

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

# **Controle de Fluxo de Potência em Sistemas de Distribuição com Conversor Série**

*Guilherme Gonçalves Pinheiro*

Itajubá, Junho de 2022

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

*Guilherme Gonçalves Pinheiro*

# **Controle de Fluxo de Potência em Sistemas de Distribuição com Conversor Série**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação em Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva  
Coorientador: Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira  
Coorientador: Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti

Junho de 2022  
Itajubá - MG

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

*Guilherme Gonçalves Pinheiro*

# **Controle de Fluxo de Potência em Sistemas de Distribuição com Conversor Série**

Tese aprovada por banca examinadora em 20 de junho de 2022, conferindo ao autor o título de **Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica**.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva (Orientador)

Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira (Co-orientador)

Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti (Co-orientador)

Prof. Dr. João Onofre Pereira Pinto

Prof. Dr. Wilson Cesar Sant'Anna

Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva

Junho de 2022

Itajubá – MG

# Controle de Fluxo de Potência em Sistemas de Distribuição com Conversor Série

---

*Guilherme Gonçalves Pinheiro*

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica, e julgada pela banca examinadora abaixo.

## **BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira (Co-orientador)  
Universidade Federal de Itajubá, UNIFEI

---

Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti (Co-orientador)  
Universidade Federal de Itajubá, UNIFEI

---

Prof. Dr. João Onofre Pereira Pinto  
Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

---

Prof. Dr. Wilson Cesar Sant'Anna  
Instituto Gnarus

---

Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva  
Universidade Federal de Ouro Preto, UFOP

*Dedico este trabalho a toda a minha família, à minhas irmãs Jussara e Ingrid, em especial ao meu Pai Eugenio Pacelli Pinheiro e minha Mãe Armezinda Gonçalves Pinheiro, pessoas que sempre foram o combustível para a minha resiliência e busca pelo sucesso e felicidade*

# Agradecimentos

---

Aos professores Luiz Eduardo, Robson Bauwelz, Rondineli R. Pereira, pela parceria, amizade, suporte e por acreditarem no meu trabalho em todos os momentos vivenciados nesse desafio.

À toda a equipe do GEPCI que, de forma direta ou indireta, estiveram presentes e me deram total apoio mesmo nos momentos difíceis dessa jornada.

Ao professor Germano Lambert-Torres, que enxerga com bons olhos o meu potencial e capacidade, que com poucas palavras me dava forças para seguir em frente.

À CAPES e ao Instituto Gnarus, pelo apoio financeiro para o desenvolvimento deste trabalho. À ANEEL, através de seu Programa de Pesquisa e Desenvolvimento, pelo suporte a esse trabalho.

Aos tios, primos e amigos de longa data pela companhia e conselhos recebidos para que eu conseguisse manter minha resiliência.

Gratidão aos trabalhos feitos pelos professores anteriormente do Instituto Gnarus, que formaram uma base para que essa tese fosse consolidada.

Em especial à minha família, Pai, Mãe, Jussara e Ingrid que com muito amor e carinho estiveram sempre ao meu lado, me incentivando e me ajudando em todos os momentos vivenciados aqui.

*“A engenharia cai sobre as pedras, um curupira já tem o seu tênis importado,  
não conseguimos acompanhar o motor da história, mas somos batizados pelo  
batuque e apreciamos a agricultura celeste. Mas enquanto o mundo explode,  
nós dormimos no silêncio do bairro, fechando os olhos e mordendo os lábios,  
sinto vontade de fazer muita coisa...”*

*Música – Enquanto o Mundo Explode – de Chico Science e Nação Zumbi*

# Resumo

---

Este trabalho trata de uma proposta de um equipamento série composto por um conversor tipo fonte de tensão (*VSC – Voltage Source Converter*) baseado em Pontes H com IGBTs para controle de fluxo de potência entre ramais de distribuição. VSCs série, popularmente conhecidos em aplicações de FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) e no uso de filtros ativos série, possuem dificuldades na implementação e difusão comercial, mas recentemente este assunto vem proporcionando um novo interesse entre os pesquisadores aplicado na conversão de redes de distribuição radial em redes em anel ou malhadas. Similar a aplicação em redes de transmissão, os conversores série proporcionam uma função importante quando aplicados em redes de distribuição de média tensão. Dentre os principais benefícios do uso destes conversores série destacam-se seu uso para o controle e gerenciamento de carregamento/contingências de ramais interligados no qual proporciona melhorias importantes como redução de perdas técnicas, controle de fluxo de potência ativo a fim de permitir a operação desses sistemas em anel de forma permanente, que tradicionalmente são radiais. Além do mais, por causa do grande número de Geração Distribuída sendo instaladas no sistema elétrico de distribuição, a solução se torna vital para o aumento da capacidade e da confiabilidade das redes de distribuição. Assim uma aplicação prática de um VSC série interligando dois ramais de distribuição será descrito com foco em testes em um laboratório em 13,8kV durante distúrbios causados por variações de cargas. Demonstrando uma solução quando este conversor é instalado no final de dois ramais de distribuição, com o intuito de apresentar os desafios operacionais envolvidos na distribuição de energia e o aumento da capacidade dos ramais sem a necessidade de reconfigurações das redes de distribuição radiais. Enfim trata-se de uma validação experimental que inclui desde a modelagem, simulação, testes em campo, proposta de estratégias de controle e projeto físico do equipamento envolvido.

**Palavras-Chaves:** redes de distribuição; controle de fluxo de potência; VSC série.

# Abstract

---

This study presents an application for a series VSC (Voltage Source Converter) in distribution grids for power flow management. Series devices have been widely studied for FACTS (Flexible AC Transmission Systems), however, more recently these devices have gained increased interest in applications for loading balance in medium voltage distribution grids. As the number of distributed generation (DG) units increases, increasing the capacity and reliability of distribution grids, while maximizing the benefits of installed DGs and loading behavior, is an ever more important task. In this work we describe a test system and control proposals for a practical application of series converters interconnecting two distribution feeders at 13.8kV under load variation disturbances. This approach provides solutions when installed at the end of distribution lines by interconnecting two feeders, resulting in capacity increases in the feeders without needing grid reconfigurations using a small-rated series VSC.

**Key-words:** distribution systems; meshed grids; power flow control; series VSC.

# Lista de Figuras

---

Figura 1: Ilustração de RACDS quando se interliga ramais de distribuição.....	20
Figura 2. VSC série modular trifásico interconectando dois ramais e seu sistema de controle .....	23
Figura 3: Influência da aplicação de um PST em um sistema em anel .....	27
Figura 4: STATCOM, BTB, MULTITERMINAL, SSSC, UPFC aplicados em redes de distribuição. ....	28
Figura 5. Representação Fasorial da tensão imposta pelo SSSC (VT SSSC), a corrente manipulada (IT) e o controle da tensão CC.....	29
Figura 6. Esquemáticos dos conversores LPC e LBC - figuras extraídas das referências [39], [40], [42] (a) LBC , (b) LPC (c) multiterminal LPC.....	32
Figura 7. Representação do HPFC – [11], [12]. (a) Desenho representativo do HPFC (b) modelo do HPFC.....	33
Figura 8. Representação do DSSSC - [17] .....	34
Figura 9. Exemplo de um UPFC - [44] .....	35
Figura 10. CSC E CSTC - [48]. ....	36
Figura 11. Representação do CNT - [14].....	37
Figura 12. CD-PAR - [16] .....	37
Figura 13. Direct Power Flow Controller - [49].....	38
Figura 15. Exemplo de esquema de proteção de VSC série proposto em [19].....	39
Figura 17. Sistema típico de distribuição.....	43
Figura 18: Representação simbólica de dois sistemas de distribuição a interligar.....	48
Figura 19: Circuito equivalente de um sistema de distribuição para análise das correntes de malha .....	48
Figura 20: Circuito equivalente de um sistema de distribuição para análise tensões nos nós. ....	48
Figura 21: Circuito equivalente de dois alimentadores.....	49
Figura 22: Circuito equivalente de dois alimentadores interligados por uma impedância...	49
Figura 23. Sistema de distribuição simplificado com o VSC série.....	51
Figura 24. Modelo contendo todos os parâmetros do sistema.....	51
Figura 25. VSC série representado por uma fonte de tensão com as cargas como fontes de corrente.....	52
Figura 26. Representação completa do sistema usado nos controladores incluindo os distúrbios de carga.....	53

Figura 27. diagrama de blocos da aplicação da MSRF; (a) PLL (b) obtenção de $i_d$ e $i_q$ (da corrente $I_T$ ); (c) $V_d$ e $V_q$ (da diferença das tensões terminais).....	58
Figura 28. Obtenção dos módulos das tensões terminais. ....	59
Figura 29. Técnica de Controle 1 - Controle de Corrente.....	60
Figura 30. Técnica de Controle 2 – Controle de Tensão .....	61
Figura 31. Técnica de Controle 3 - Transferência exclusiva de potência ativa.....	61
Figura 32 - Técnica para bloqueio harmônico baseado apenas na referência síncrona.....	62
Figura 33 - Algoritmo para controle de fluxo de potência baseado na referência síncrona e bloqueio harmônico utilizando o controlador proporcional ressonante.....	65
Figura 34. Diagrama equivalente monofásico dos testes realizados em laboratório. (a) Topologia Radial e (b) Topologia em anel.....	68
Figura 35. Laboratório de média tensão (13,8 kV) usado nos testes.....	70
Figura 36. Protótipo VSC série trifásico.....	71
Figura 37. Eletrônica interna do VSC série trifásico – (a) comando e controle e (b) circuito de potência .....	72
Figura 38. Bancada de cargas e setup de medidores do laboratório de média tensão .....	72
Figura 39. Transitório nas variáveis de controle durante a entrada da carga R1 (a) corrente ativa $i_d$ e (b) corrente reativa $i_q$ .....	73
Figura 40. Corrente ativa $i_d$ (a) e corrente reativa $i_q$ (b) durante a mudança de referência de 0 A para - 0,21 A de corrente ativa .....	74
Figura 41. Corrente ativa $i_d$ (a) e corrente reativa $i_q$ (b) durante a mudança de referência de 0,21A para 0A de corrente ativa.....	74
Figura 42. Comportamento da tensão fase neutro das tensões terminais e o fluxo de potência; (a) $V_1$ e $V_2$ ; (b) P e Q transferido.....	76
Figura 43. Resultados das simulações com o VSC série em operação; (a) $V_1$ e $V_2$ ; (b) P&Q transferido.....	77
Figura 44. Fasores e oscilografias antes e depois da manipulação do fluxo de potência; (a) Inserção da carga R <sub>1</sub> - sem a operação do conversor; (b) Inserção da carga R <sub>2</sub> - sem a operação do conversor. ....	78
Figura 45. Potência Ativa entregue por cada alimentador; (a) P fornecido pelo alimentador A; (b) P fornecido pelo alimentador B. ....	79
Figura 46. Resultado das simulações para P&Q fornecido por cada alimentador; (a) P&Q fornecido pelo alimentador A; P&Q fornecido pelo alimentador B.....	80
Figura 47. Dinâmica das tensões terminais com a operação do VSC série; (a) inserção de R <sub>1</sub> ; (b) remoção de R <sub>1</sub> .....	81
Figura 48. Comportamento das Tensões fase-neutro terminais e o fluxo de potência; (a) $V_1$ e $V_2$ ; (b) Potência ativa e reativa transferida. ....	83

Figura 49. Resultados das simulações do comportamento das tensões terminais e o fluxo de potência com o conversor em operação; (a) $V_1$ e $V_2$ ; (b) P&Q transferido.....	83
Figura 50. Análise das tensões terminais com e sem o VSC série em operação; (a) estágio em que $C_1$ é inserida - sem o conversor em operação (b) Estágio em que $C_1$ é inserida - com o conversor em operação;.....	84
Figura 51. Potência reativa fornecida por cada alimentador com e sem o conversor em operação; (a) Q fornecido pelo alimentador A; (b) Q fornecido pelo alimentador B.....	85
Figura 52. Resultados das simulações para P&Q fornecido por cada alimentador; (a) P&Q fornecido pelo alimentador A; (b) P&Q fornecido pelo alimentador B. ....	86
Figura 53. Medições de fator de potência nos alimentadores A e B.....	87
Figura 54. Teste em campo - Potencias ativa e reativa transferida entre os ramais - fase A..	88
Figura 55. Desenho 3D representando a configuração montada em campo.....	88
Figura 56. VSC trifásico desenvolvido em uma instalação ao tempo - Teste em campo em 13,8 kV. ....	89
Figura 57. Diagrama de blocos do controle de corrente.....	100
Figura 58. Diagrama de blocos do algoritmo de controle de tensão pela diferença CA das tensões terminais.....	101
Figura 59. Diagrama de blocos do controle pelo modulo da diferença das tensões terminais .....	102
Figura 60. Diagrama de blocos do controle de corrente com isolação harmônica usando a MSRF e o controlador proporcional ressonante .....	103
Figura 61. Diagrama detalhado com os circuitos da instalação em campo.....	104
Figura 62. Fluxograma de Instrumentação e Hardware .....	107
Figura 63. Sistema de comando e Instrumentação.....	108
Figura 64. Diagrama de blocos representando na saída a tensão imposta em malha aberta para realização da flutuação.....	110
Figura 65. Caixa de Comando .....	111
Figura 66. Fluxograma de procedimento de partida e parada.....	111
Figura 67: Chave estática e banco de capacitores ligados no lado de baixa tensão do transformador de acoplamento.....	<b>Erro! Indicador não definido.</b>
Figura 68. Diagrama de comando e instrumentação utilizado no sistema de proteção....	<b>Erro! Indicador não definido.</b>

# Lista de Tabelas

---

Tabela 1. Setup de testes em laboratório. -----	69
Tabela 2. Dados dos transformadores -----	69
Tabela 3. Setup dos controladores -----	69

# Lista de Abreviaturas e Siglas

---

VSC	<i>Voltage Source Converter</i>
SSSC	<i>Static Synchronous Series Compensator</i>
TP	Transformador de Potencial
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
DG	<i>Distributed Generation</i>
GD	Geração Distribuída
STATCOM	<i>Static Compensator</i>
BTB	<i>Back-to-Back</i>
RACDS	<i>Resilient AC Distribution Systems</i>
UPFC	<i>Unified Power Flow Controller</i>
LPC	<i>Loop Power Flow Controller</i>
LBC	<i>Loop Balance Controller</i>
HPFC	<i>Hybrid Power Flow Controller</i>
CSC	<i>Convertible Static Compensator</i>
CSTC	<i>Convertible Static Transmission Controller</i>
DSSSC	<i>Distribution Static Synchronous Series Compensator</i>
CD-PAR	<i>Compact Dynamic Phase Angle Regulator</i>
DPFC	<i>Distributed Power Flow Controller</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
PST	<i>Phase Shifting Transformer</i>
DVR	<i>Dynamic Voltage Regulator</i>
SCADA	<i>Supervisory Control and Data Acquisition</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
CC	Corrente Contínua

CA	Corrente Alternada
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
MSRF	<i>Modified Synchronous Reference Frame</i>
THD	<i>Total Harmônica Distortion</i>
CNT	<i>Controllable Network Transformer</i>
TC	Transformador de Corrente
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
PI	Proporcional Integrativo
PR	Proporcional Ressonante

# Sumário

---

Agradecimentos .....	6
Resumo .....	8
Abstract.....	9
Lista de Figuras .....	10
Lista de Tabelas .....	13
Lista de Abreviaturas e Siglas .....	14
Capítulo 1 .....	18
Introdução .....	18
1.1- Considerações iniciais .....	18
1.2- Objetivos e Contribuições.....	22
1.3- Organização do Trabalho .....	24
Capítulo 2.....	26
Estado da Arte e Topologias .....	26
2.1- Considerações Iniciais.....	26
2.2- Revisão da Literatura .....	30
2.2.1- Back-to-Back.....	30
2.2.2- Ponte H em Cascata .....	34
2.2.3- UPFC .....	35
2.2.4- Conversores CA-CA .....	36
2.3- Proteções Aplicadas a VSC série .....	38
2.4- Considerações Finais .....	39
Capítulo 3.....	41
Formulação do Problema .....	41
3.1- Considerações iniciais .....	41
3.2- Redes de Distribuição e o VSC série .....	41
3.3- Considerações Finais .....	46
Capítulo 4.....	47

Modelagem.....	47
4.1- Considerações iniciais .....	47
4.2- Modelagem Proposta .....	50
Capítulo 5.....	56
Controle.....	56
5.1- Considerações Iniciais.....	56
5.2- Variáveis de Controle.....	57
5.3- Técnica de Controle 1 .....	59
5.4- Técnica de Controle 2.....	60
5.5- Técnica de Controle 3 .....	61
5.6- Técnica de Controle 4.....	62
5.7- Considerações Finais.....	65
Capítulo 6.....	67
Resultados Experimentais e Simulações .....	67
6.1- Considerações Iniciais.....	67
6.2- Laboratório de Média Tensão e o Protótipo .....	70
6.3- Resultado Experimental com a Técnica de Controle 1.....	73
6.4- Resultados Experimentais - Técnica de Controle 2.....	75
6.4.1- Comportamento da Potência Ativa .....	75
6.4.2- Comportamento da Potência Reativa.....	81
6.5- Testes em Campo.....	87
Capítulo 7.....	90
Conclusões.....	90
Proposição para Trabalhos Futuros.....	91
Referências .....	94
Apêndices.....	99
Anexos .....	113

# Capítulo 1

---

## Introdução

### *1.1- Considerações iniciais*

Técnicas para proporcionar uma melhor utilização das redes elétricas como uma distribuição otimizada dos fluxos de carga em sistemas de potência incluem reconfigurações de rede, novos investimentos em redes de transmissão, criação de novas subestações etc. Estas, prometem redução de perdas técnicas e aumento da confiabilidade e capacidade desses sistemas. No entanto, estas são práticas que necessitam de investimentos de alto custo mesmo que redes próximas estão frequentemente ociosas enquanto outras estão sobrecarregadas.

Neste sentido, problemas relacionados a qualidade de energia e técnicas para mitigar contingências tem sido um constante desafio durante 30 anos para sistemas de transmissão e mais recentemente para redes de distribuição [1]–[5].

A modernização das redes de distribuição utilizando tecnologias derivadas das FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) tem como resultado mudanças nos métodos tradicionais para aumentar a capacidade desse tipo de sistema a fim de promover soluções mais resilientes, i.e., da mesma forma que é aplicado a nível de transmissão. Isto inclui o uso de conversores inteligentes, esquemas de proteção digital e operações remotas.

Sabe-se que, a aplicação dos FACTS permitem utilizar as redes elétricas em níveis próximos dos seus limites térmicos e econômicos sem causar problemas de estabilidade [6], o que resulta no uso otimizado da energia elétrica ([7], [8]), o que proporciona melhorias em eficiência energética quando se transmite energia.

Neste sentido, especialmente em sistemas de distribuição, as tecnologias derivadas das FACTS proporcionam mudanças nos conceitos para melhorar a utilização dessas redes. Ou seja, uma forma alternativa a investimentos em novas infraestruturas. Ao

invés disso, para aumentar as capacidades ou disponibilidade dessas redes [9], a manipulação do fluxo de potência em nível de transmissão é feita tradicionalmente usando transformadores de deslocamento de fase (PST – *Phase Shift Transformers*).

Porém, conforme descrito em [10], soluções em eletrônica de potência para aplicações nas redes de distribuição são tecnologicamente análogos aos FACTS modernos com conversores tipo fonte de tensão (VSC – *Voltage Source Converters*).

Conversores série baseados em eletrônica de potência para aplicação em redes de distribuição são tecnologicamente análogos aos modernos VSCs advindos das tecnologias FACTS, sendo então denominados RACDS (*Resilient AC Distribution Systems*) [10]. Sabe-se que mesmo hoje, conversores VSC série são muito investigados na área de eletrônica de potência como: filtros ativos de potência série, DVRs (*Dynamic Voltage Restorers*) e SSSCs (*Static Synchronous Series Compensators*).

Os SSSCs injetam uma tensão controlada independente e em quadratura com a corrente da linha, e é usada para compensação de impedância em linhas de transmissão longas. Estes, necessitam somente da troca de potência reativa com a linha em questão, sem o uso de uma fonte CC. Além disso o VSC série possui maior liberdade para controlar simultaneamente as potências ativa e reativa em redes em anel através do uso um sistema de armazenamento ou um circuito auxiliar para receber potência ativa de um dos alimentadores envolvidos.

Conforme apresentado na Figura 1, as tecnologias RACDS exercem a função de distribuir e descentralizar a administração dos carregamentos em nível de distribuição. Além do mais, o uso dos RACDS representa uma forma mais segura para que energias renováveis e novos tipos de cargas sejam inseridos de forma a postergar investimentos infra estruturais. Isso proporciona sistemas mais adaptáveis em busca de uma melhor utilização e qualidade de energia. Nesse quesito, destaca-se a função vital que a eletrônica de potência pode exercer.

Redes de distribuição foram projetadas com topologia radial para fluxo de potência unidirecional. No entanto, com as Gerações Distribuídas sendo instaladas em vários pontos dos sistemas de distribuição, observa-se um crescente interesse na literatura em soluções de mitigação de contingências (e.g., como a conversão de redes radiais em redes em

anel), a fim de se ter um comportamento mais bem administrado dos fluxos de carga e solucionar problemas relacionados principalmente aos comportamentos das tensões ao longo dessas redes.

