sao-instaladas-em-imoveis-de-fernando-de-noronha.html>, 2016. Acessado: 25/08/2021.
- [57] C. Marnay, S. Chatzivasileiadis, C. Abbey, R. Iravani, G. Joos, P. Lombardi, P. Mancarella, and J. von Appen. Microgrid evolution roadmap. In *2015 International Symposium on Smart Electric Distribution Systems and Technologies (EDST)*. IEEE, sep 2015.
- [58] The Mathworks, Inc., Natick, Massachusetts. *MATLAB version 9.0.0.341360 (R2016a)*, 2016.
- [59] S. Y. Mousazadeh Mousavi, A. Jalilian, M. Savaghebi, and J. M. Guerrero. Autonomous control of current- and voltage-controlled dg interface inverters for reactive power sharing and harmonics compensation in islanded microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(11):9375–9386, 2018.
- [60] D. E. Olivares, A. Mehrizi-Sani, A. H. Etemadi, C. A. Canizares, R. Iravani, M. Kazerani, A. H. Hajimiragha, O. Gomis-Bellmunt, M. Saadifard, R. Palma-Behnke, G. A. Jimenez-Estevez, and N. D. Hatziargyriou. Trends in Microgrid Control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(4):1905–1919, jul 2014.
- [61] A. V. K. Patrick O’Connor. *Practical Reliability Engineering*. John Wiley and Sons Ltd, 2012.

- [62] PHB Eletronica Ltda., Rua São Bernardino, 12 Zip code:05120050 | Parque Anhanguera - São Paulo - SP, Brazil. *Inverter Model: PHB 1500NS, Processing Unit: TMS320F28034.*
- [63] M. Rasheduzzaman, J. A. Mueller, and J. W. Kimball. Reduced-order small-signal model of microgrid systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 6(4):1292–1305, oct 2015.
- [64] C. Rech, H. Pinheiro, H. Grundling, H. Hey, and J. Pinheiro. Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost pwm inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1):401–410, 2003.
- [65] S. Rezaee, S. Ebrahimi, N. Amiri, Y. Huang, and J. Jatskevich. Accurate and fast power sharing among inverters in AC microgrids with constant power loads. In *IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. IEEE, jul 2017.
- [66] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez. Control of power converters in AC microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11):4734–4749, nov 2012.
- [67] A. Rosse, R. Denis, and C. Zakhour. Control of parallel inverters using nonlinear oscillators with virtual output impedance. In *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE16 ECCE Europe)*. IEEE, sep 2016.
- [68] R. Rosso, X. Wang, M. Liserre, X. Lu, and S. Engelken. Grid-forming converters: Control approaches, grid-synchronization, and future trends—a review. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2:93–109, 2021.
- [69] G.-S. Seo, M. Colombino, I. Subotic, B. Johnson, D. Gros, and F. Dorfler. Dispatchable virtual oscillator control for decentralized inverter-dominated power systems: Analysis and experiments. In *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, mar 2019.
- [70] D. Shanxu, M. Yu, X. Jian, K. Yong, and C. Jian. Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS. In *Proceedings of the IEEE 1999 International*

- Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 99 (Cat. No.99TH8475). IEEE, 1999.*
- [71] E. F. Silveira, T. F. de Oliveira, and A. C. P. B. Junior. Hybrid energy scenarios for Fernando de Noronha archipelago. *Energy Procedia*, 75:2833–2838, aug 2015.
- [72] M. Sinha, F. Dorfler, B. B. Johnson, and S. V. Dhople. Uncovering droop control laws embedded within the nonlinear dynamics of van der pol oscillators. *IEEE Transactions on Control of Network Systems*, 4(2):347–358, jun 2017.
- [73] S. Svensson. *Power measurement techniques for non-sinusoidal conditions*. PhD thesis, Chalmers University Of Technology, 1999.
- [74] S. D. T. Kawabata. Large capacity parallel redundant transistor ups. *IPEC TOKYO*, 1983.
- [75] D. T. Ton and M. A. Smith. The U.S. Department of Energy’ s Microgrid Initiative. *The Electricity Journal*, 25(8):84–94, oct 2012.
- [76] L. A. B. Torres, J. P. Hespanha, and J. Moehlis. Power supply synchronization without communication. In *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. IEEE, jul 2012.
- [77] L. A. B. Torres, J. P. Hespanha, and J. Moehlis. Synchronization of identical oscillators coupled through a symmetric network with dynamics: A constructive approach with applications to parallel operation of inverters. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 60(12):3226–3241, dec 2015.
- [78] S. Vaidya, R. Somalwar, and S. G. Kadwane. Review of various control techniques for power sharing in microgrid. In *2016 International Conference on Global Trends in Signal Processing, Information Computing and Communication (ICGTSPICC)*. IEEE, dec 2016.
- [79] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, A. Luna, P. Rodriguez, and R. Teodorescu. Adaptive droop control applied to voltage-source inverters operating in grid-connected and islanded modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(10):4088–4096, oct 2009.