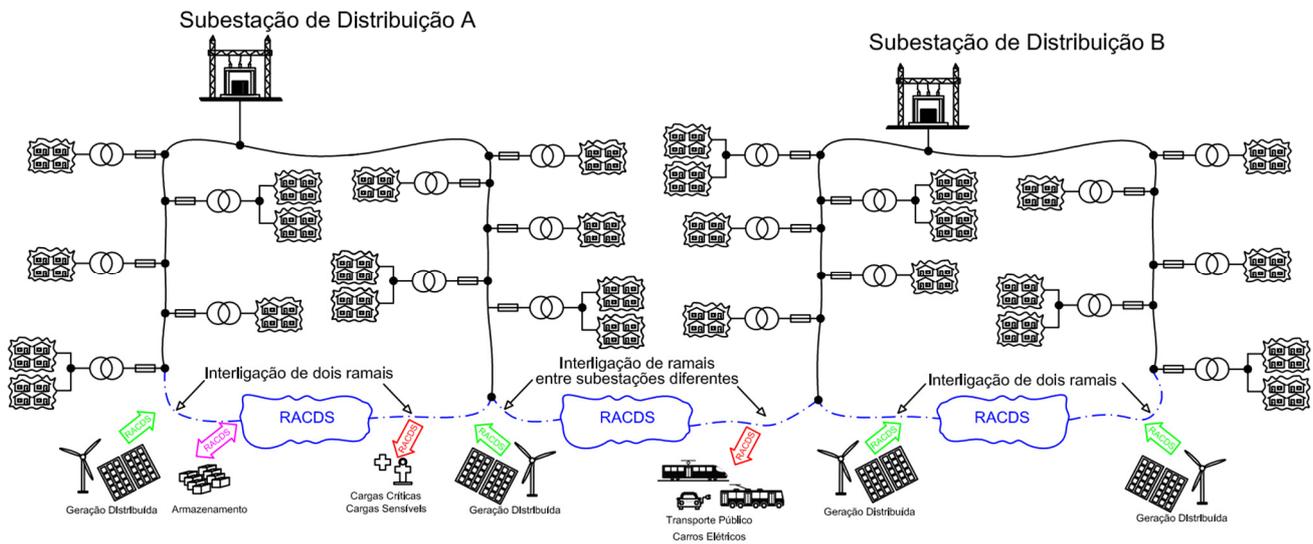


Figura 1: Ilustração de RACDS quando se interliga ramais de distribuição.

Publicações recentes [11]–[19] que possuem foco em conversores VSC série têm mostrado que pode-se realizar um balanço de carregamento controlável nas futuras redes de distribuição em anel, e conseqüentemente proporcionar melhorias como a redução de perdas técnicas.

Esse anel pode ser interconectado através de um equipamento que possui a função de manipular eletronicamente o fluxo de potência entre dois alimentadores e, proporcionar melhorias na regulação de tensão e redução do carregamento nos cabos existentes, permitindo, conforme simbolizado na Figura 1, um maior uso de geradores distribuídos na média e baixa tensão.

Os conversores VSC série deste estudo podem ser considerados como uma ferramenta ativa, a qual pode ser aplicado ao conceito de redes elétricas inteligentes (*Smart Grids*). O conceito de redes elétricas inteligentes pode ser definido como uma modernização e aplicação do uso de ferramentas ativas com possibilidade de controle através do uso de arquiteturas de comunicação [20]. Isto permite um uso eficiente da energia (e.g. em redes

com fluxos de potência bidirecionais como na presença das Gerações Distribuídas) quando dispositivos são embarcados com algoritmos inteligentes que, as vezes são controlados de forma autônoma ou de forma remota.

Em sistemas totalmente supervisionados e.g., através de sistemas SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*), a filosofia das redes elétricas inteligentes (*Smart Grids*) considera o uso coordenado de vários tipos de RACDS e proporcionam o remanejamento de carregamentos, reduzindo a duração e frequência de interrupções de energia. Além do mais a referência [21] considera as *Smart Grids* como um uso melhorado de equipamentos ativos e sensores espalhados pelas redes.

Conversores série são pouco difundidos comercialmente quando comparado com conversores paralelos (os quais não são muito efetivos para o controle de fluxo de potência) e em muitos casos os conversores série podem sozinhos proporcionar a controlabilidade dos fluxos de carga de forma efetiva [10]. A aplicação através do uso de conversores VSC série tem impulsionado soluções para vários problemas de qualidade de energia associados à crescente demanda de investimentos nas redes de distribuição.

É importante frisar que ramais de distribuição não possuem uma diferença angular de fase considerável entre alimentadores próximos pois, na maioria dos casos eles vêm de uma mesma alimentação principal [22]. Dessa forma, a possível rotação de fase realizada nos transformadores possui uma padronização (i.e., delta || estrela-aterrado).

Ao invés do já consolidado uso de conversores tipo *back-to-back*, um VSC série de pequeno porte (i.e., solução possível por causa da pequena diferença de fase comum em ramais de distribuição próximos) pode proporcionar uma solução de baixo custo, pois apenas uma fração da tensão do sistema é necessária para manipular o fluxo de potência. Porém esta opção não possui tantas funcionalidades como a solução utilizando um conversor *back-to-back* [23]. A aplicação de conversores série para controle de fluxo de potência demonstra que qualquer alteração no comportamento do fluxo de carga leva a uma redução da necessidade de fornecimento de potência reativa dos alimentadores principais [22].

Porém, os VSCs Série são muito vulneráveis a correntes de curto circuito [24], um desafio atual nas recentes publicações e investigações [19]. Quando se insere um conversor

em série com a linha, é necessário considerar que a solução deve ser capaz de tomar decisões e ser removido e protegido em caso de um curto-circuito ou interrupção. Uma Proposta de solução é apresentada no Apêndice G

Por fim, esta solução também chamada de controladores de fluxo de potência ou roteadores de potência propiciam a conversão das redes de distribuição radial em redes em anel ou malhadas. O que resulta em uma forma controlada e segura para melhorar a operação em tempo real e durante contingências.

### 1.2- *Objetivos e Contribuições*

Este trabalho demonstrará uma solução de uma ferramenta ativa com controle independente de potências ativa e reativa interligando ramais de distribuição. Mostrando que ao invés do uso de grandes conversores *back-to-back*, um VSC série de pequeno porte pode ser uma solução menos onerosa para a mesma aplicação.

A Figura 2 mostra a topologia do VSC série proposto e desenvolvido neste trabalho com o objetivo de controlar os fluxos de potência em tempo real. Este equipamento foi construído e aplicado em: testes em laboratório e em campo no nível de tensão de 13,8 kV e testes em campo. O sistema de controle é baseado na referência síncrona modificada (*MSRF – Modified Synchronous Reference Frame*) e foi implementado no processador digital de sinais: DSP TMS320F28335.

O circuito de potência do VSC série utiliza três pontes H monofásicas de baixa tensão baseadas em IGBTs (*insulated gate bipolar transistors*) com modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) unipolar. O sistema contempla também retificadores trifásicos a diodos para alimentar os *links-CC* de cada fase e transformadores de acoplamento conectados à rede de média tensão. Ou seja, cada fase tem seu próprio controle e circuito de potência, resultando em um *design* modular que pode ser adaptado tanto para sistemas monofásicos ou trifásicos. Assim, a topologia proposta pode proporcionar as seguintes *features*:

1. Transferência de potência ativa bidirecional;

2. Transferência de potência reativa bidirecional;
3. Ajuste de desequilíbrio de tensão;
4. Sistema de proteção embarcado;
5. Isolação ou bloqueio harmônico.

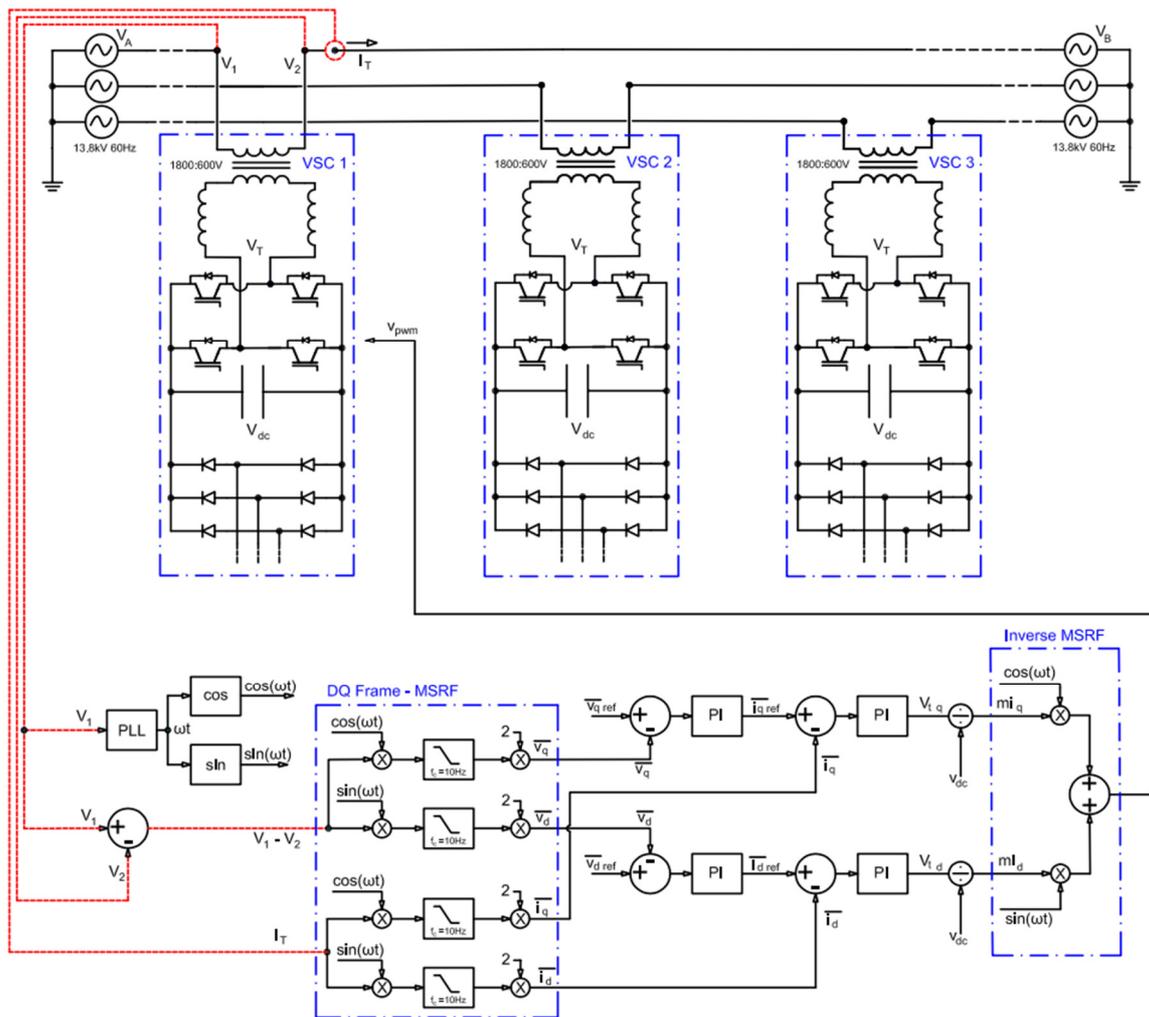


Figura 2. VSC série modular trifásico interconectando dois ramais e seu sistema de controle

O sistema de controle apresentado na Figura 2 é a principal técnica de controle implementada, que será detalhada mais adiante. Além do diagrama apresentado na Figura 2, este equipamento contempla também um esquema de proteção embarcado (Apêndice G), uma solução para rapidamente proteger o conversor durante surtos, sobretensões e

sobrecorrentes através de um sistema baseado em tiristor SCR o qual remove o conversor durante faltas e interrupções.

Sabe-se que a presença de energias renováveis ou Gerações Distribuídas causam flutuações das tensões terminais durante a variação de potência ativa injetada no final de ramais relativamente longos. Neste cenário, o equipamento pode utilizar a energia gerada pelas renováveis para uma melhor distribuição da potência ativa entre os ramais envolvidos, e conseqüentemente proporcionar a mitigação dessas flutuações de tensão e sobretensões.

Outra aplicação desse equipamento (além da manipulação de ativos), é referente ao controle de potência reativa em situações que, em certos locais, existem bancos de capacitores instalados em um dos ramais. Com ele, o excesso de potência reativa dos bancos de capacitores existentes pode ser remanejado para o outro ramal que está interconectado pelo VSC série, onde em certos momentos, há uma necessidade de compensação de reativos.

Além do mais, sabe-se que é frequente o desequilíbrio de tensão em redes de distribuição e, o equipamento deste trabalho, composto por três conversores monofásicos com cada fase com seu próprio sistema de controle (baseados na técnica MSRF aplicada em conversores monofásicos independentes), proporciona também a mitigação de desequilíbrios de tensão.

Com relação a característica de bloqueio harmônico, o VSC série pode proporcionar melhorias na qualidade de energia conforme mostra a referência [25]. Este conversor é também um filtro ativo de potência série que pode harmonicamente isolar dois ramais, mantendo esses sistemas, do ponto de vista harmônico, como eram antes da interconexão.

### ***1.3- Organização do Trabalho***

Esta tese está organizada em 7 capítulos, sendo que o Capítulo 1 mostra uma introdução descrevendo os principais objetivos e contribuições deste trabalho. No Capítulo 2 tem-se uma revisão bibliográfica que mostra as principais publicações e topologias relacionadas ao tema apresentado aqui. Alguns pontos deste capítulo enfatizam a

contextualização do tema e relacionam o equipamento desenvolvido e proposto nos problemas enfrentados nesse tipo de aplicação.

O Capítulo 3 descreve a formulação do problema, a fim de esclarecer quais os benefícios que a solução apresentada pode proporcionar. No Capítulo 4 é apresentada uma proposta de modelagem desse sistema e sua relação as estratégias de controle que serão apresentadas. Já no Capítulo 5 são apresentadas as quatro estratégias de controle testadas e validadas em laboratório e em simulações.

O Capítulo 6 apresenta os principais resultados experimentais e de simulações coletados no decorrer do desenvolvimento desse trabalho. Por fim o Capítulo 7 apresenta as conclusões e propostas para trabalhos futuros.

# Capítulo 2

---

## Estado da Arte e Topologias

### 2.1- Considerações Iniciais

Neste capítulo serão destacadas as principais publicações dos VSCs série e fornecer uma visão geral deste tipo de aplicação.

A história dos conversores série tipo fonte de tensão para transmissão e distribuição começam com a difusão das tecnologias FACTS tendo como principais autores Lazlo Gyugyi [26], Rigby [27], Harley [28] e Hingorani [29]–[31] na década de 90.

Investimentos, como a necessidade de linhas com capacidades maiores e maior número de transformadores instalados em subestações prometem resolver os problemas advindos desse novo perfil de uso das redes de distribuição. Em nível de transmissão, os PSTs (*Phase Shifting Trasformers*) ou transformadores de deslocamento de fase são um exemplo tradicional de controladores de fluxo de potência, uma prática comum na indústria de energia [32].

O PST, de uma forma geral, é um equipamento que pode alterar uma tensão com um ângulo e/ou amplitude controlável através da mudança de taps. O fluxo de potência em uma linha de transmissão é definido pela diferença de ângulo e de amplitude das tensões de dois terminais da rede a se conectar. Se duas linhas de diferentes características são conectadas, controlar o fluxo de potência é uma solução para uma melhor regulação de tensão e remanejamento de carregamento entre elas.

A Figura 3 apresenta um exemplo em uma situação hipotética, com dois circuitos ( $C_1$  e  $C_2$ ) formando um anel, um com carga leve e o outro em sobrecarga. Utilizando um PST pode-se remanejar o fluxo de potência a fim de evitar sobrecargas, ou seja, isto aumenta a capacidade deste sistema.

Mais precisamente, a Figura 3 apresenta um esquema básico assumindo que  $X_1=2.X_2$  referente aos parâmetros das linhas. Sem o PST, observa-se que o fluxo de potência se distribuirá de forma desigual no caso de uma carga conectada em  $V_L$ , sobrecarregando a linha com impedância  $X_2$ . Assim, o uso do PST permite realizar uma compensação da impedância resultando no balanço controlado do fluxo de carga entre  $C_1$  e  $C_2$  para alimentar a carga conectada  $V_L$  em de forma mais eficiente.

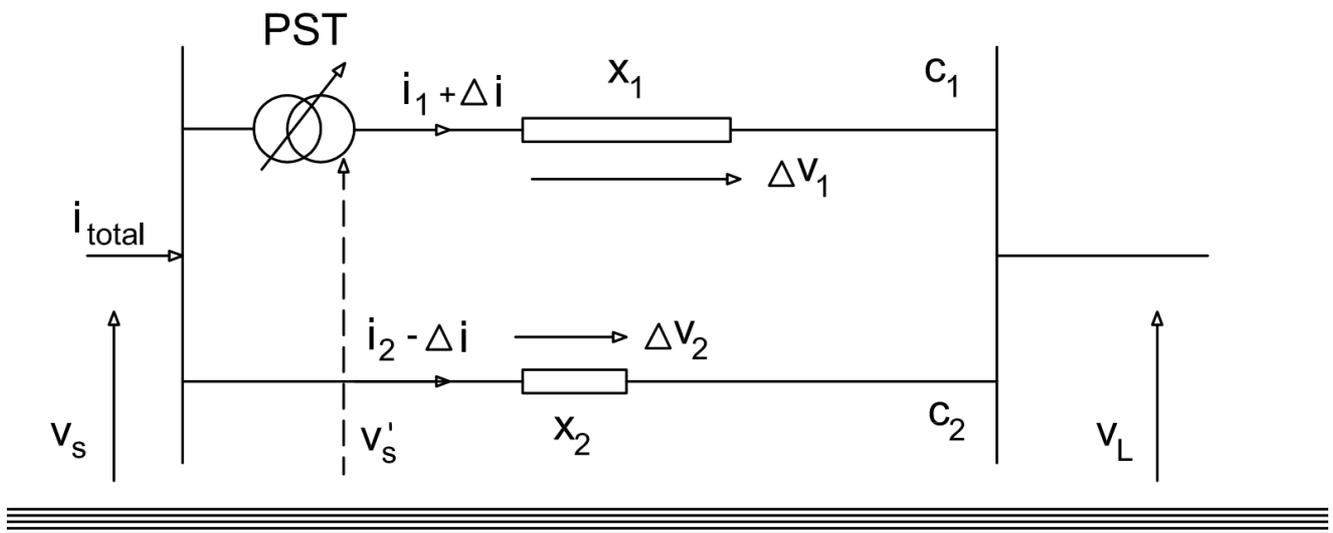


Figura 3: Influência da aplicação de um PST em um sistema em anel

Neste sentido, o controle de fluxo de potência e controle de tensões utilizando compensadores estáticos no nível de distribuição (na média tensão) pode ser uma alternativa aos investimentos em infraestrutura dessas redes. Para este propósito, alguns tipos de compensadores estáticos que a princípio eram aplicados somente a nível de transmissão comumente intitulados como uma aplicação de FACTS [33], [34] podem ser considerados agora para as redes de distribuição (simbolizados na Figura 4). Com isto pode-se listar alguns destes equipamentos conhecidos:

- *Static Synchronous Compensator (STATCOM)*,
- *Back-to-Back VSCs*;
- *Multiterminal VSCs*;
- *Static Synchronous Series Compensators (SSSC)*;
- *Unified Power-Flow Controllers (UPFC)*.

O compensador que se enquadra a esta pesquisa de forma similar é o chamado SSSC. Os SSSCs quando são conectados em série entre dois nós de uma rede e, são capazes de impor uma tensão a fim de controlar a impedância entre esses dois ramais. O resultado é a manipulação do fluxo de potência dessa rede ou uma compensação de uma parcela da impedância envolvida nesse anel (sem a necessidade de uma fonte para fornecer ativos no lado CC).

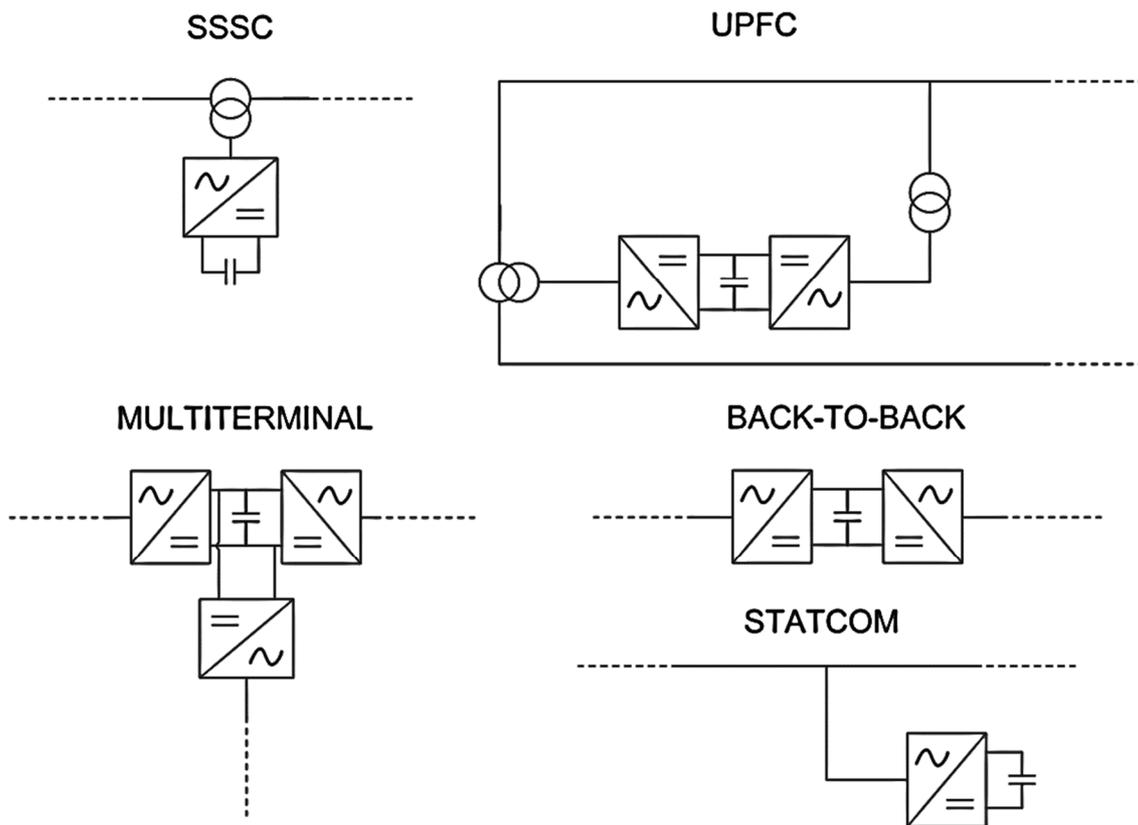


Figura 4: STATCOM, BTB, MULTITERMINAL, SSSC, UPFC aplicados em redes de distribuição.

O SSSC opera o sistema (frequentemente usando a referência síncrona trifásica ou DQ-frame) através da aplicação uma tensão em quadratura  $V_q$  com a corrente da linha, enquanto a parte em fase  $V_d$  mantém o *link-CC* (i.e., carregando ou descarregando) em seu valor de referência Figura 5. Dessa forma variando essa tensão aplicada em série, ou seja, a impedância da linha pode ser alterada e, conseqüentemente o fluxo de potência pode ser manipulado [17].

Nesse sentido, os SSSCs são usados para controle de impedância ou compensação de linhas de transmissão longas, e necessitam apenas de troca de potência reativa, sem a necessidade de uma fonte auxiliar para alimentar o *link-CC*. Conforme [35] o SSSC é capaz de controlar somente uma das componentes, ou ativa ou reativa em uma linha ao mesmo tempo, sendo simbolizado na Figura 5.

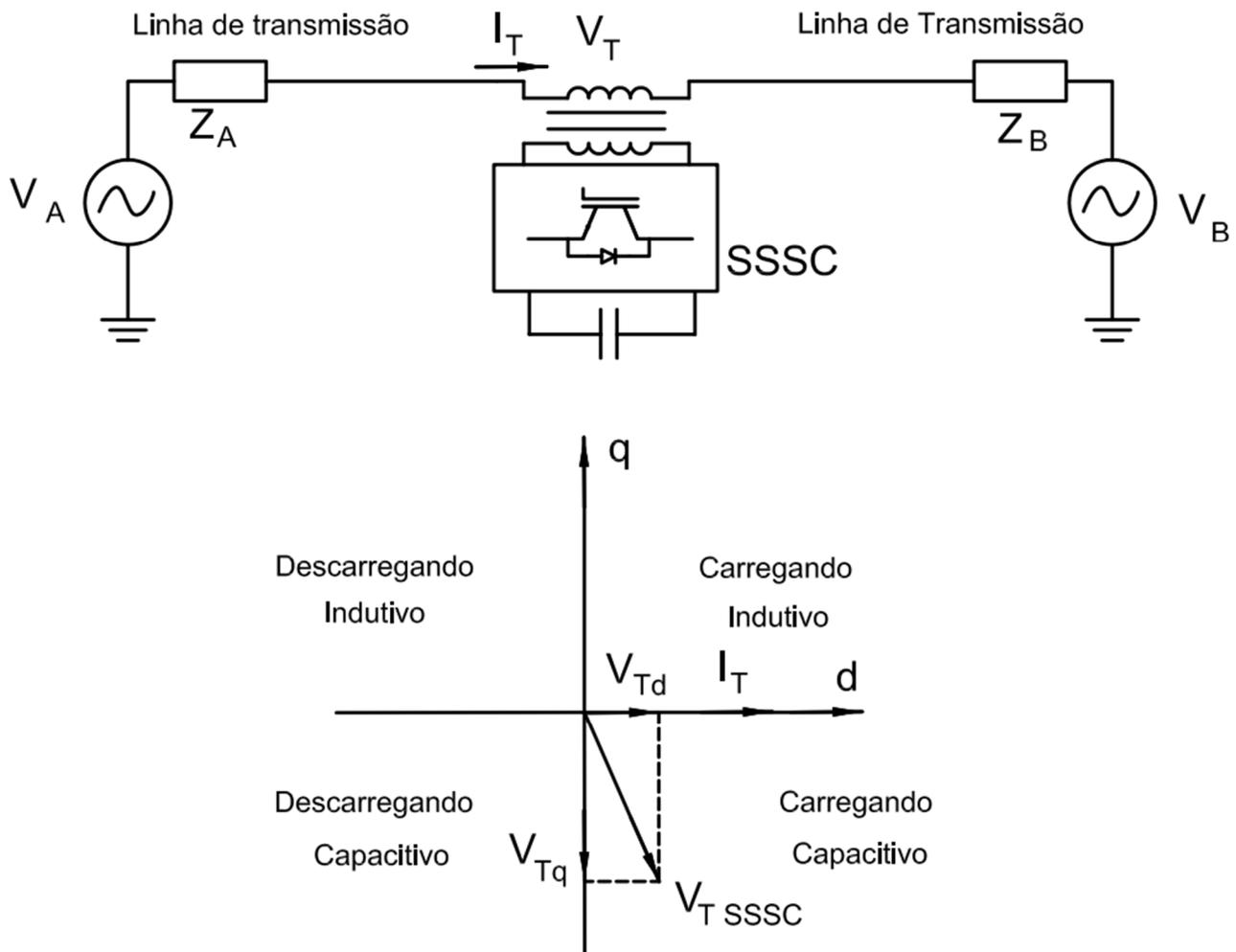


Figura 5. Representação Fasorial da tensão imposta pelo SSSC ( $V_T$  SSSC), a corrente manipulada ( $I_T$ ) e o controle da tensão CC

No entanto, com uma fonte de energia ou um sistema de armazenamento, o SSSC pode também proporcionar remanejamento de  $P$  e de  $Q$  simultaneamente de forma desacoplada, aumentando sua capacidade de controle, incluindo a possibilidade de atenuar oscilações e

melhorar a estabilidade dinâmica [28], [36]. Sendo essa a solução aplicada nos resultados deste trabalho (Figura 2).

Por outro lado, o UPFC possui um conversor *shunt* adicional interconectado a um *link-CC* comum (Figura 4), permitindo a manipulação de potência ativa e de potência reativa, além de poder entregar e absorver reativos com menores limitações [37].

O VSC série pode impor uma tensão que resulta em uma faixa que pode ir do circuito aberto (impedância máxima) até o curto-circuito (impedância zero). Além do mais, qualquer tensão imposta em série no sistema interligado em questão representa uma impedância inserida no mesmo.

## 2.2- Revisão da Literatura

As principais tendências em pesquisas relacionadas a controladores de fluxo de potência ou roteadores de potência, são listadas a seguir.

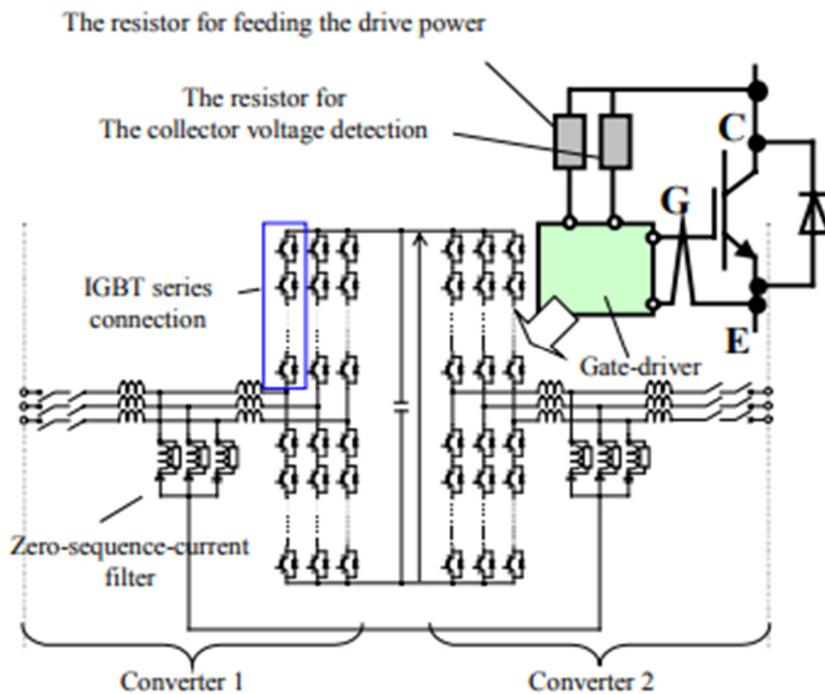
### 2.2.1- Back-to-Back

A referência [38] (*LPFC - Loop Power Flow Controllers*) comenta sobre controladores de fluxo de potência inseridos em anéis em setores industriais e propõe um conversor tipo *back-to-back* em um estudo de caso em níveis de tensão de redes de distribuição. Em [39] (*LPC - Loop Power Flow Controller*) é demonstrado também a aplicação de um conversor *back-to-back* em uma rede de 6,6kV e seu método de controle proposto. Na referência [40] (*LBC - Loop Balance Controller - transformerless*), é apresentado o desenvolvimento de um controlador de fluxo de potência em 6,6kV com um conversor *back-to-back* incluindo as vantagens de uma topologia sem transformador para interligar ramais para controle de fluxo de potência.

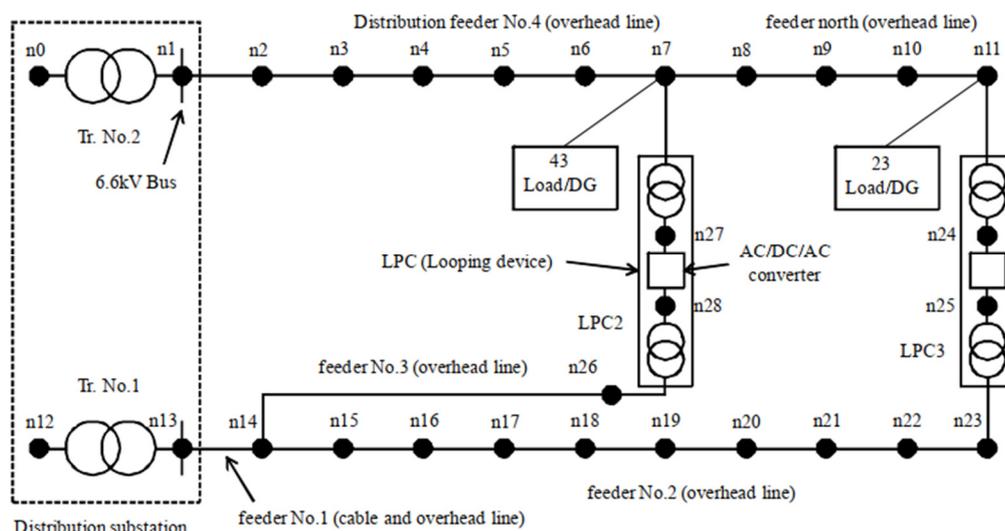
Ainda com o uso de conversores tipo *back-to-back* a referência [41] apresenta uma técnica de controle autônoma para controladores de fluxo de potência no qual busca a melhor

transferência de potência para redução de perdas técnicas usando informação das tensões terminais onde o conversor interliga dois alimentadores.

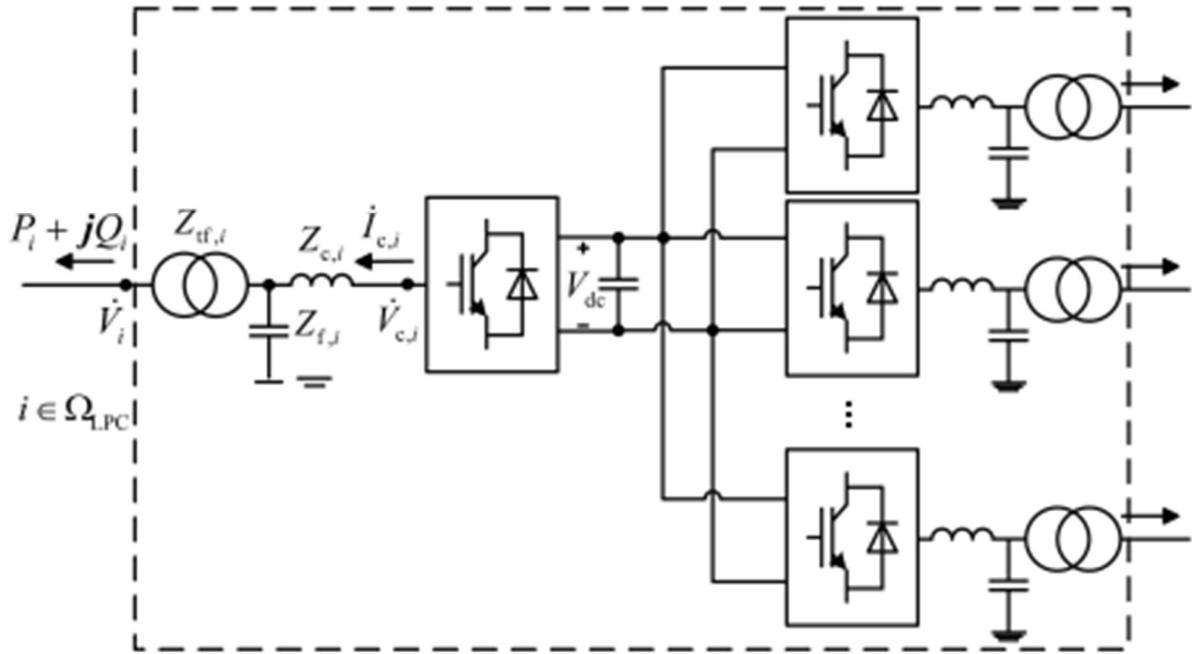
A Figura 6a mostra detalhes da topologia multiníveis sem transformador utilizada do equipamento LBC, que é uma miniaturização do LPC que possui transformadores de acoplamento ( Figura 6b). Na Figura 6c tem-se o diagrama de uma topologia multiterminal LPC [42] com 4 conversores CC/CA interligados por um *link* CC comum.



(a)



(b)

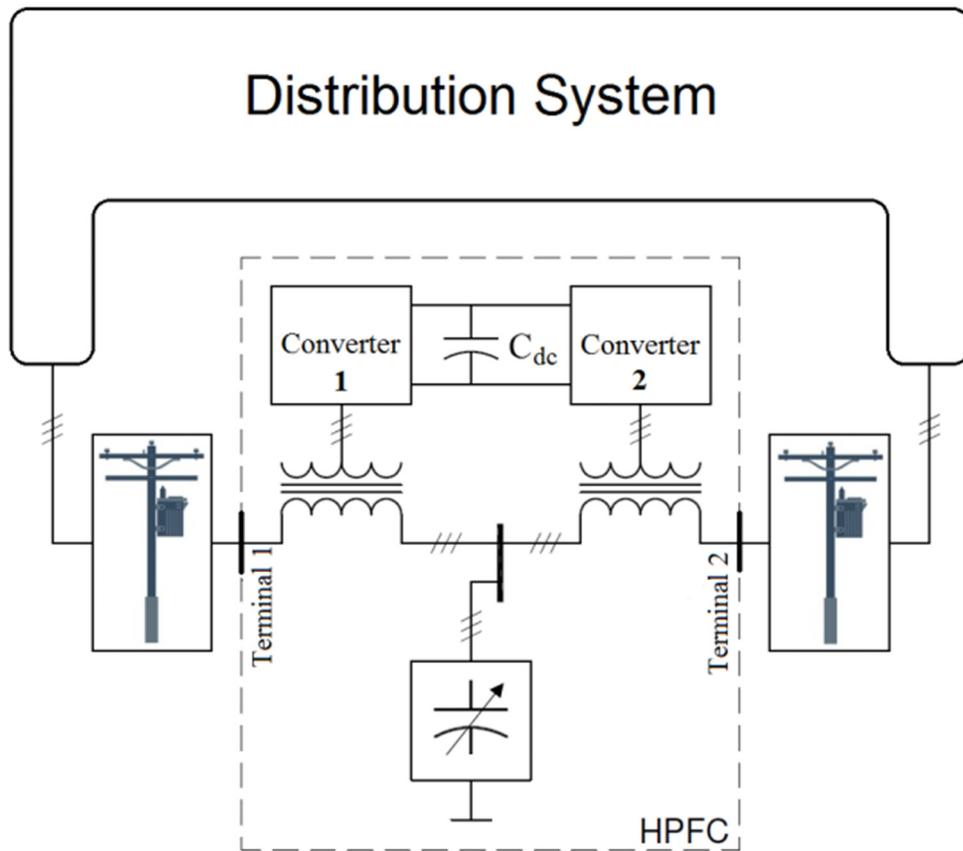


(e)

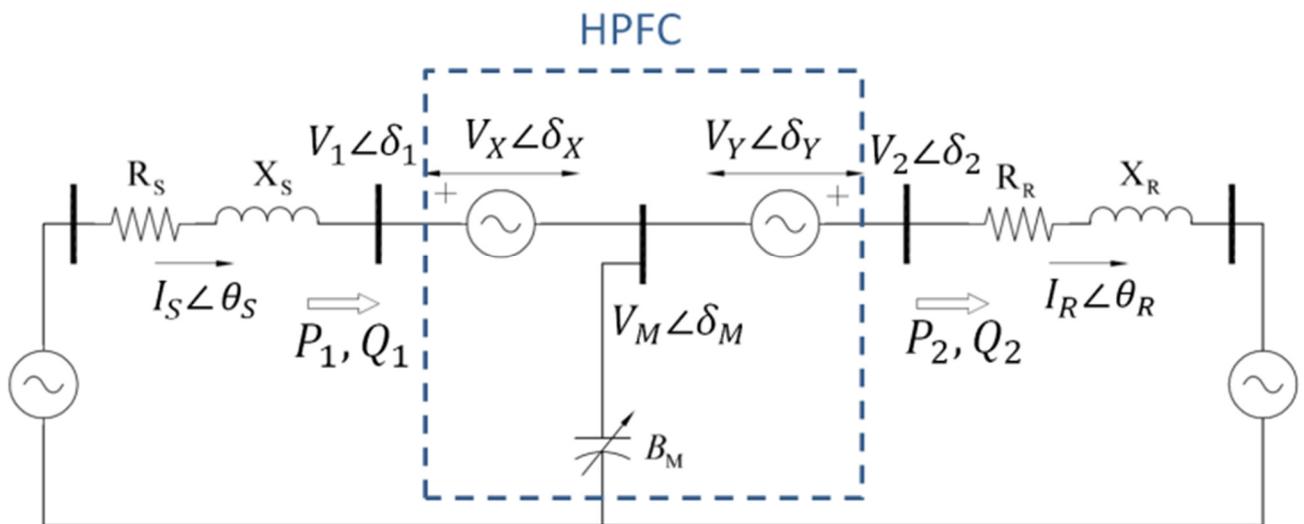
Figura 6. Esquemáticos dos conversores LPC e LBC - figuras extraídas das referências [39], [40], [42] (a) LBC, (b) LPC (c) multiterminal LPC

As referências [12] e [11] propõem um VSC série-série com uma capacitância variável paralela (HPFC – *Hybrid Power Flow Controller*). Trata-se de uma solução híbrida é apresentada em [12] e [11] com uma topologia de VSC tipo série-série com uma capacitância shunt variável instalado entre os dois conversores série tanto para transmissão quanto para a distribuição. Essas publicações mostram simulações e uma proposta de modos de controle selecionáveis para cada comportamento do sistema mostrando também um algoritmo de despacho ótimo.

A Figura 7a mostra um diagrama representativo do HPFC aplicado a sistemas de distribuição indicando os dois conversores série e a capacitância paralela variável. Já a Figura 7b mostra um diagrama que representa o modelo do HPFC interligando dois ramais.



(a)



(b)

Figura 7. Representação do HPFC – [11], [12]. (a) Desenho representativo do HPFC (b) modelo do HPFC

### 2.2.2- Ponte H em Cascata

A referência [33] apresenta um estudo sobre os benefícios de converter redes de distribuição radiais em redes em anel ou malhadas usando conversores série multiníveis, com pontes H em cascata, com alimentadores vindos de subestações diferentes. Também, em [43], é apresentada uma análise de risco destacando problemas quando se fecha redes em anel que anteriormente eram radiais, tanto para sistemas de transmissão quanto para distribuição, e frisa com relação a corrente circulante para diferentes valores de impedâncias das linhas mesmo em condições a vazio.