- [80] D. Wu, F. Tang, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero. Control and analysis of droop and reverse droop controllers for distributed generations. In *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD14)*, pages 1–5, 2014.
- [81] H. Wu and X. Wang. Design-oriented transient stability analysis of PLL-synchronized voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(4):3573–3589, apr 2020.
- [82] W. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero, and Z.-M. Qian. Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex impedance on the power sharing. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2):576–588, feb 2011.
- [83] H. Zeineldin. A $Q - f$ droop curve for facilitating islanding detection of inverter-based distributed generation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(3):665–673, mar 2009.
- [84] H. Zeineldin, E. El-saadany, and M. A. Salama. Distributed generation micro-grid operation: Control and protection. In *Power Systems Conference: Advanced Metering, Protection, Control, Communication, and Distributed Resources*. IEEE, 2006.

Apêndice

A Calculador de Potência

```
function [S,P,Q] = spq_power(v,i,t,fn,fc,or,cplot)
% [S,P,Q] = spq_power(v,i,t,fn,pfilt,cplot)
% Calcula a potência aparente, ativa e reativa da tensão (v) e corrente (i)
% fornecidas.
%
% Entradas:
% v: vetor de tensão
% i: vetor de corrente
% t: vetor de tempo
% fn: frequência nominal
% fc: frequência de corte para o filtro passa baixas
% or: ordem do filtro passa baixas
% cplot: opção para plot dos dados
%
% Saídas:
% S: potência aparente calculada como  $S=\sqrt{P^2+Q^2}$ 
% P: potência ativa
% Q: potência reativa

% Filtro
[zf,pf,kf]=besself(or,2*pi*fc);
pfilt=zpk(zf,pf,kf);

tn=1/fn; td=tn/4;

v=v(:); i=i(:);

idx=find(t>=td,1);

v_d=zeros(idx,1);v(1:end-idx);
i_d=zeros(idx,1);i(1:end-idx);

P=0.5*(v.*i+v_d.*i_d);
Q=0.5*(v_d.*i-v.*i_d);

P=lsim(pfilt,P,t);
Q=lsim(pfilt,Q,t);
S= sqrt(P.*P+Q.*Q);

if(cplot)
    figure
    subplot(3,1,1)
    plot(t,S); ylabel('S [VA]');
    subplot(3,1,2)
    plot(t,P); ylabel('P [W]');
    subplot(3,1,3)
    plot(t,Q); ylabel('Q [var]');
    xlabel('Tempo [s]');
end
end
```

B Controle Secundário e Terciário Aplicáveis ao VOC

Neste apêndice serão apresentadas algumas ideias que podem ser úteis na continuidade do desenvolvimento do VOC no que diz respeito a controle de tensão frequência e potência injetada. Contudo, já existem alguns trabalhos publicados sobre o assunto que também merecem ser consultados [3, 7].

B.1 Controle Secundário

Para melhorar a regulação de tensão dos dispositivos, quando ocorre alteração de carga, é proposto em [76] o uso de um controlador PI atuando sobre o limite da função não linear do oscilador. Em [23] o uso dessa técnica é explorado. No entanto a prova de estabilidade apresentada em [77] não considera esse controlador adicional.