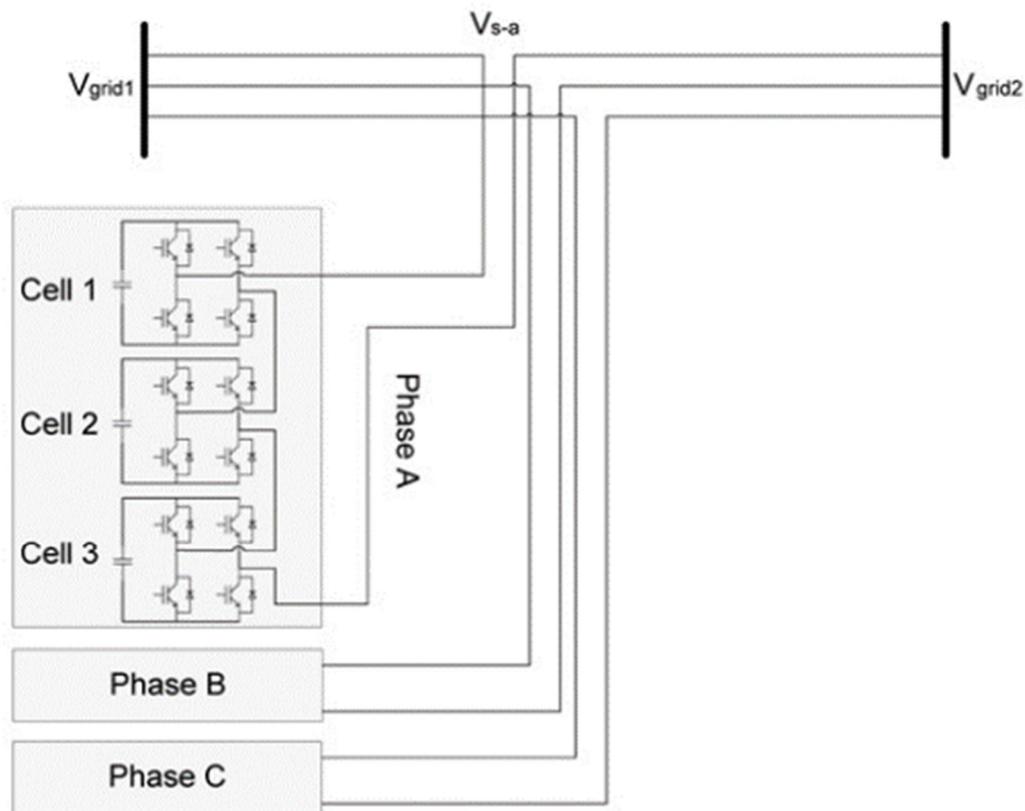


Figura 8. Representação do DSSSC - [17]

Em [17] é proposto um conversor multinível série com pontes H em cascata sem transformador chamado de DSSSC (*Distribution Static Synchronous Series Compensator*) para sistemas de distribuição conforme simbolizado na Figura 8. Simulações são apresentadas para um estudo de caso em redes de 20kV e resultados experimentais em baixa tensão, incluindo propostas de estratégias de controle. Além disso, são descritas duas técnicas de

controle, uma com elo-CC fixo e uma com elo-CC variável, permitindo manipular apenas uma das variáveis, P ou Q. Também é incluída estratégia de partida do equipamento série. A proposta busca redução de custo e baixo THD, apresentando uma topologia sem transformador.

### 2.2.3- UPFC

As referências [37], [44] apresentam as características dos chamados UPFCs (*Unified Power Flow Controllers*) quando inseridos em sistemas de distribuição e mostram a redução de perdas no transporte de energia e uma conseqüente regulação de tensão. Também estas referências propõem uma estratégia de controle e seu modelo matemático detalhado com resultados experimentais em redes em anel. Demonstrando as características superiores quando se associa um VSC série com um conversor paralelo trabalhando juntos. Um exemplo de um conversor UPFC é apresentado na Figura 9.

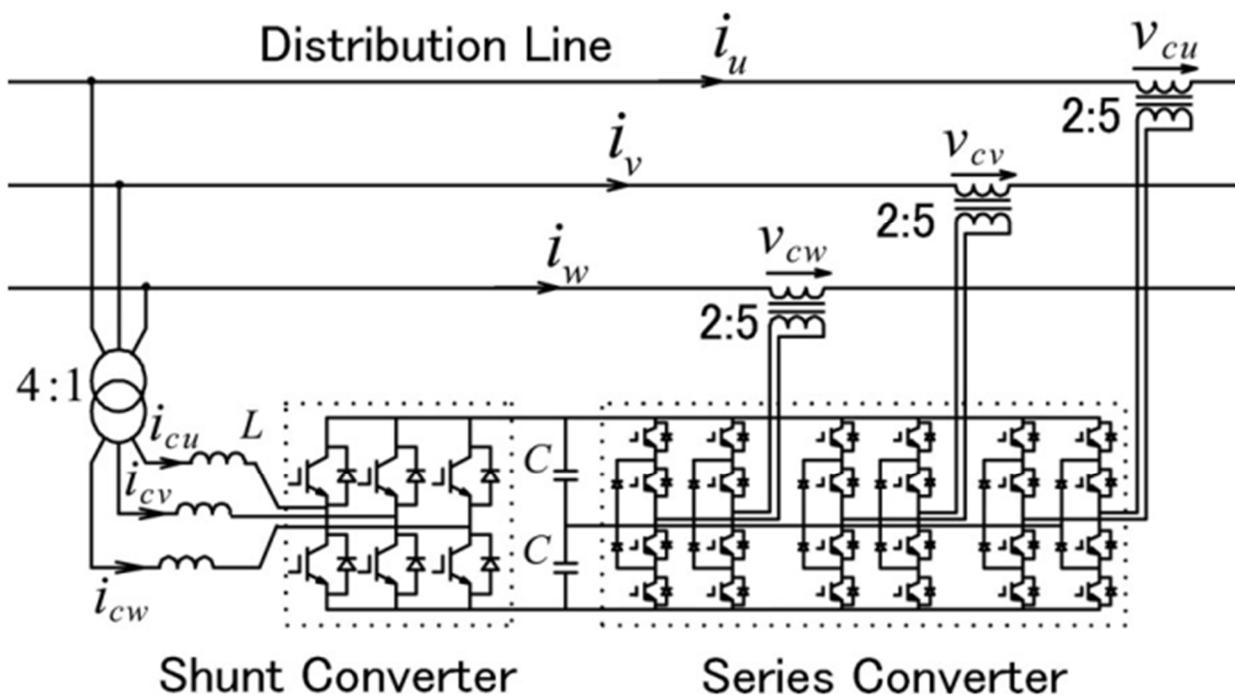


Figura 9. Exemplo de um UPFC - [44]

Nas referências [45], [46]–[48] são apresentadas topologias dos CSC (*Convertible Static Compensator*) e CSTC (*Convertible Static Transmission Controller*) com múltiplos modos de operação (Figura 10) e configurações de conversores para controle de fluxo de potência associando conversores Série-Série, Série-Paralelo com modelagem em *Hardware-in-the-loop* no nível 345 kV.

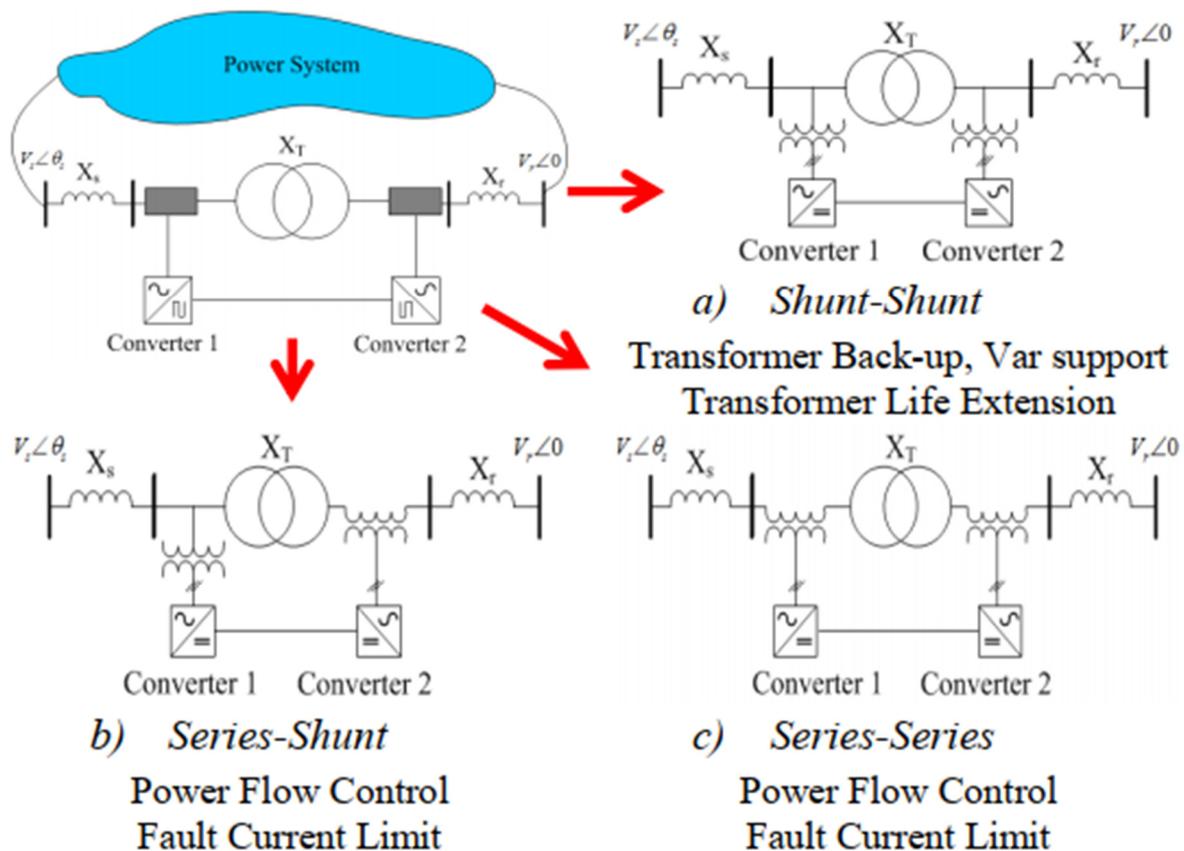


Figura 10. CSC E CSTC - [48].

## 2.2.4- Conversores CA-CA

Em [13], [14], [15] e [16] são apresentadas topologias compactas de conversores série chamados de CNT (*Controllable Network Transformer*) simbolizado na Figura 11 e o CD-PAR (*Compact Dynamic Phase Angle Regulator*) representado na Figura 12. Um VSC série que usa uma seção do enrolamento de um transformador que possibilita aplicar um conversor

de baixa tensão em sistemas de média tensão. São propostos também controladores totalmente desacoplados com resultados experimentais, nos quais demonstram uma topologia de conversor trifásico para nível de distribuição sendo o primeiro de 13kV/1MVA flutuante (com autotransformador) e o segundo 12.47kV/1MVA aterrado.

Ainda na referencia [13], a topologia CD-PAR é composta por conversores modulares monofásicos de potência menor (i.e., *choppers* CA com filtro LC para atenuar harmônicos do chaveamento) e que utiliza um transformador na potência nominal (1 MVA) com pequenas modificações da topologia aterrado atingindo uma vida útil de mais de 20 anos, baixa manutenção, robustez e alta confiabilidade. Este artigo, apresenta também que qualquer equipamento em 13kV necessita de um BIL (*Basic Insulation Level*) na faixa de 90 a 120kV. A tecnologia apresentada possui alta capacidade de manejar correntes de falta, e incorpora um transformador que não opera flutuando na linha, este é aterrado com capacidade de evitar danos nos equipamentos eletrônicos sensíveis incorporadas no controle e possui um terciário em baixa tensão. Além disso apresentam resultados experimentais e detalhes construtivos solucionando o problema da necessidade de utilizar conversores de alto nível de isolamento, tornando uma solução de baixo custo.

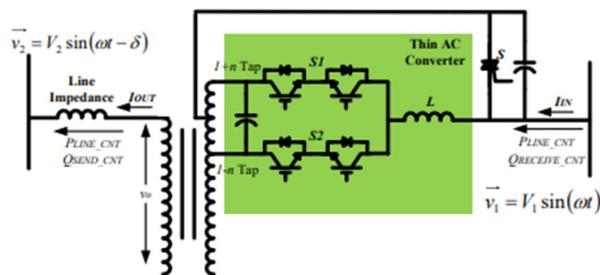


Figura 11. Representação do CNT - [14]

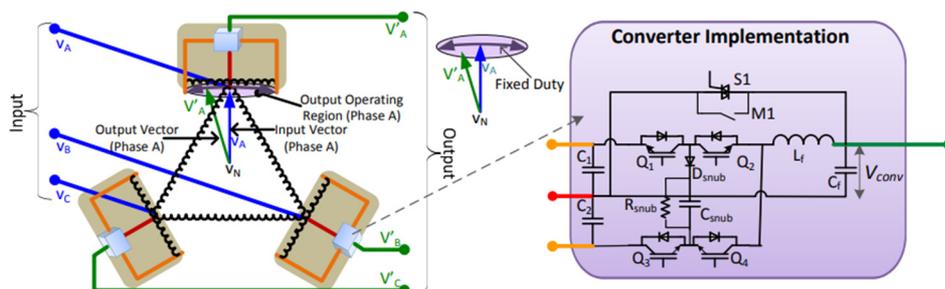


Figura 12. CD-PAR - [16]

Similarmente, [49] mostrou problemas para a solução com conversores VSC série relatando a sensibilidade a faltas desses equipamentos e a vida útil limitada da capacitância do *link-CC* e, propõe um conversor CA-CA sem *link-CC* tipo *buck* intitulado de *Direct Power Flow Controller*. Uma figura que descreve a topologia proposta é mostrada na Figura 13.

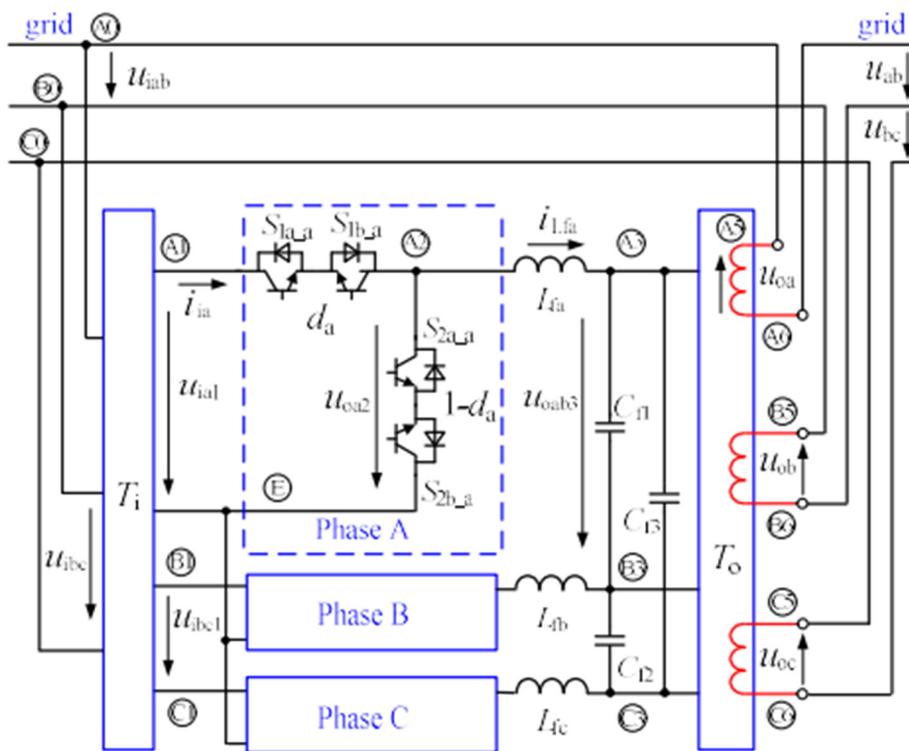


Figura 13. Direct Power Flow Controller - [49]

### 2.3- Proteções Aplicadas a VSC série

A referência [50] trata da capacidade de conversores série de limitar curtos circuitos usando controladores ressonantes quando aplicado a sistemas de media tensão para proteção da rede e do conversor. Também são discutidos os problemas pelo fato de que o conversor precisa impor a tensão nominal da rede para realizar essa ação, impactando no tamanho do equipamento. A referência [18] apresenta uma técnica de desligar os IGBTs, usando os seus diodos de roda livre, para limitar as correntes de curto-circuito. A referência [51] usa a simulação de um VSC série na substituição de transformadores de deslocamento

de fase para controle de fluxo e potência e mitigação de curto circuito em nível de sistemas de transmissão. A referência [19] apresenta uma proposta de proteção para SSSCs aplicado em média tensão simbolizado pela Figura 14. Nesta proposta de proteção são utilizados tiristores ligados a terra e o uso de MOVs (*Metal Oxide Varistors*) de by-pass (caso haja sobretensão na interligação). Disjuntores são instalados em 6 pontos do sistema. Dessa forma, durante uma condição de falta os tiristores são acionados até que os disjuntores terminem seu processo de abertura a fim de remover o equipamento do sistema.

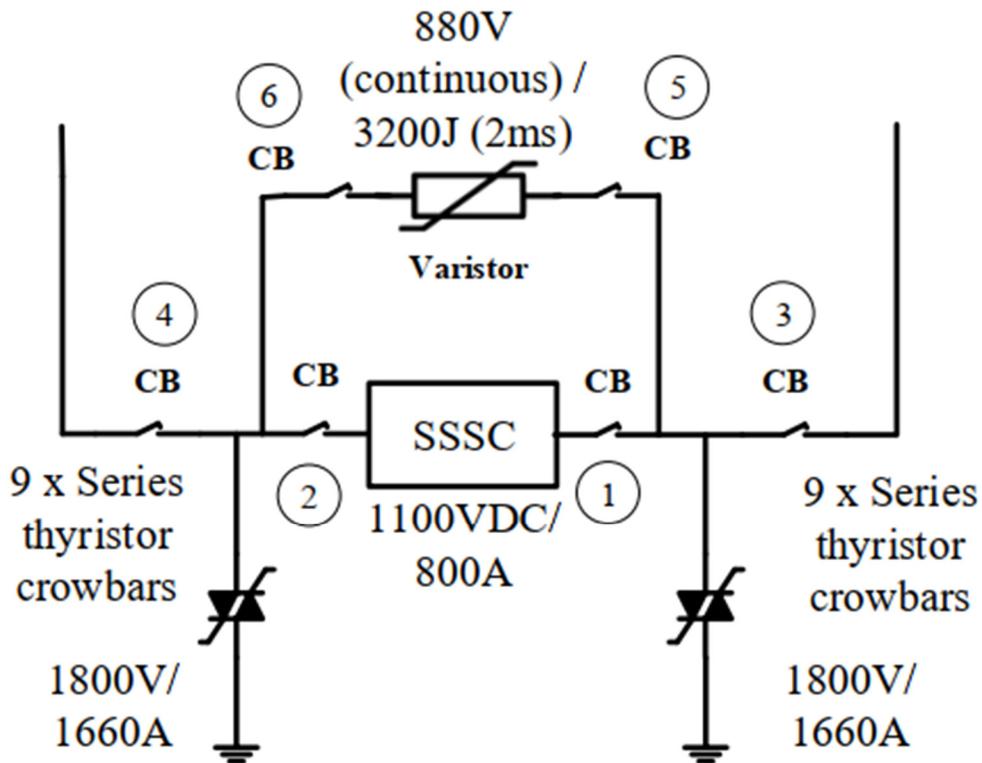


Figura 14. Exemplo de esquema de proteção de VSC série proposto em [19]

## 2.4- Considerações Finais

A solução *back-to-back* interligando ramais de distribuição mostra ser a mais interessante alternativa para esse tipo de aplicação [52], este equipamento é capaz de transferir potência ativa e reativa entre os ramais, compensação de potência reativa e conseqüentemente melhorar a tensão terminal e que melhora a qualidade de energia de uma forma geral.

No entanto essa solução de grande porte é complexa e de considerável maior custo que os conversores VSC série pois, são necessários dois conversores multiníveis na potência nominal da potência em que se deseja manipular e.g., para uma manipulação de 1 MVA são necessários dois conversores multiníveis CC-CA de 1 MVA.

# Capítulo 3

---

## Formulação do Problema

### *3.1- Considerações iniciais*

O objetivo deste capítulo é mostrar uma visão das redes de distribuição reais, com o propósito de fornecer premissas para definir o ponto mais aplicável e viável para a instalação do VSC série desse trabalho. Neste sentido, é importante entender como são operadas, configuradas e padronizadas essas redes de distribuição.

Redes de distribuição são diferentes das redes de transmissão em alguns aspectos, como seu nível de tensão, número de ramos ou derivações, número de alimentadores, comprimento, impedância das linhas e tipos de topologias ou configurações.

Redes de distribuição são normalmente radiais e aéreas e tradicionalmente elas não operam em um anel permanente. A Figura 15 representa um sistema típico de redes de distribuição. Baseado nas referências [22], [32], [53] pode-se destacar alguns aspectos relevantes relacionados a mudança estratégica de redes radiais para redes em anel através de uma interligação permanente em anel de dois alimentadores conectados no fim desses ramais.

### *3.2- Redes de Distribuição e o VSC série*

Em alguns casos, a chave normalmente aberta da Figura 15 (na cor laranja) representa uma fonte de *backup* para redução de tempo e frequência de interrupções. Trata-se de uma regra estratégica comum utilizada pelas distribuidoras de energia, com o propósito de se ter uma maior confiabilidade ou seja, são necessárias pelo menos duas fontes disponíveis para cada ponto de consumo [22].

Um procedimento bem comum em sistemas de distribuição, é quando esses dois ramais são interligados. A Figura 15 representa o local onde eles são interligados através da chave normalmente aberta (na cor laranja) instalada no final desses dois ramais, durante um curto intervalo de tempo, após isso, um dos alimentadores é desligado em sua origem ou em algum ponto estratégico. Assim, interrompe-se apenas um pequeno trecho de todo o sistema. Trata-se de uma reconfiguração momentânea para prevenir que muitas cargas fiquem sem alimentação por longos períodos, durante operações estratégicas ou para realizar tarefas de manutenção.

Ainda na Figura 15, em sistemas de distribuição é comum o uso de religadores operados com comando remoto (indicado na cor azul) que tem a função de prevenir longas interrupções em cargas especiais/críticas. Isso, quando é necessária alguma manutenção ou condição de falta. Ou seja, essas reconfigurações são aplicadas para permitir a detecção e reparação do problema em um curto período [54], prevenindo que muitas cargas permaneçam sem alimentação por longos períodos.

Conforme comentado anteriormente, muitas vezes sabe-se que os ramais de distribuição não possuem uma grande diferença de fase em suas tensões terminais (por causa do padrão delta|estrela-aterrado dos transformadores da subestação de distribuição, conforme indicado na Figura 15) [22], [54], isto permite que há uma possibilidade de operá-las permanentemente em anel, e predominantemente não há corrente circulante a vazio (i.e., quando há diferença angular ou de amplitude entre os ramais, mesmo a vazio há uma corrente circulante no anel). Com relação aos problemas de estabilidade dinâmica, a diferença de fase entre ramais de distribuição onde pode ser instalado o VSC série, é pequena (tipicamente na faixa dos 3 a 5 graus, de acordo com sistemas reais analisados durante as pesquisas).

Fato é que, o impacto causado pela elevação dos níveis de curto-circuito não permite que se use esse tipo de topologia/configuração de forma permanente. Por isso, para evitar investimentos em novas proteções e evitar interrupções com essas configurações em anel, as redes de distribuição são normalmente operadas em topologia radial. Porém, em determinados períodos observa-se que alguns ramais próximos estão ociosos e outros estão

sobrecarregados e.g., um ramal residencial próximo a um ramal industrial onde os carregamentos ocorrem em momentos distintos.

A fim de manipular o fluxo de potência de forma controlada e segura, é importante frisar essas condições extremas com o intuito de desenvolver um equipamento para realizar essa interligação permanente em anel.

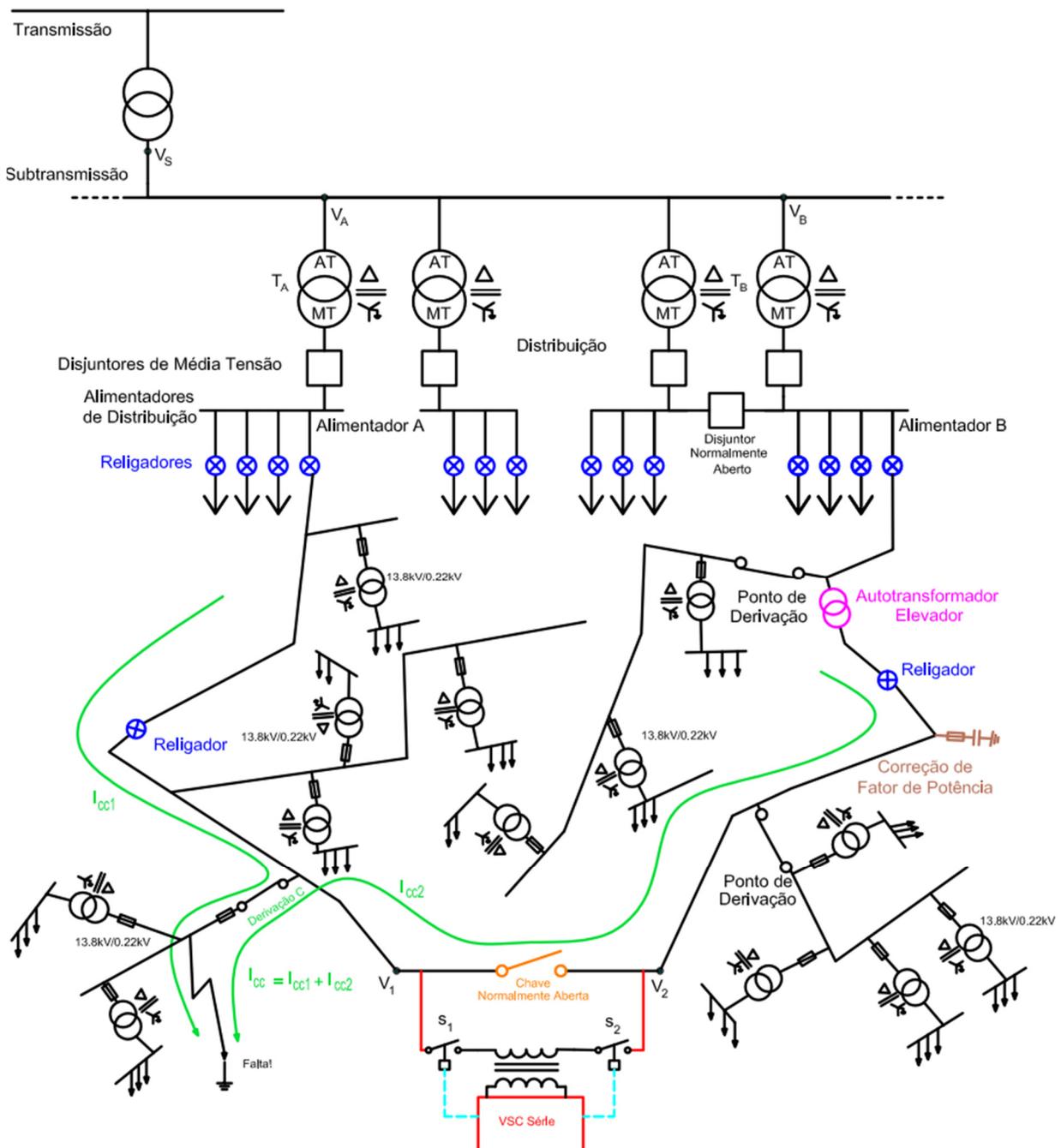


Figura 15. Sistema típico de distribuição

A interligação é indicada pelo VSC série (na cor vermelha) juntamente com a chave normalmente aberta (na cor laranja). No instante de uma falta ou curto a tensão sobre o conversor pode chegar aos valores fase-terra ou fase-fase nominais da rede.

A Figura 15 mostra também o fluxo das correntes de curto-circuito em uma condição específica (na cor verde). Pode-se notar que em redes em anel, as correntes de curto-circuito fluem dos dois ramais, e esta corrente indicada na *Derivação C* da Figura 15 pode ser mais impactante (i.e.,  $I_{cc} = I_{cc1} + I_{cc2}$ ) para as proteções daquele trecho. Observa-se que no ponto de interligação (local onde o conversor é instalado) as correntes de curto-circuito não aumentam como no trecho onde ocorre a falta (destacada nesta figura). Em termos de proteção do conversor, esta condição é menos danosa como acontece no trecho da *Derivação C*. Considerando o comportamento do curto, o VSC série deve ser aplicado com um esquema de proteção apropriado. Exemplos de proteção do VSC série são propostos em [19], [55].

Deve-se frisar que a suportabilidade a sobretensões no dimensionamento do conversor desse trabalho, é bem menor do que a tensão fase-terra da rede envolvida. Isso é um dos motivos que proporcionaram a redução do tamanho físico deste VSC série de baixa tensão proposto aqui. Portanto, é necessário considerar um sistema de proteção efetivo a fim de evitar danos ao durante esses eventos. Optou-se então por remover o equipamento nesses momentos (ou em caso de alguma falha interna do conversor). Quando se remove o VSC série (através da atuação da proteção interna e da abertura das chaves  $S_1$  e  $S_2$  comandadas pelo VSC série). Isso mostra que, nesse instante, os dois ramais envolvidos retornam para a configuração radial, dessa forma não há desligamento em nenhum dos dois ramais.

A Figura 15 também mostra o uso comum de autotransformadores elevadores para redes de distribuição relativamente longas (na cor magenta), o qual promove a compensação da queda de tensão causada pela distância. Além do mais, é comum o uso de capacitores fixos ou automáticos (na cor marrom) para a compensação de reativos, que possui o intuito de reduzir as perdas técnicas causadas pelo maior fluxo RMS de corrente (i.e. aumento da potência aparente). Mesmo sabendo que, em redes de distribuição não há melhora considerável nos níveis de tensão devido à compensação de reativos, diferente de como acontece nas redes de transmissão.

Ou seja, a compensação de reativos é mais efetiva em redes de transmissão pois a relação  $x/r$  é alta. Em redes de distribuição, na maioria dos casos, a relação  $x/r$  é próxima de 1 e o melhor local para a injeção de reativos é próximo das cargas. Assim, em redes de distribuição, a correção do fator de potência ajuda a aliviar o fluxo de VAr (e.g. a instalação de bancos de capacitores conforme indicado na Figura 15 na cor marrom), permitindo assim aumentar a capacidade de transmissão de potência ativa desses circuitos. Diferente da distribuição, nas redes de transmissão com valores significativos da relação  $x/r$ , a queda de tensão é altamente influenciada pelo fluxo de reativos.

Outro ponto importante a se observar é com relação ao conceito de estabilidade, que é a habilidade de manter o sistema envolvido em condições estáveis de operação (níveis de tensão aceitáveis e fluxo de potência) mesmo depois de um pequeno (estabilidade dinâmica ou em regime, referente a distúrbios de inserção e remoção de cargas) ou um grande distúrbio (estabilidade transitória, referente a uma falta ou curto-circuito).

Durante grandes distúrbios, como explicado anteriormente, o esquema de proteção deve remover o conversor do sistema e retornar à configuração para a topologia radial.

O VSC série de pequeno porte e de baixa tensão deste trabalho é capaz de impor uma tensão para manipulação de P&Q deslocando a diferença angular em até 11 graus, i.e., a potência aparente do equipamento (*Power Rating*) é uma pequena fração da capacidade de transferência de potência que o equipamento pode manipular, que será descrito em detalhes mais adiante. Isso impossibilita a capacidade operação do VSC série proposto de atuar durante grandes distúrbios. Novamente, esta diferença angular entre as duas tensões terminais é um valor distante dos limites de estabilidade, que é de 90 graus [22], [31].

Desde que o propósito deste equipamento seja para manipular potência somente durante distúrbios relativamente pequenos, o conversor sempre operará em uma faixa estável sem atingir os limites de estabilidade dinâmica. Além do mais, os resultados que serão apresentados mostrarão o comportamento do VSC série durante distúrbios de carga, o qual mostrará que depois desses distúrbios, (com uma análise da mudança amplitude e fase

durante sua operação), o sistema retorna a condições estáveis, demonstrando seu comportamento de forma estável.

Utilizar o VSC série para interligar dois ramais pode ser uma solução importante permitindo assim a melhoria dos níveis de tensão terminal através do controle de fluxo de potência e conseqüentemente a redução de perdas técnicas. desde que este conversor tenha um sistema de proteção apropriado. Nesse sentido, para a resolução e melhor uso dos procedimentos e infraestrutura supracitados, VSCs série podem promover novas oportunidades para melhorar a eficiência e operação das redes de distribuição.

Adicionalmente, conforme mostrado na Figura 15, os conversores VSC série pode ser instalados em substituição ou juntamente com a chave normalmente aberta instalada no final de dois ramais (em vermelho). Este equipamento, com um sistema de proteção robusto e apropriado promove um controle do fluxo de potência em tempo real e proporciona aumento da utilização, capacidade e automação de redes de distribuição.

### ***3.3- Considerações Finais***

Por fim, o VSC série pode ser usado proporcionando: a operação em um anel permanente, o balanceamento do carregamento entre ramais interligados, melhorias no perfil de tensão e conseqüente aumento da capacidade. Conseqüentemente, isso permite a inserção de mais cargas no sistema. A solução permite uma maior automação das redes de distribuição, mesmo na presença de gerações distribuídas conforme comentado nas referências [32], [56] e [57], e proporciona a utilização dessas redes até seus limites térmicos.

Esse capítulo destacou pontos importantes a observar quando se aplica um VSC série nesses tipos de sistemas, de tal forma a atacar esses problemas e usar esses procedimentos operacionais em prol das possibilidades que a solução deste trabalho envolve. No próximo capítulo serão apresentadas uma fundamentação teórica voltada para a obtenção de um modelo, proporcionada após as observações dos detalhes desse tipo de sistema típico de distribuição.

# Capítulo 4

---

## Modelagem

### 4.1- Considerações iniciais

Primeiramente, é importante frisar que em redes de distribuição a parcela resistiva da linha possui valores consideráveis, e este parâmetro torna-se relevante nesses níveis de tensão por se tratar de linhas curtas.

Para análise de grandes sistemas, é comum o uso de métodos iterativos como Gauss-Seidel e Newton Raphson, especialmente em redes em anel. Porém sistemas de distribuição são normalmente operados em topologia radial. Conforme [22], [58], o método Newton-Raphson é o mais comumente utilizado, que possui uma convergência mais rápida do que o primeiro.

Em uma situação hipotética, esta análise começa com dois alimentadores radiais que podem ser interconectados no final das linhas de distribuição, conforme mostrado na Figura 16 (parâmetros das linhas na cor verde e cargas na cor cinza) com cada impedância para cada derivação ou nó. As tensões terminais  $V_1$  e  $V_2$  representam o ponto de interligação formando a topologia em anel.

O modelo pode ser obtido usando análise de circuitos ao invés da análise de fluxo de potência, por exemplo: usando o teorema da superposição, análise nodal ou através do método das correntes de malha. Assim pode-se representar os parâmetros do sistema como impedâncias. Assim, usando análise de circuitos pode-se observar o comportamento das tensões terminais em função do carregamento do sistema, e torna-se possível inserir na interconexão uma fonte CA controlada ou uma impedância virtual variável, a qual representa as ações que um VSC série pode realizar.

Este sistema pode ser representado por uma associação de impedâncias para uma análise através das correntes de malha, com a notação matricial  $[V] = [Z] \cdot [I]$ . Com isso pode-se obter as correntes em todos os pontos do sistema e o comportamento do fluxo de potência para cada situação que se deseja analisar. Sendo que  $Z_L$  representa o VSC série ou a interligação dos ramais em anel (Figura 17). Uma alternativa é usar o método das tensões nodais com a notação  $[I] = [Y] \cdot [V]$  que torna o cálculo mais simplificado, reduzindo o número de equações quando se usa a conversão de impedâncias em admitâncias, conforme Figura 18.

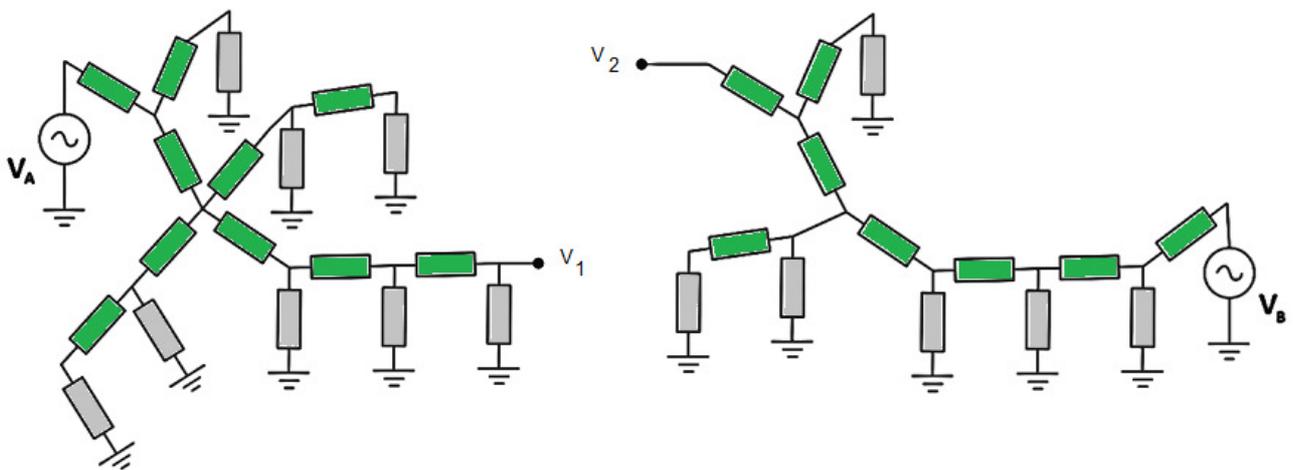


Figura 16: Representação simbólica de dois sistemas de distribuição a interligar

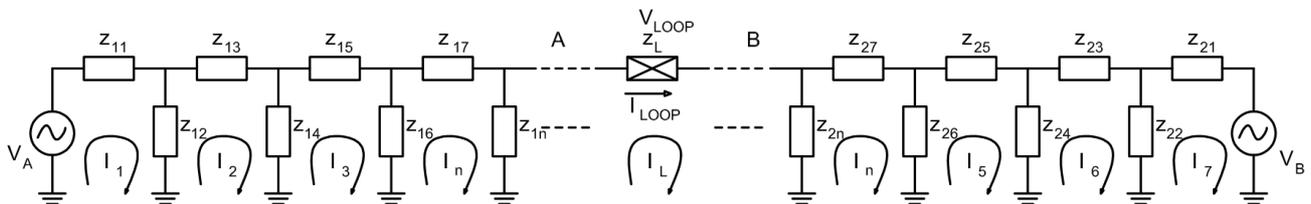


Figura 17: Circuito equivalente de um sistema de distribuição para análise das correntes de malha

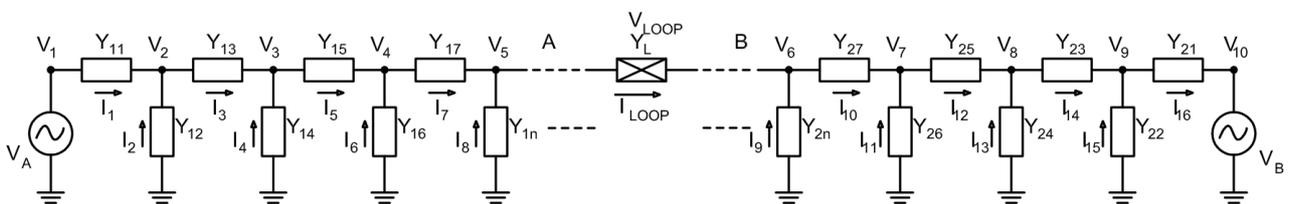


Figura 18: Circuito equivalente de um sistema de distribuição para análise tensões nos nós.

Como para este estudo não é necessário conhecer o comportamento da tensão de cada nó, é possível representar os dois ramais envolvidos como um circuito equivalente

conforme mostra a Figura 19. Sendo  $Z_A$  a impedância equivalente do ramal 1 (Alimentador A),  $Z_B$  a impedância equivalente da linha do ramal 2 (Alimentador B). As impedâncias  $Z_1$  e  $Z_2$  representam respectivamente a carga total do ramal 1 e a carga total do ramal 2. Na Figura 20 tem-se o modelo equivalente dos dois ramos interconectados sendo  $Z_T$  o VSC série inserido no sistema de distribuição.

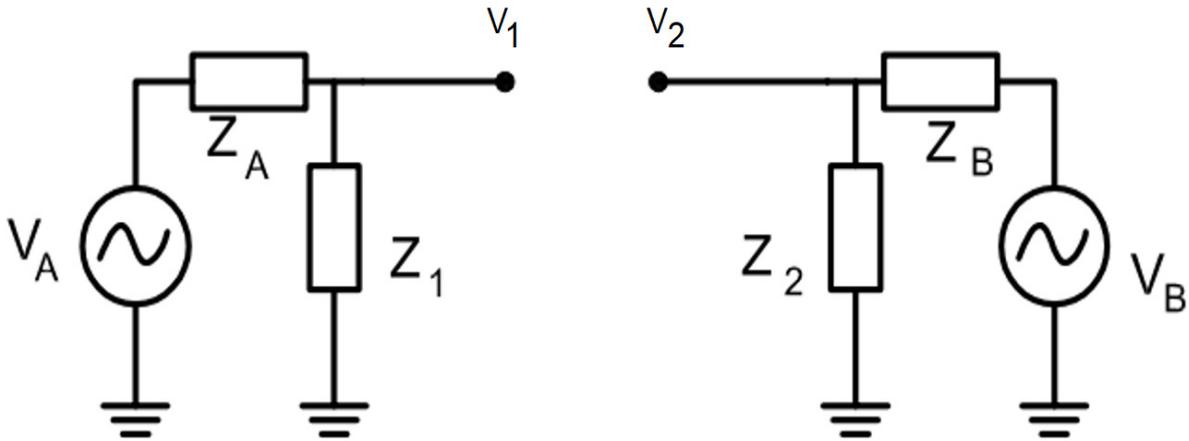


Figura 19: Circuito equivalente de dois alimentadores

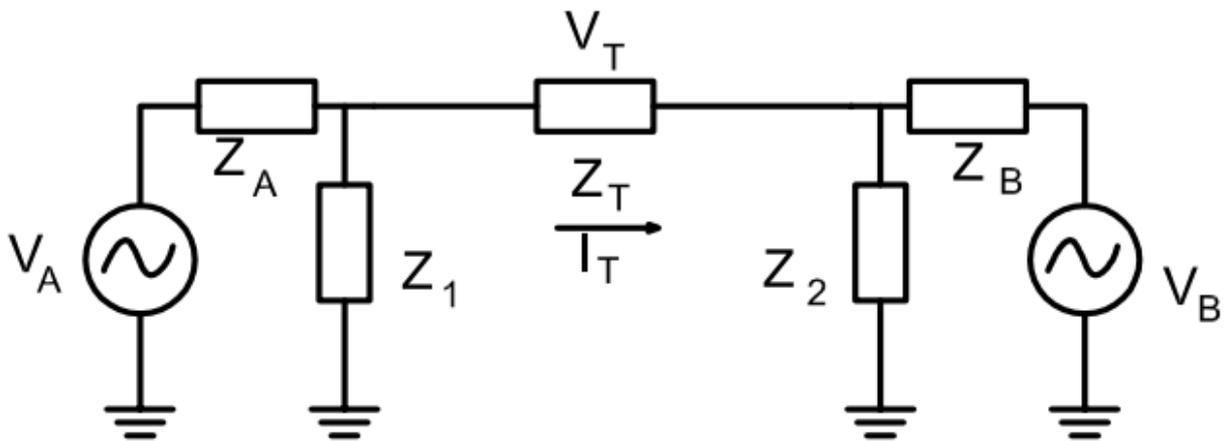


Figura 20: Circuito equivalente de dois alimentadores interligados por uma impedância

A seguir, para uma modelagem mais direta, essa impedância  $Z_T$  será substituída por uma fonte de tensão controlada não ideal (sendo que os parâmetros equivalentes dos indutores e do transformador de acoplamento passam a ser representadas por  $Z_T$ ),

representando a tensão imposta pelo VSC série com os parâmetros do filtro  $L$  e do transformador de acoplamento.