Como dito no Capítulo 3, a corrente i_{osc} tem impacto no comportamento do oscilador. Dessa forma quando a condição de operação é alterada, reduzindo ou aumentando a potência fornecida pelo inversor, variações na tensão de saída são percebidas. É possível escolher os parâmetros do oscilador para reduzir a sensibilidade à variação de i_{osc} como mostrado na Seção 3.3. Em [43] é apresentada outra metodologia de projeto dos parâmetros do oscilador que permitem restringir as variações de tensão em uma dada faixa, desde que a potência fornecida não ultrapasse a nominal. No entanto, quanto menos sensível a i_{osc} nos parâmetros mais lenta se torna a resposta dinâmica do oscilador e a sincronização entre os agentes. Em [76] é proposto o controle de amplitude da tensão de maneira a reduzir os impactos de variação de carga. Para tal se redefine a função saturação como

$$\phi(v_{osc}, L) = \begin{cases} -\alpha v_{osc}, & \text{para } |v_{osc}| < L \\ -\alpha L, & \text{para } v_{osc} \geq L \\ \alpha L, & \text{para } v_{osc} \leq -L \end{cases} \quad (7.1)$$

permitindo que L seja variável, seu valor é então modificado de acordo com a seguinte lei de controle

$$\begin{aligned}
\dot{\xi} &= \frac{1}{\tau} [-\xi + v_o^2] , \\
\dot{\zeta}_V &= e^V = V_{ref} - \sqrt{|\xi|} , \\
L(t) &= \max \{ 0; K_{pV} e^V + K_{iV} \zeta_V \} ,
\end{aligned} \tag{7.2}$$

onde ξ é a saída do filtro passa baixas do quadrado da tensão, cuja frequência de corte é $\omega_f = 1/\tau$, ζ_V é a integral do erro de tensão e^V , V_{ref} é a tensão eficaz de referência, K_{pV} e K_{iV} são os ganhos proporcional e integral do controlador respectivamente. O valor de V_{ref} pode ser dado por V_n ou proveniente do controle terciário.

Neste trabalho são sugeridas duas modificações a essa estratégia. A primeira se refere ao modo em que o erro de tensão é calculado. Em (7.2) é utilizado um filtro para se obter do valor eficaz da tensão. Para melhorar o tempo de resposta a variações de carga o erro de tensão pode ser calculado como

$$e^V(t) = \left| \sqrt{2} V_{ref} \sin(\omega_n t + \theta(t)) \right| - |v_o| , \tag{7.3}$$

o ângulo θ é ajustado de forma que a referência esteja em fase com a tensão de saída, v_o . É possível mostrar que quando o valor eficaz de v_o tende a V_{ref} o erro de tensão e^V tende a zero. Para tal considere que $v_o(t) \approx \sqrt{2} V_o \sin(\omega_n t)$, e que a referência está sincronizada, sendo assim o erro de amplitude pode ser escrito como

$$e^V(t) \approx \sqrt{2} (V_{ref} - V_o) | \sin(\omega_n t) | . \tag{7.4}$$

Na prática o sinal de referência utilizado em (7.3) é gerado a partir do cruzamento por zero do sinal $v_o(t)$, o que é equivalente a definir um novo valor para θ a cada passagem por zero. Dessa forma mesmo que a tensão do oscilador não seja um sinal cossenoidal puro com $\omega \approx \omega_n$ o sinal de referência se manterá sincronizado. O uso do cruzamento por zero possui alguns problemas que devem ser considerados no momento da implementação, como a presença de ruído no sinal $v_o(t)$. Se a defasagem entre o sinal de saída do oscilador não linear (v_{osc}) e v_o puder ser desconsiderada, o valor de v_{osc} pode ser utilizado diretamente no módulo detector de zero. Isso praticamente elimina os erros de detecção devido a ruído ou distorções harmônicas.

A segunda modificação se refere a ação de controle propriamente dita. Ao invés de um controlador PI é utilizado apenas o ganho proporcional em torno do ponto de

operação L_0 , obtido na Seção 3.3. A nova lei de controle pode ser descrita como

$$L(t) = \max \{0; L_0 + K_{pv}e^V\} . \quad (7.5)$$

O motivo pelo qual a ação integral foi abandonada está relacionado a distribuição de potência entre os inversores. Foi observado que a carga não é igualmente repartida entre os conversores quando se utilizava a integral do erro para ajustar L . O que pôde se notar é que, nessa situação, cada conversor assume um valor diferente em estado estacionário para essa variável, o que gera erro no compartilhamento de potência. O termo integral se comporta como uma memória do sistema, como o trajeto dos estados de cada conversor é distinto esse comportamento é justificado. Por outro lado, a ação proporcional não é suficiente para que o erro de tensão convirja para zero. No entanto é possível reduzir consideravelmente o afundamento de tensão utilizando a técnica sugerida, sem a deterioração da velocidade de sincronização ou distribuição de potência, características que são de igual ou maior importância que um pequeno afundamento de tensão.