## 4.2- Modelagem Proposta

Para se analisar o sistema de distribuição que vai receber um VSC série, é necessário definir uma representação dinâmica coerente. Em sistemas de distribuição, a modelagem usando parâmetros distribuídos ou seções  $\pi$  não são necessários para distâncias pequenas menores que 80 km. Assim uma boa aproximação para esta modelagem pode ser realizada com uma impedância série ( $R + jX$ ) e a condutância paralela (*shunt*) pode ser desconsiderada [22].

Para a representação dinâmica, as equações que descrevem o sistema podem ser linearizadas para análise mesmo que a formulação do sistema de potência seja não linear. As próximas subseções apresentarão a representação do sistema usando o *Método de Impedâncias* e enfatizará a relação entre o modelo do sistema e os blocos de controle do VSC série apresentado anteriormente na Figura 2.

Se não estamos interessados no comportamento do fluxo de carga em cada nó, é possível obter uma representação equivalente conforme mostrado na Figura 21 utilizando os *Equivalentes de Thévenin* para cada alimentador de distribuição, onde  $V_A$  e  $V_B$  são as fontes de tensão de cada alimentador,  $T_A$  e  $T_B$  representam os transformadores abaixadores da subestação  $Z_{L1}$  e  $Z_{L2}$  são os parâmetros da rede de distribuição envolvida,  $Z_1$  e  $Z_2$  são as impedâncias das cargas,  $L_{F1}$  e  $L_{F2}$  são os filtros indutivos de chaveamento do conversor,  $T_s$  é o transformador de acoplamento e  $C_{dc}$  é a capacitância do *link-CC*. Respectivamente  $V_1$  (ramal 1),  $V_2$  (ramal 2) e  $V_T$  são as tensões terminais e a tensão imposta pelo VSC série.

Considerando que o conversor tem uma tensão CC fixa mantida por um retificador a diodos trifásico alimentado por um dos ramais (Figura 2) o VSC série pode ser representado por uma fonte de tensão CA controlada, conforme mostrado na Figura 22. A Figura 22 também mostra a conversão para impedâncias equivalentes dos transformadores

abaixadores da subestação ( $Z_{TA}$  e  $Z_{TB}$ ), as indutâncias do filtro do conversor ( $Z_{F1}$  e  $Z_{F2}$ ), e as impedâncias do transformador de acoplamento ( $Z_{S1}$  e  $Z_{S2}$ ).

A representação simplificada é derivada na Figura 23 com as cargas representadas por fontes de corrente ( $i_{k1}$  e  $i_{k2}$ ) em função das tensões terminais  $V_1$  e  $V_2$  e as impedâncias das cargas (i.e.,  $i_{k1} = V_1 / Z_1$  e  $i_{k2} = V_2 / Z_2$ ). Adicionalmente, os modelos equivalentes dos transformadores podem ser somados aos parâmetros das linhas para uma maior simplificação. A Figura 23 mostra o modelo reduzido onde  $Z_A = Z_{L1} + Z_{TA}$ ,  $Z_B = Z_{L2} + Z_{TB}$  e  $Z_T = Z_{S1} + Z_{F1} + Z_{S2} + Z_{F2}$ .

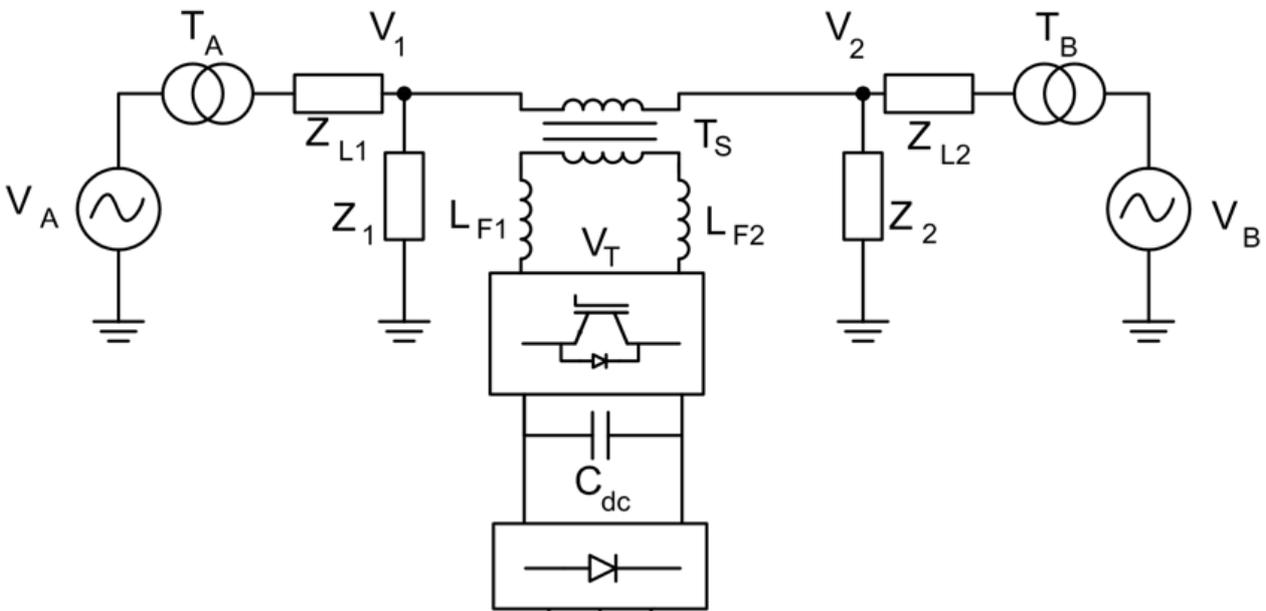


Figura 21. Sistema de distribuição simplificado com o VSC série.

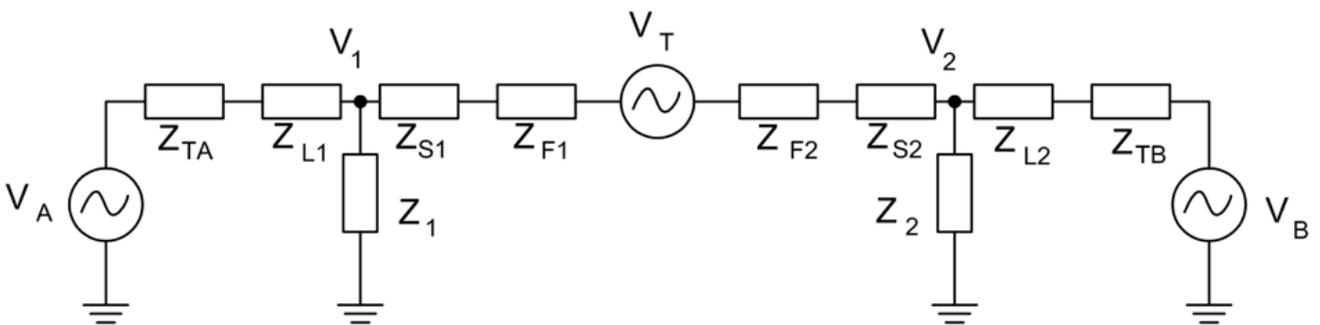


Figura 22. Modelo contendo todos os parâmetros do sistema.

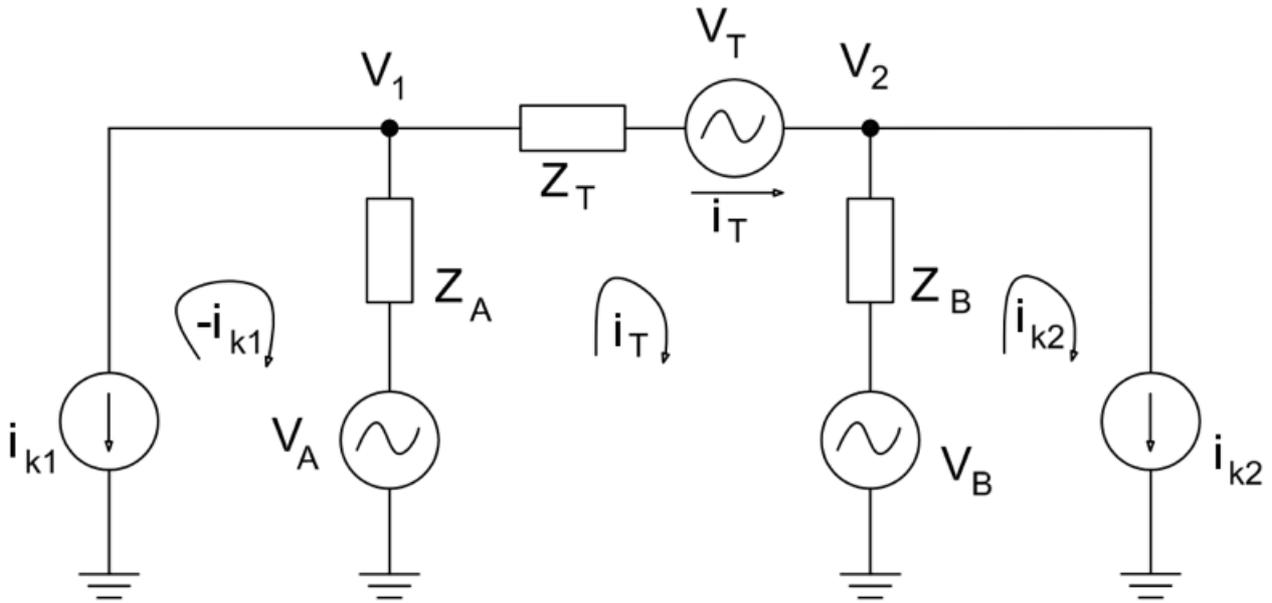


Figura 23. VSC série representado por uma fonte de tensão com as cargas como fontes de corrente.

O modelo simplificado do sistema e o comportamento das cargas fornecem as variações das tensões terminais onde os controladores devem seguir e compensar a diferença de tensão. Então, a modelagem depende das tensões dos alimentadores, os parâmetros das linhas, os transformadores de acoplamento, e os filtros indutivos do VSC série.

Então, sabe-se que a corrente  $I_T$  e o comportamento da diferença das tensões terminais  $V_1 - V_2$  em distúrbios de variação de carga são necessários para se modelar o sistema visto pelo conversor em questão.

Da Figura 23, a equação (1) mostra o modelo para o VSC série no lado CA:

$$i_{k1}Z_A + I_T(Z_A + Z_B + Z_T) - i_{k2}Z_B = V_A - V_B + V_T \quad (1)$$

Então, a corrente que passa pela interligação dos dois ramais  $I_T$  é derivada em (2) em função da tensão imposta pelo conversor. A queda de tensão, a impedância da interligação ou a potência transferida entre os nós  $V_1$  e  $V_2$  pode ser ajustada eletronicamente pelos controladores do conversor.

$$I_T = \frac{V_A - V_B + V_T - i_{k1}Z_A + i_{k2}Z_B}{Z_A + Z_B + Z_T} \quad (2)$$

Considerando que não há diferença de amplitude ou de fase considerável nos alimentadores (desde que eles venham de uma mesma fonte de tensão principal de alta tensão) essa diferença pode ser desconsiderada, então,

$$V_A - V_B = 0 \tag{3}$$

resultando na equação (4),

$$I_T = \frac{V_T - i_{k1}Z_A + i_{k2}Z_B}{Z_A + Z_B + Z_T} \tag{4}$$

a qual pode ser reescrita conforme equação (5)

$$I_T = \underbrace{\frac{V_T}{Z_A + Z_B + Z_T}}_a - \underbrace{\frac{i_{k1}Z_A}{Z_A + Z_B + Z_T}}_b + \underbrace{\frac{i_{k2}Z_B}{Z_A + Z_B + Z_T}}_c \tag{5}$$

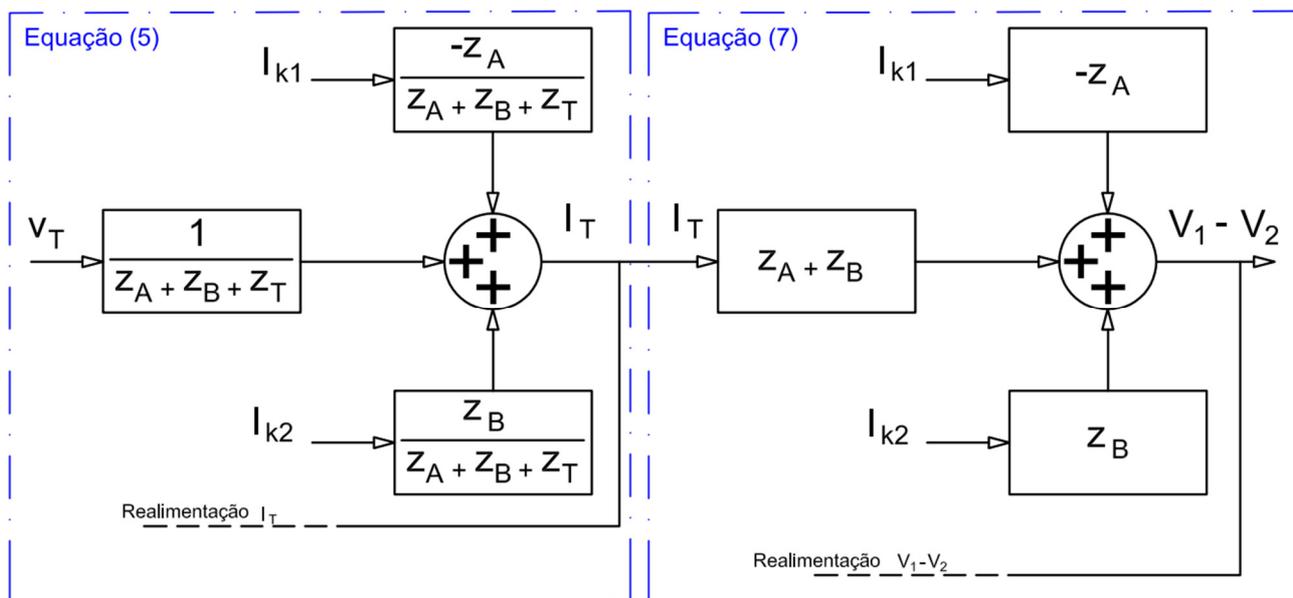


Figura 24. Representação completa do sistema usado nos controladores incluindo os distúrbios de carga.

Conforme simbolizado na Figura 24, na equação (5) tem-se 3 funções de transferência. A primeira representa a tensão imposta pela influência do VSC série (a). O segundo (b) e o terceiro (c) termo representam os distúrbios na corrente  $I_T$  causados pela variação das cargas ( $i_{k1}$  e  $i_{k2}$ ).

Para modelar o sistema completo que será controlado pelos controladores PI em cascata mostrado na Figura 2, deve-se saber o comportamento da diferença das tensões terminais  $V_1 - V_2$ . Então, a equação (6) pode ser derivada do ramo do conversor da Figura 23.

$$V_1 - V_2 = V_T - I_T Z_T \quad (6)$$

usando (4) e (6), tem-se

$$V_1 - V_2 = I_T(Z_A + Z_B) + I_{k1}Z_A - I_{k2}Z_B \quad (7)$$

Da equação (7) o diagrama de blocos é obtido na Figura 24. A equação (7) representa a relação  $(V_1 - V_2) / I_T$  que simboliza a corrente  $I_T$  passando pela interligação ou no ramo do conversor em função da diferença das tensões terminais  $(V_1 - V_2)$  considerando também as variações de carga como distúrbios nesse ramo (Figura 24).

A Figura 16 mostra a representação completa do sistema vista pelos controladores com os distúrbios de carga incluindo a representação os dois sistemas conectados.

Através da transformada de Laplace, as relações  $I_T / V_T$  e  $(V_1 - V_2) / I_T$  podem ser derivadas em (8) e (9) das equações (4) e (7) (desconsiderando os parâmetros de distúrbios de carga).

$$\frac{I_T}{V_T} = \frac{1}{(L_A + L_B + L_T)s + (R_A + R_B + R_T)} \quad (8)$$

$$\frac{V_1 - V_2}{I_T} = (L_A + L_B)s + (R_A + R_B) \quad (9)$$

As equações (8) e (9) descrevem a dinâmica do sistema aplicado às estratégias de controle propostas.

As impedâncias das cargas são muito maiores do que as impedâncias das linhas, e em parte, o comportamento das cargas não causam influências na sintonia dos controladores. Desconsiderando os distúrbios causados pelo comportamento das cargas, as principais funções de transferência que representam a dinâmica do sistema do VSC série podem ser obtidas.

### 5.1- Considerações Iniciais

O capítulo 5 apresentará primeiramente as variáveis medidas para uso nos controladores, e a aplicação da MSRF para obtenção das componentes contínuas, depois serão apresentados os quatro técnicas de controle implementados no DSP TMS320F28335.

A primeira técnica é o principal, que controla a correntes  $i_d$  e  $i_q$  extraídas da corrente que passa pela interligação  $I_r$ , com o objetivo de manipular as correntes ativas e reativas usando as referências desejadas. A técnica de controle 1 é apresentada em diagrama de blocos em detalhes no Apêndice A.

A segunda técnica, é uma malha externa ao primeiro algoritmo (controle de tensão), que fornece referências de corrente para a malha interna (controle de corrente). Assim, através da diferença das tensões terminais  $V_1 - V_2$ . (após extraídas usando a MSRF tem-se  $V_d$  e  $V_q$  como realimentação) é possível fornecer referências da queda de tensão (ou impedância série) desejada na interligação. O resultado é a manipulação de P&Q entre os ramais interligados pelo VSC série ( $V_{pwm}$ ). A técnica de controle 2 é apresentada em diagrama de blocos em detalhes no Apêndice B.

A terceira técnica utiliza a diferença dos módulos das duas tensões terminais para buscar a transferência de potência ativa desejada enquanto mantém a referência de potência reativa em zero. A técnica de controle 3 é apresentada em diagrama de blocos em detalhes no Apêndice C.

A quarta técnica trata da parte de isolamento harmônica proporcionando com o uso dos algoritmos anteriores, uma transferência de potências entre os ramais somente a componente fundamental (60 Hz), ou seja, impedindo que a distorção harmônica presente

em um ramal não seja propagada para o outro. A técnica de controle 4 é apresentada em diagrama de blocos em detalhes no Apêndice D.

Esses algoritmos produzem em suas saídas a tensão imposta pelo VSC série na interligação, o que resulta na manipulação do fluxo de potência (controle de corrente).

## 5.2- Variáveis de Controle

Conforme indicado anteriormente na Figura 2 e na Figura 25, os controladores do VSC série são baseados na técnica MSRF [59]. As variáveis CA do sistema são convertidas em variáveis contínuas ( $V_d$  e  $V_q$  para  $V_1 - V_2$ ) e ( $i_d$  e  $i_q$  para  $I_T$ ) para serem usadas como realimentação.

A Figura 25a representa o diagrama de blocos que lê e realiza o sincronismo com a tensão terminal  $V_1$  através do MSRF-PLL [59] (*Phase Locked Loop*). Gerando em sua saída a velocidade angular ( $\omega t$ ), em 60 Hz (frequência fundamental da rede), e nesse caso  $\omega$  é  $2.\pi.60$  rad/s.

Em sistemas monofásicos (com a MSRF), a parte imaginária, ou melhor a componente em quadratura é obtida apenas deslocando-se em  $90^\circ$  da componente em fase. Mais precisamente, dois vetores unitários são gerados nas duas saídas da Figura 25a (i.e., um *seno* ( $\omega t$ ) e um *coseno* ( $\omega t$ )). Em aplicações em tempo real a variável  $\omega$  está sendo incrementada a 60 vezes por segundo ou a 377 rad/s.

O diagrama de blocos da Figura 25b mostra como saída, as variáveis contínuas  $i_d$  e  $i_q$  obtidas da corrente que passa na interligação  $I_T$ . Ou seja, extrai-se as componentes contínuas que representam a componente fundamental. Então, aplica-se na corrente  $I_T$  medida os produtos:  $I_T \cdot \text{seno}(\omega t)$  e  $I_T \cdot \text{coseno}(\omega t)$  e um filtro passa baixas (com corte em 10 Hz).

Estes sinais representam ( $i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d$ ) e ( $i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q$ ) que podem ser decompostos em componentes contínuas e alternadas. As componentes contínuas ( $\bar{i}_d, \bar{i}_q$ ) representam a fundamental, e as componentes alternadas ( $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ ) representam as harmônicas.

Nessas duas saídas multiplica-se por 2 a fim de retirar somente as componentes contínuas desses sinais ( $i_d$  e  $i_q$ ), e a parte alternada que representa o conteúdo harmônico é removida.

Na Figura 25c mostra como saída, as variáveis contínuas  $V_d$  e  $V_q$  obtidas da diferença das tensões terminais na interligação  $V_1 - V_2$  da mesma forma que o parágrafo anterior.

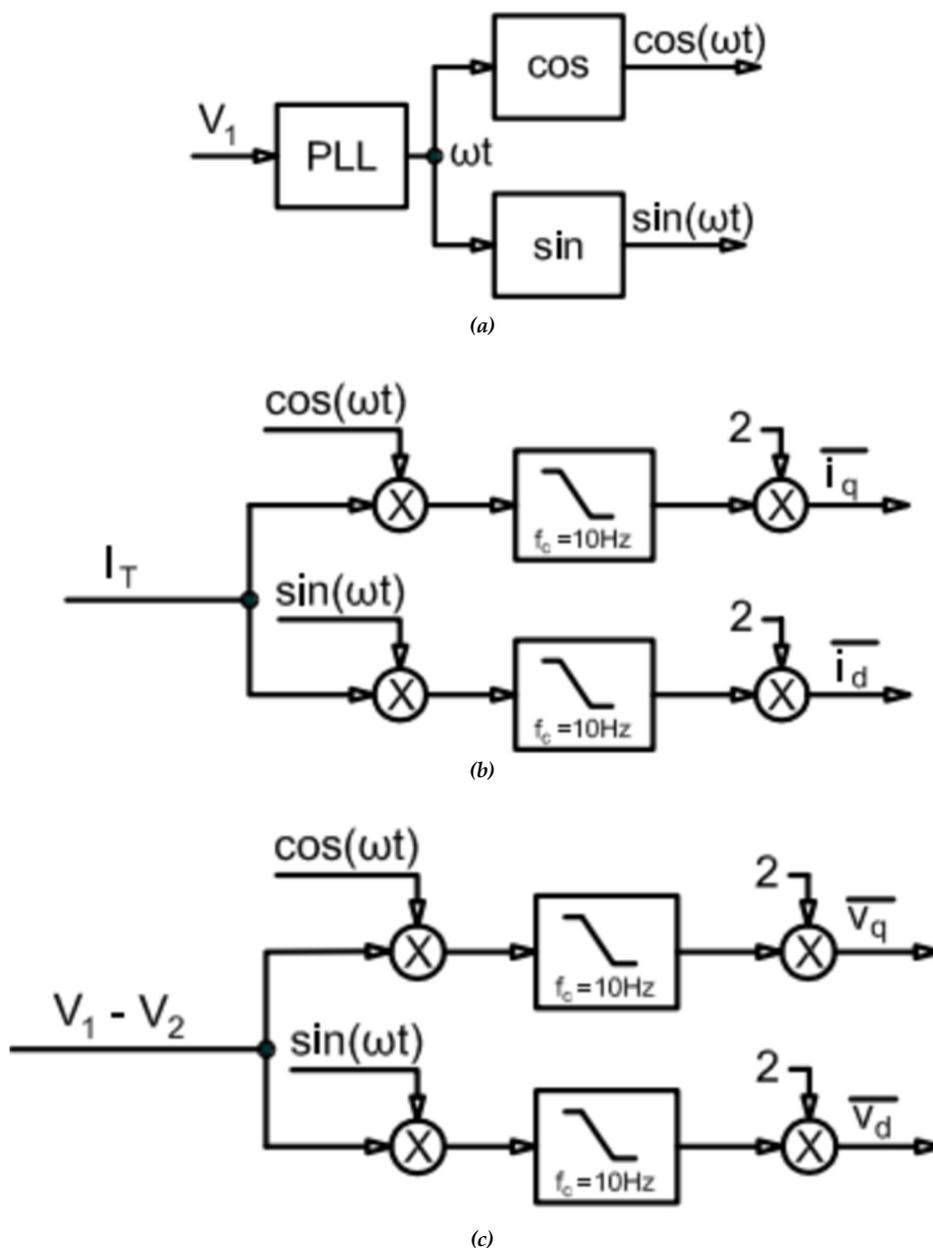


Figura 25. diagrama de blocos da aplicação da MSRF; (a) PLL (b) obtenção de  $i_d$  e  $i_q$  (da corrente  $I_T$ ); (c)  $V_d$  e  $V_q$  (da diferença das tensões terminais).

A Figura 26a e a Figura 26b representa o diagrama de blocos da aplicação da MSRF para a obtenção do módulo das tensões terminais ( $|V_1| = \sqrt{V_{1d}^2 + V_{1q}^2}$ ) e ( $|V_2| = \sqrt{V_{2d}^2 + V_{2q}^2}$ ) para serem utilizadas mais adiante na técnica de controle 3.

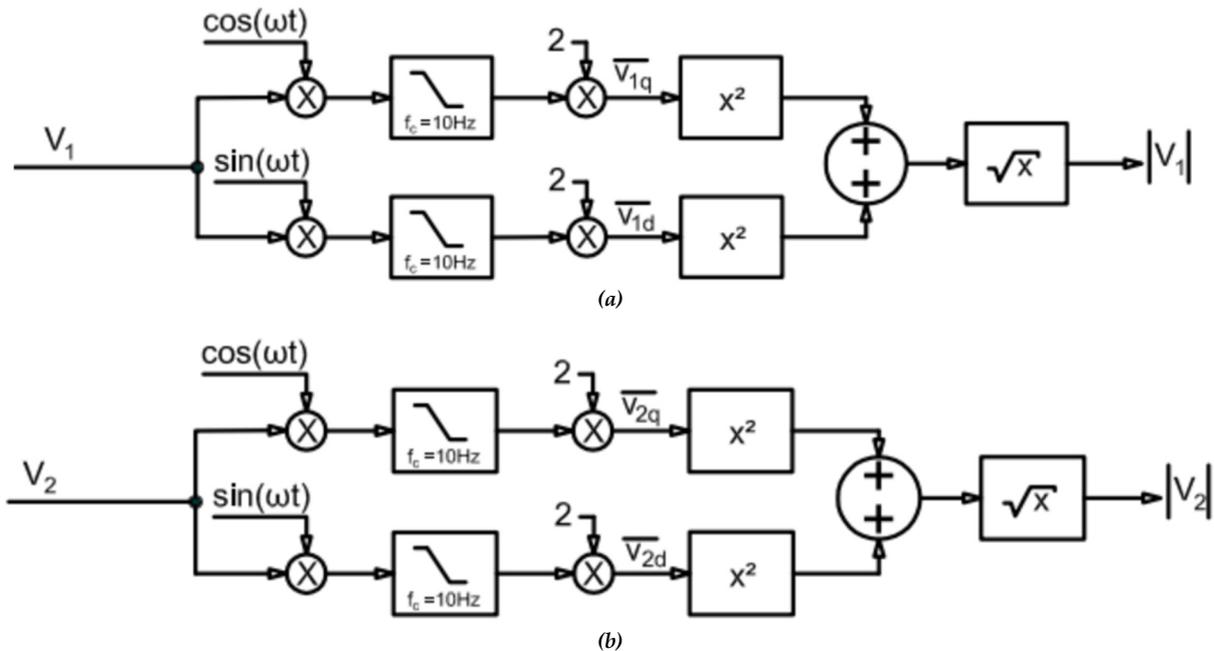


Figura 26. Obtenção dos módulos das tensões terminais.

### 5.3- Técnica de Controle 1

A técnica de controle 1 utiliza as componentes contínuas extraídas da corrente  $I_T$  (Figura 25b) como realimentação. A principal estratégia de controle (*Controle de Corrente*) é mostrada na Figura 27 a qual pode-se escolher a potência desejada a ser transferida. Então  $i_a$  e  $i_q$  são respectivamente as correntes ativa e reativa.

O controle de corrente (derivado da Figura 2) é composto por dois controladores P.I. que buscam as correntes de transferência ( $i_d$  e  $i_q$ ) comparadas com as referências ( $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ ). As saídas dos dois controladores PI são  $V_{td}$  e  $V_{tq}$  que são normalizados através da divisão por  $V_{dc}$  e os índices de modulação  $mi_d$  e  $mi_q$  são multiplicados por vetores unitários  $\text{seno}(\omega t)$  e  $\text{cosseno}(\omega t)$  (da Figura 25a). As duas saídas desse produto são somadas para fornecer o sinal

da tensão de referência  $V_{pwm}$  para a modulação PWM (Pulse Width Modulation) unipolar resultando na tensão imposta  $V_T$  na interligação mostrada na Figura 2.

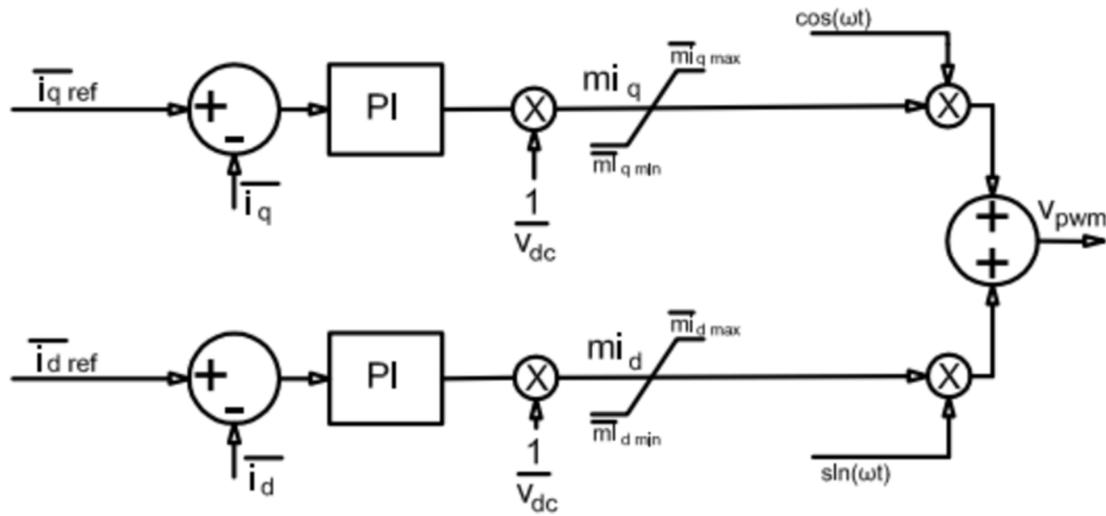


Figura 27. Técnica de Controle 1 - Controle de Corrente.

## 5.4- Técnica de Controle 2

A técnica de controle 2, da Figura 28 representam as malhas de controle externas (Controle de tensão) e são usadas para buscar a diferença das tensões terminais desejadas ( $V_1 - V_2$ ), obtidas também usando a técnica MSRF. A função delas é gerar as referências ( $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ ) da malha de controle interna (Controle de Corrente). A malha de controle de tensão faz a comparação de  $V_d$  e  $V_q$  com os valores de referência desejados  $V_{dref}$  e  $V_{qref}$ . Assim o VSC série manipula simultaneamente a corrente ativa e a corrente reativa para se ter (na interligação dos dois ramais) a diferença de tensão desejada  $V_1 - V_2$ .

A técnica de controle 2 pode ser utilizada para manter uma queda de tensão fixa na interligação dos ramais, ou uma impedância série fixa, ou buscar a impedância zero, usando as referências desejadas de diferença de tensão terminal  $V_{dref}$  e  $V_{qref}$ . Os ganhos dos dois controladores P.I. de corrente (Controle de Corrente) são configurados para serem mais rápidos que os controladores da malha externa (Controle de Tensão) conforme Figura 28.

Além do mais, a saída dos controladores P.I. (dos controladores de corrente) possuem limitadores saturáveis ( $mi_{qmin}$ ,  $mi_{qmax}$ ,  $mi_{dmin}$  e  $mi_{dmax}$ ) definidos entre +0,95 e -0,95. Os valores de referência de corrente também possuem limitadores ( $i_{drefmin}$ ,  $i_{drefmax}$ ,  $i_{qrefmin}$  e  $i_{qrefmax}$ ) que são definidos baseado na capacidade nominal de transferência de potência do equipamento.

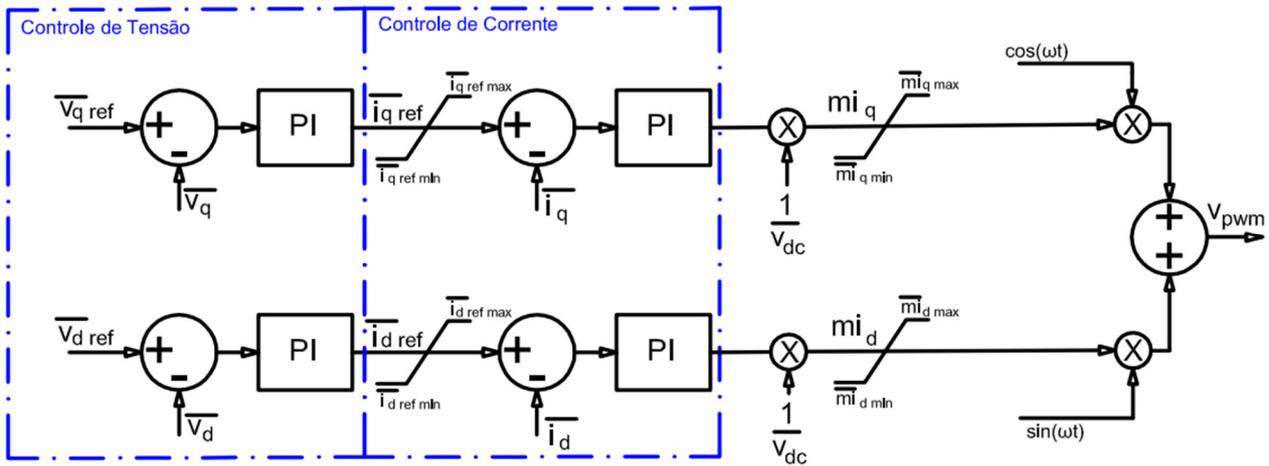


Figura 28. Técnica de Controle 2 – Controle de Tensão

### 5.5- Técnica de Controle 3

Nessa técnica implementada (Figura 29), utiliza-se a referência  $V_{diff\_ref}$  fixada em zero comparada a um  $\Delta V$ , referente a diferença dos módulos de tensão terminal ( $|V_1|$  e  $|V_2|$ ) descritos na Figura 26ab. A saída do PI da malha de controle externa ao controle de corrente (diferença dos módulos de tensão terminal), é a referência de corrente ativa ( $i_{dref}$ ) (do controle de corrente interno). Para a corrente reativa  $i_{qref}$  é sempre zero.

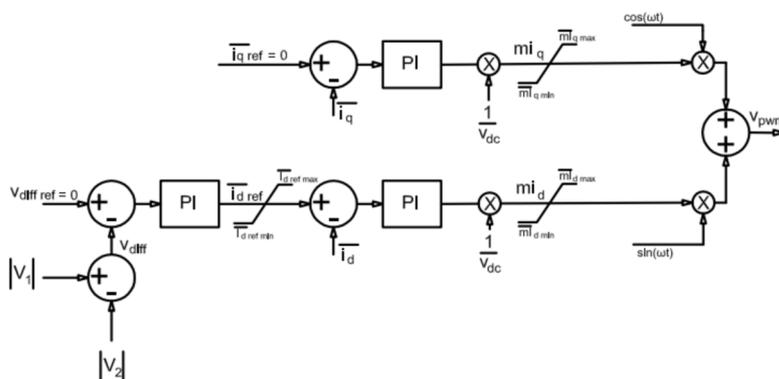


Figura 29. Técnica de Controle 3 - Transferência exclusiva de potência ativa.

Simplificadamente, o algoritmo de controle 3 realiza a transferência exclusiva de corrente ativa através da comparação da diferença dos módulos de tensão terminal (que deve ser zero) enquanto mantém a corrente reativa sempre em zero.

### 5.6- Técnica de Controle 4

A técnica de isolamento harmônica tem por finalidade evitar que as cargas não-lineares conectadas a um ramal degradem a tensão no outro ramal e pode ser implementado simultaneamente com as técnicas apresentadas anteriormente. A implementação da técnica de controle 4 tem como objetivo a obtenção das componentes harmônicas da corrente circulando pelo equipamento, o que resulta num bloqueio harmônico em ramais interconectados pelo equipamento. Desta forma, o equipamento transfere entre os dois ramais somente a corrente fundamental (60 Hz).

O algoritmo de isolamento harmônica é baseado na referência síncrona modificada (MSRF). Neste algoritmo, a parcela fundamental da corrente transferida era extraída do sinal completo e utilizada para o controle de fluxo de potência (parte indicada como “DQ Frame - MSRF” na Figura 30.

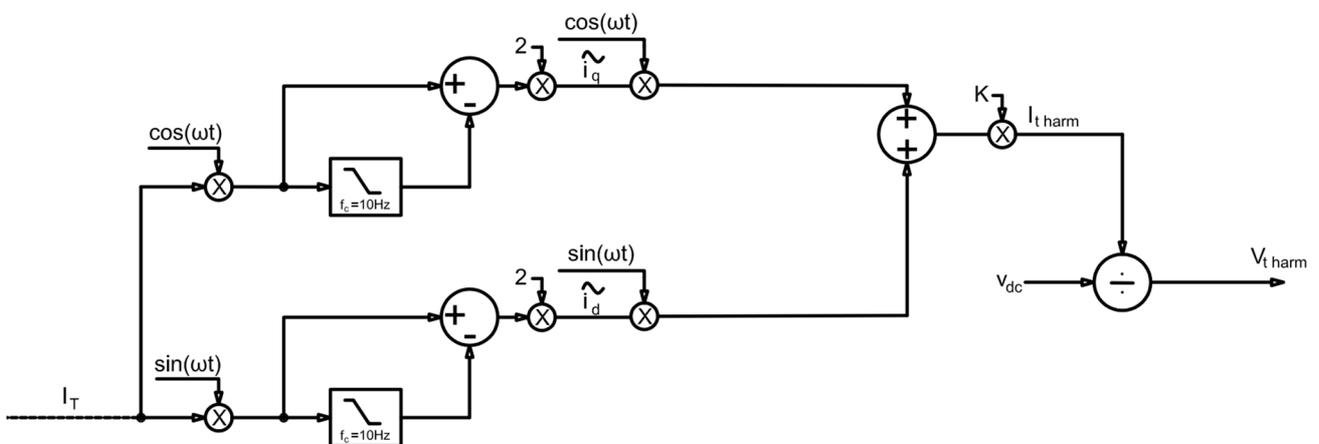


Figura 30 - Técnica para bloqueio harmônico baseado apenas na referência síncrona

Já a parcela harmônica é obtida subtraindo a parcela fundamental do sinal total medido do sistema, de forma que o restante seria composto basicamente pelos harmônicos. Para realizar o bloqueio harmônico, essa parcela de corrente harmônica é somada na saída do sinal de controle multiplicada por um ganho  $K$ . Essa parte do algoritmo é indicada na Figura 30.

No entanto, há um problema com essa técnica quando se há uma elevada presença de ruídos de alta frequência no sinal de corrente controlado, como é o caso da corrente sintetizada pelo inversor PWM do equipamento. Todo esse ruído é também realimentado pela malha de controle, juntamente com os harmônicos, e pode ser amplificado na saída do conversor e poluir o sistema ao qual está conectado, caso o ganho  $K$  seja elevado. Isso resulta em um problema, uma vez que para se obter um bom nível de bloqueio harmônico, é necessário que o ganho  $K$  seja elevado. Já que pela lei de controle utilizada, o erro em regime permanente é inversamente proporcional ao ganho  $K$  ( $e \cong 1/K$ ). Assim, esse algoritmo não possui um desempenho satisfatório.

Para superar as limitações do algoritmo da Figura 30, pode-se implementar a técnica do controlador proporcional ressonante para fazer a extração das componentes harmônicas.

A partir da ideia de deslocamento da banda de frequência do sinal, o controlador Proporcional Ressonante (P+R), é implementado, conforme proposto na referencia [60], a partir da transformação de um controlador PI dentro da referência síncrona para o sistema de coordenadas abc e tem a função de transferência apresentada da equação (10).

$$C_{PR}(s) = k_p + \frac{k_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (10)$$

onde  $k_p$  é o ganho proporcional e  $k_r$  é o ganho do termo ressonante.

Esse controlador tem a característica de apresentar um ganho muito elevado somente para a sua frequência de ressonância  $\omega_0$ . Assim atua como um “filtro” controlando apenas a frequência de interesse, sem alterar as demais frequências (por exemplo, sem

amplificar os ruídos de alta frequência). No entanto, a equação (10) representa um controlador sintonizado ideal com largura de banda muito reduzida e que pode apresentar problemas em implementações digitais. Para os casos práticos é recomendado o uso da função de transferência dada por (11) (Controlador PR não ideal), que representa o controlador como um filtro passa-bandas, cuja largura de banda pode ser definida pelo termo  $\omega_c$ .

$$C_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (11)$$

Para o controle da tensão harmônica aplicada no bloqueio harmônico, utiliza-se um termo ressonante para cada frequência harmônica a ser bloqueada. Desta forma, o controlador P+R para será composto por uma soma de termos ressonantes conforme equação (12).

$$C_{PR}(s) = k_p + \sum_{h=3,5,7,9,11} \frac{2k_{rh}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + h\omega_0^2} \quad (12)$$

Os principais harmônicos presentes das redes de distribuição são os ímpares de baixa ordem, assim foram utilizados termos ressonantes para o 3º, 5º, 7º, 9º e 11º harmônicos. O diagrama de blocos do controle de fluxo de potência e bloqueio harmônico usando o controlador Proporcional Ressonante não ideal é apresentado na Figura 31. A técnica do controlador proporcional ressonante necessita da remoção da componente fundamental antes de ser aplicada a ele, então utilizando a MSRF da Figura 30 lê a corrente  $I_T$ , extrai a componente alternada da corrente e fornece em sua saída a entrada do ressonante da Figura 31.