O controle de frequência, por sua vez, não foi avaliado neste trabalho para aplicação no VOC. O método de escolha dos parâmetros apresentado na Seção 3.3 é usado para contornar parcialmente essa questão, sendo possível definir limites aceitáveis para a variação da frequência. Uma opção para esse controle seria a utilização do valor de L_{osc} ou C_{osc} adaptáveis segundo alguma lei de controle.

B.2 Controle Terciário

O controle terciário está comumente relacionado a despachabilidade e otimização de perdas. As variáveis controladas nesse nível são potência ativa e reativa. Caso a microrrede opere em modo conectado, o fluxo de potência com a rede principal será gerido neste nível, sendo esta a malha mais lenta da hierarquia. A estratégia para o controle terciário apresentada nesta seção pode ser utilizada tanto no VOC quanto no VFDC.

Como dito anteriormente as referências para o nível secundário podem ser definidas nesta camada. No entanto, a metodologia apresentada aqui fornecerá para o controle interno apenas a amplitude de referência V_{ref} , o valor de ω_{ref} será dado por

ω_n . Essa escolha permite que a frequência do sistema em estado estacionário seja a mais próxima da nominal possível. No entanto, como visto na Seção 2.6, manipular apenas V_{ref} não é o suficiente para controlar o fluxo de potência ativa e reativa de um DER em uma microrrede, seja ela com característica de linha indutiva ou resistiva. Dessa forma é necessário incluir uma nova variável manipulada, para isso considere a seguinte relação matemática [55]

$$A \sin(\omega t) + B \sin(\omega t - \pi/2) = \sqrt{A^2 + B^2} \sin \left[\omega t + \arctan \left(\frac{-B}{A} \right) \right], \quad (7.6)$$

de onde é possível concluir que a partir da soma dos sinais senoidais de mesma frequência, sendo o segundo em quadratura com primeiro, é possível gerar um sinal senoidal com amplitude e fase controlada. Além disso ambas amplitudes dos sinais geradores tem influência direta tanto na amplitude quanto na fase do sinal resultante. Tomando o primeiro sinal de (7.6) como a saída do controle primário e gerando a partir dele um sinal atrasado de $\pi/2$ é possível incluir uma nova variável para o controle de potência, a amplitude do sinal em quadratura.

Uma das principais vantagens dessa técnica é que o controle de potência se torna independente do tipo de linha uma vez que tanto a malha de potência ativa quanto de potência reativa são capazes de variar amplitude e fase da onda de tensão. Para ajustar a potência são utilizados dois controladores PI, a lei de controle pode ser expressa por

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_P &= e^P = P_{ref} - P_{med} , \\ \dot{\zeta}_Q &= e^Q = Q_{ref} - Q_{med} , \\ V_{ref}(t) &= K_{pP} e^P(t) + K_{iP} \zeta_P(t) , \\ V_q(t) &= K_{pQ} e^Q(t) + K_{iQ} \zeta_Q(t) , \end{aligned} \quad (7.7)$$

onde ζ_P e ζ_Q são as integrais dos erros de potência ativa e^P e reativa e^Q , P_{ref} e Q_{ref} são as referências, P_{med} e Q_{med} são as saídas do calculador de potência discutido na Seção 2.6, K_{pP} , K_{iP} , K_{pQ} e K_{iQ} são os ganhos proporcional e integral do controlador respectivamente, V_{ref} é a referência de tensão eficaz para o controle secundário, V_q é a amplitude da senoide em quadratura com v_o que deve ser somado a saída do controle primário.

As referências de potência ativa e reativa podem ser determinadas de algumas maneiras diferentes dependendo do contexto. Apesar das técnicas de controle de inversores apresentadas neste trabalho serem ditas sem comunicação, ou distribuídas, elas também podem ser utilizadas para situações onde exista um controle centralizado. Nessa condição algoritmos de otimização para redução de perdas ou controle de fluxo de potência com a rede principal são responsáveis por gerar P_{ref} e Q_{ref} . Por outro lado a fonte primária de energia utilizada pelo *DER* também pode definir, ou limitar, essas referências de acordo com as condições de geração. Um exemplo dessa situação são os algoritmos *MPPT* utilizados em painéis fotovoltaicos.