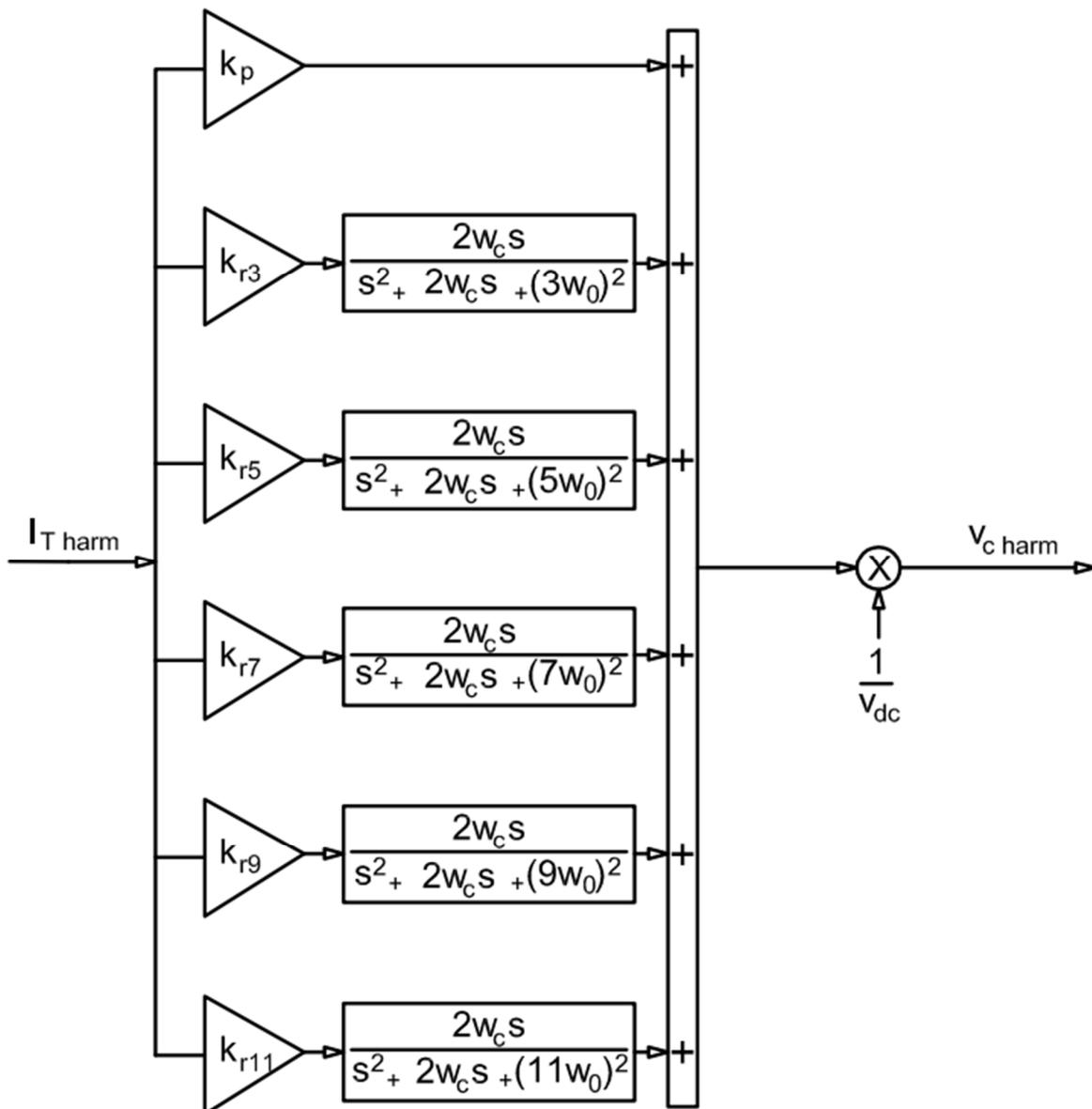


Figura 31 - Algoritmo para controle de fluxo de potência baseado na referência síncrona e bloqueio harmônico utilizando o controlador proporcional ressonante

### 5.7- Considerações Finais

As técnicas de controle apresentados nesse capítulo podem ser implementados em DSP dependendo da aplicação ou objetivo do uso do VSC série, os quais podem ser discretizado e implementados em processadores digitais de sinais.

Quando há distúrbios causados pela variação de cargas, a tensão sobre o conversor aumenta e os controladores buscam a diferença das tensões desejada conforme referencias definidas em cada algoritmo apresentado aqui através da transferência de corrente entre os dois ramais para o melhor perfil de tensão terminal.

Impedâncias típicas de distribuição ( $Z_A$  e  $Z_B$ ) são mais que duas vezes a impedância do filtro  $L$  do conversor somados a impedância equivalente do transformador de acoplamento  $Z_T$  (Figura 23) para o conversor de pequeno porte proposto. Assim, a dinâmica do sistema de controle é altamente dependente dos parâmetros da linha ou dos dois ramais interligados pelo VSC série. Além do mais, quanto maior a relação  $x/r$  dos ramais, maior será o acoplamento das variáveis  $i_d$  e  $i_q$ . Neste caso uma técnica adicional de desacoplamento é necessária o que pode ser uma proposta para trabalhos futuros.

Pode-se notar que (8) e (9) são funções de primeira ordem e o modelo apresentado anteriormente deve ser convertido para a referência síncrona (i.e., *DQ frame*) para ser analisada, baseada em controladores P.I..

O método de modelagem e as estratégias de controle baseadas na MSRF apresentadas, podem ser usadas como base para propostas de controles alternativas, que pode tanto ser expandida ou ser alterada e melhorada. Por exemplo, dependendo do propósito de cada implementação essa estratégia pode ser usada para compensação de impedância, isolação harmônica, restauração de tensão, desacoplamento, mitigação de ressonâncias sub-síncronas (SSR), técnicas de identificação de sistemas etc.

Quando dois ramais possuem impedâncias de valores próximos, a melhor escolha para o controle é buscar a impedância zero, ou a queda de tensão zero no ponto de interconexão obtido através da transferência de correntes ativa e reativa entre esses ramais.

Com relação ao algoritmo de controle 4, trata-se de uma técnica adicional que proporciona o uso do VSC série para transferir P&Q somente na frequência fundamental, proporcionando a interligação de ramais sem que as distorções existentes nesses sistemas se propaguem de um para o outro.

# Capítulo 6

---

## Resultados Experimentais e Simulações

### 6.1- Considerações Iniciais

Neste capítulo serão apresentados os principais resultados obtidos a fim de demonstrar a aplicação dos principais algoritmos propostos no capítulo 5. Estes resultados estão organizados da seguinte forma:

- 1- Experimentalmente em laboratório de média tensão (13,8 kV) juntamente com resultados de simulações;
- 2- Experimentalmente em um sistema real interligando dois ramais de distribuição reais 13,8 kV.

Conforme mostrado na Figura 32, os testes em laboratório foram realizados duas vezes, primeiro na configuração radial (Figura 32a), sem o VSC série, e depois em uma configuração em anel (Figura 32b), com o VSC série manipulando o fluxo de potência. Além do mais, os resultados das simulações serão apresentados com os mesmos parâmetros dos controladores e com os mesmos parâmetros do sistema de potência para fins de comparação.

A Figura 32 mostra o setup dos testes realizados em laboratório, em que as impedâncias dos ramais estão no lado de baixa tensão ( $R_A$ ,  $L_A$ ,  $R_B$  e  $L_B$ ), os transformadores elevadores ( $T_A$  e  $T_B$ ) e as cargas de ensaio ( $R$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  e  $L_2$ ) com o VSC série interligando os dois finais de ramais através de um transformador de acoplamento  $T_s$ .

Basicamente, este equipamento possui 3 transformadores de acoplamento monofásicos de 37,5 kVA com relação 3:1, e três pontes H (conversores CC-CA) independentes, com capacidade de manipular até 500 kVA de potência ativa e/ou reativa.

Conforme mostrado na Figura 2 e na Figura 32b, cada fase do VSC série é composta por um retificador trifásico a diodos, uma capacitância para o link CC ( $C_{dc}$ ) uma ponte H de baixa tensão baseado a IGBTs, e um filtro indutivo de chaveamento ( $L_{F1}$  and  $L_{F2}$ ).

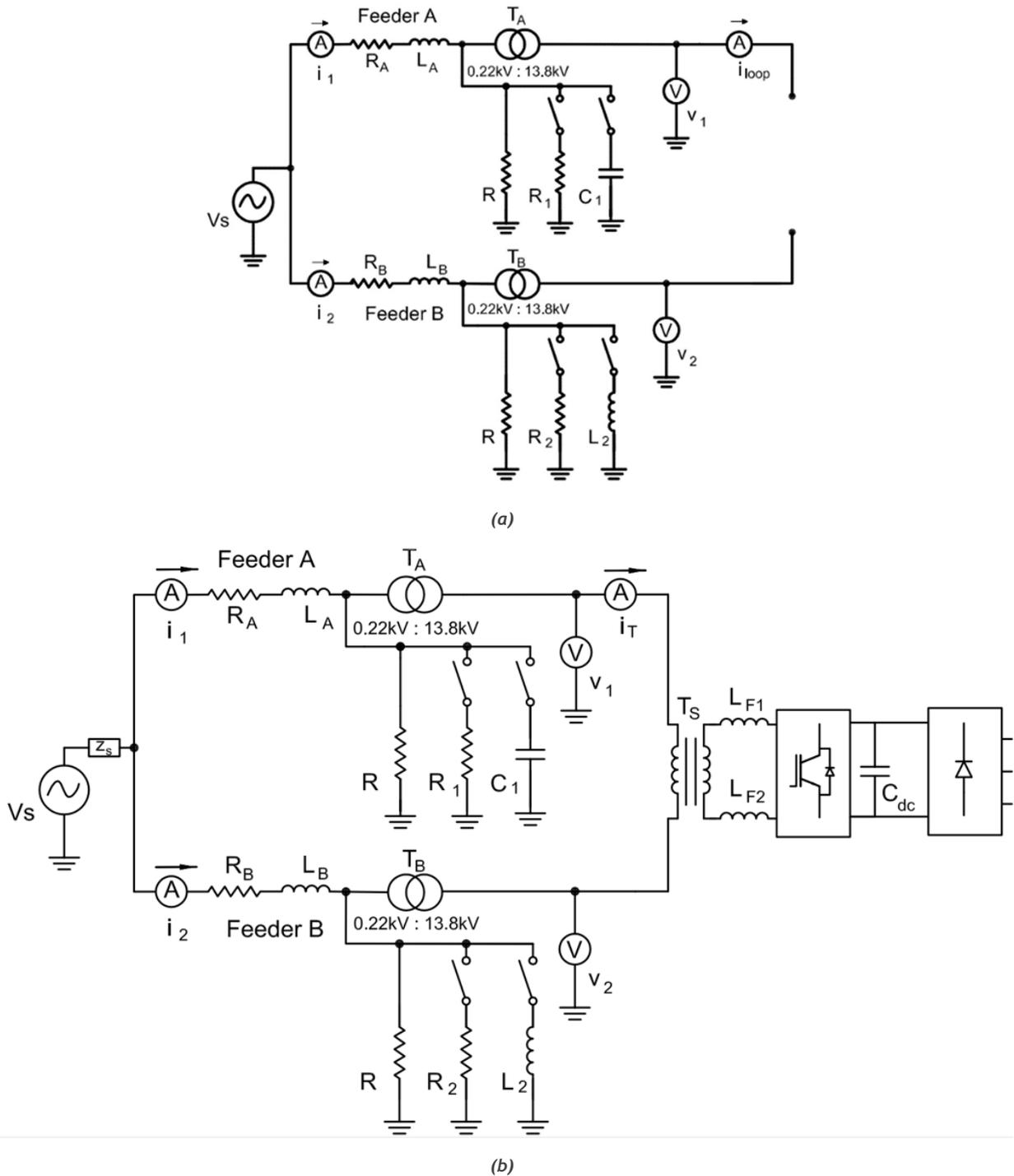


Figura 32. Diagrama equivalente monofásico dos testes realizados em laboratório. (a) Topologia Radial e (b) Topologia em anel

Os resultados a seguir apresentarão medições no início dos ramos (usando  $V_s$ ,  $i_1$  e  $i_2$  indicado na Figura 32) e das tensões terminais  $V_1$  e  $V_2$ . Adicionalmente, a tensão terminal  $V_1$  e a corrente de transferência  $I_T$  mostrarão as medições de P&Q transferido entre os ramos. As medições foram feitas utilizando medidores de qualidade de energia (*Fluke 435*) com um

período de amostragem a cada 0,5 segundos. Também, as transições de cargas foram realizadas a cada 3 minutos.

A Tabela 1 mostra os parâmetros do conversor, os parâmetros dos dois ramais e a configuração das cargas usadas nos resultados do teste experimental realizado em laboratório e nas simulações. Os resultados das simulações mostrarão o comportamento do sistema em anel com a operação do VSC série. Para menores esforços computacionais, as transições de carga foram realizadas a cada 15 segundos, resultando em uma simulação total de 60 segundos.

Tabela 1. Setup de testes em laboratório.

Feeders	Three Phase Loads	Converters
$R_A = 0.6 \Omega$	$R_1 = 12 \Omega$	$L_{F1} = 250 \mu\text{H}$
$L_A = 530 \mu\text{H}$	$R_2 = 12 \Omega$	$L_{F2} = 250 \mu\text{H}$
$R_B = 0.5 \Omega$	$C_1 = 7 \text{ kVAr}$	$C_{dc} = 6666 \mu\text{F}$
$L_B = 530 \mu\text{H}$	$L_2 = 12 \text{ kVAr}$	
	$R = 12 \text{ kW}$	

Os dados dos transformadores usados no setup de testes são apresentados na Tabela 2. Respectivamente,  $T_A$ ,  $T_B$  e  $T_S$ , são os transformadores elevadores e o transformador de acoplamento.

Tabela 2. Dados dos transformadores

Transformer Data			Z%	$r_1$	$x_1$	$r_2$	$x_2$
$T_A, T_B$	66.0 kVA	0.22:13.8 kV	6%	0.013	0.043	51.15	168.6
$T_S$	37.5 kVA	600:1800 V	5.3%	0.06	0.26	0.54	2.34

Na Tabela 3 tem-se os ganhos dos controladores P.I. definidos na estratégia de controle apresentada na Figura 28.

Tabela 3. Setup dos controladores

Current Control		Voltage Control	
$Kp_d = 10$	$Kp_q = 0.8$	$Kp_{vd} = -0.000003$	$Kp_{vq} = -0.000001$
$Ki_d = 100$	$ki_q = 120$	$Ki_{vd} = 180$	$ki_{vq} = 400$

## 6.2- Laboratório de Média Tensão e o Protótipo

Primeiramente apresenta-se algumas fotos da infraestrutura de baixa tensão, de média tensão e o protótipo VSC série montado para os testes que foram realizados em laboratório.

A Figura 33 mostra uma foto do laboratório de média tensão. Os testes no VSC série utilizam TPs (transformadores de potencial indicados com o número 1), TCs (transformadores de corrente indicados na figura com o número 2) e os transformadores de acoplamento (indicados com o número 3).

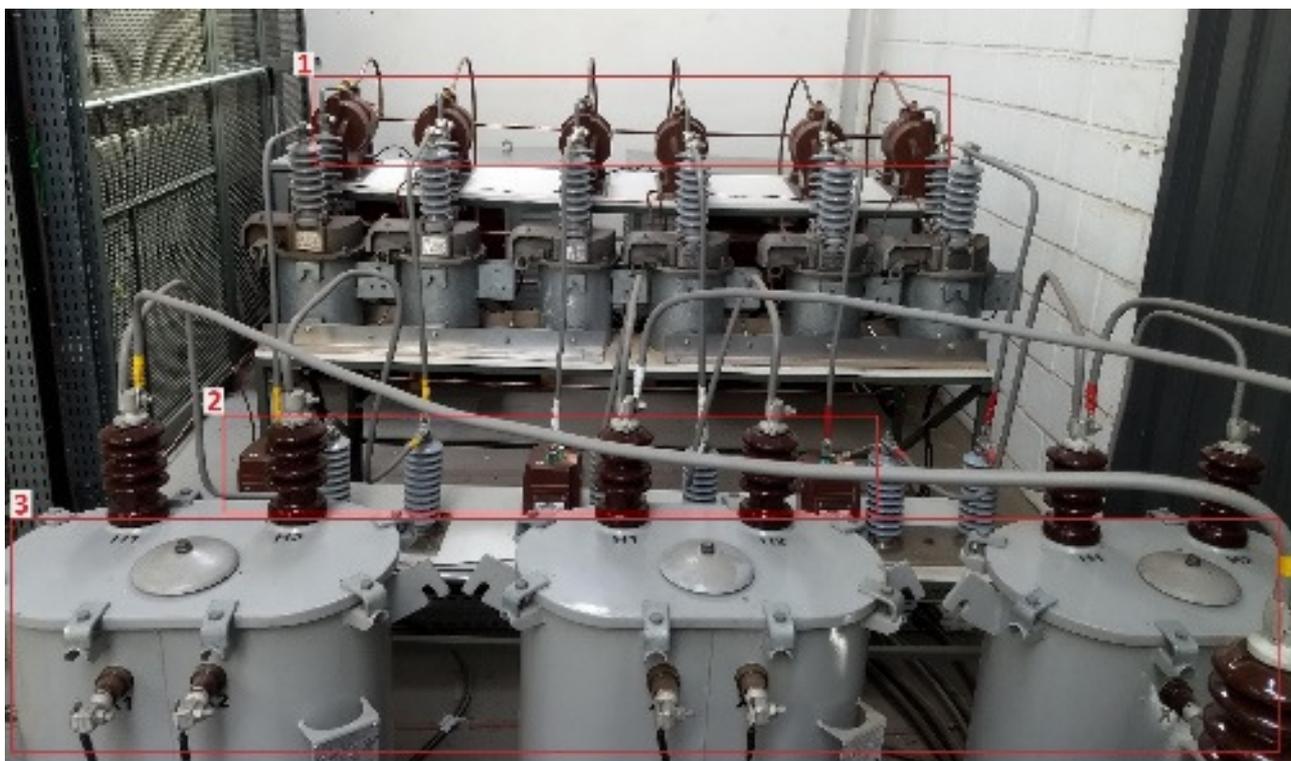


Figura 33. Laboratório de média tensão (13,8 kV) usado nos testes.

Figura 34 mostra uma foto da eletrônica interna do protótipo VSC série trifásico composto por três pontes H monofásicas e seus circuitos de potência, comando e controle independentes por fase instalados em cada porta.

A Figura 35a mostra o sistema de controle de uma das fases em detalhes, que incluem transdutores de efeito hall (em 1), placa de comando (em 2), o DSP TMS320F28335 (em 3), condicionamento de sinais analógicos (em 4), e drivers para acionamento dos IGBTs da ponte H (em 5). Ainda nessa figura, tem-se a distribuição CA e a distribuição dos circuitos das fontes CA-CC utilizadas na alimentação das placas eletrônicas.

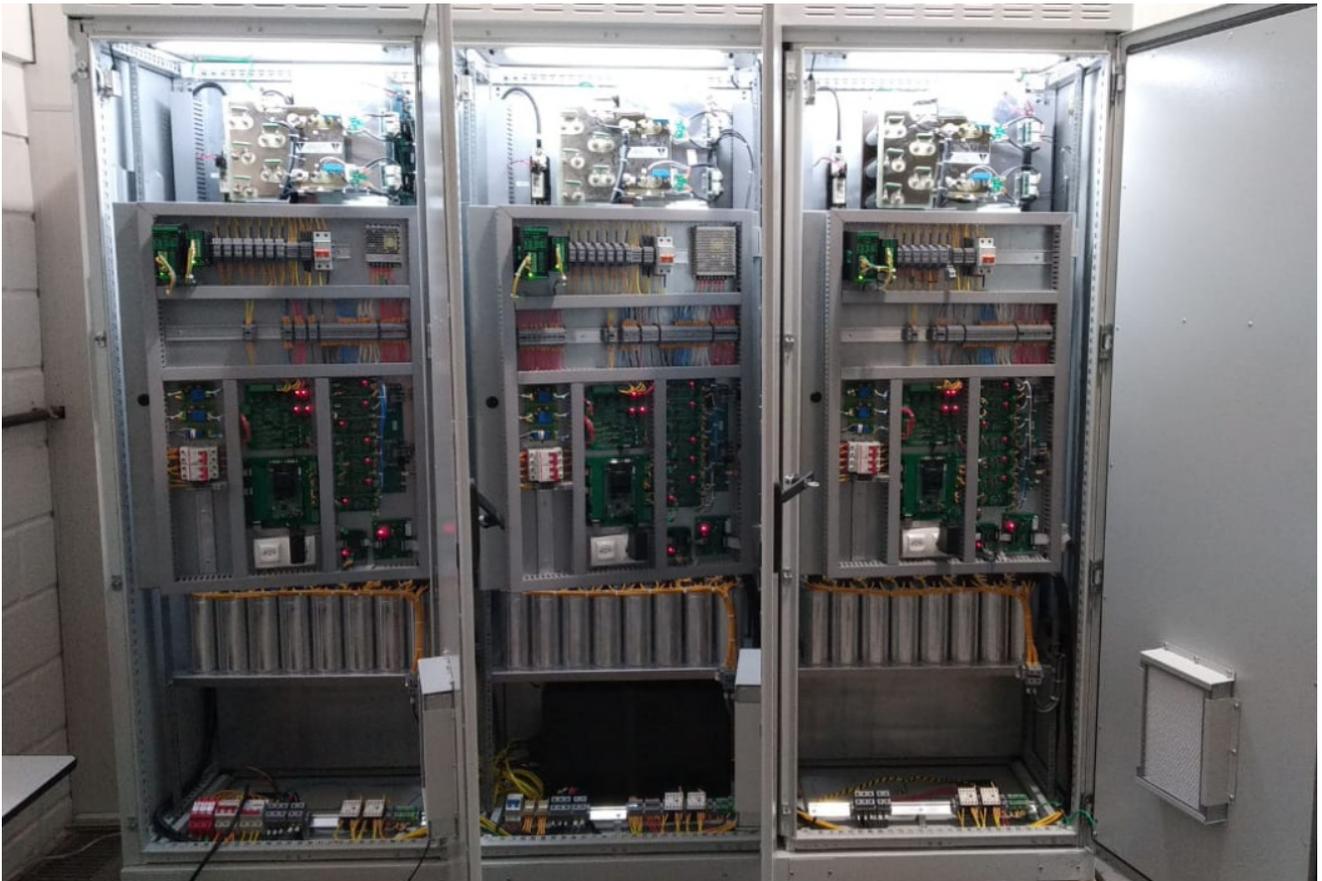


Figura 34. Protótipo VSC série trifásico.

Já na Figura 35b é apresentado em 1 os indutores para filtro de chaveamento. Em 2 tem-se o contator de comando do conversor (na parte superior), o tiristor SCR do sistema de proteção por chave estática, o circuito de diodos e *snubbers* da chave estática (Apêndice G) montado em um dissipador e o disjuntor de proteção do *link*-CC. Na parte inferior tem-se o disjuntor geral da alimentação auxiliar e o banco de capacitores da proteção por chave estática.

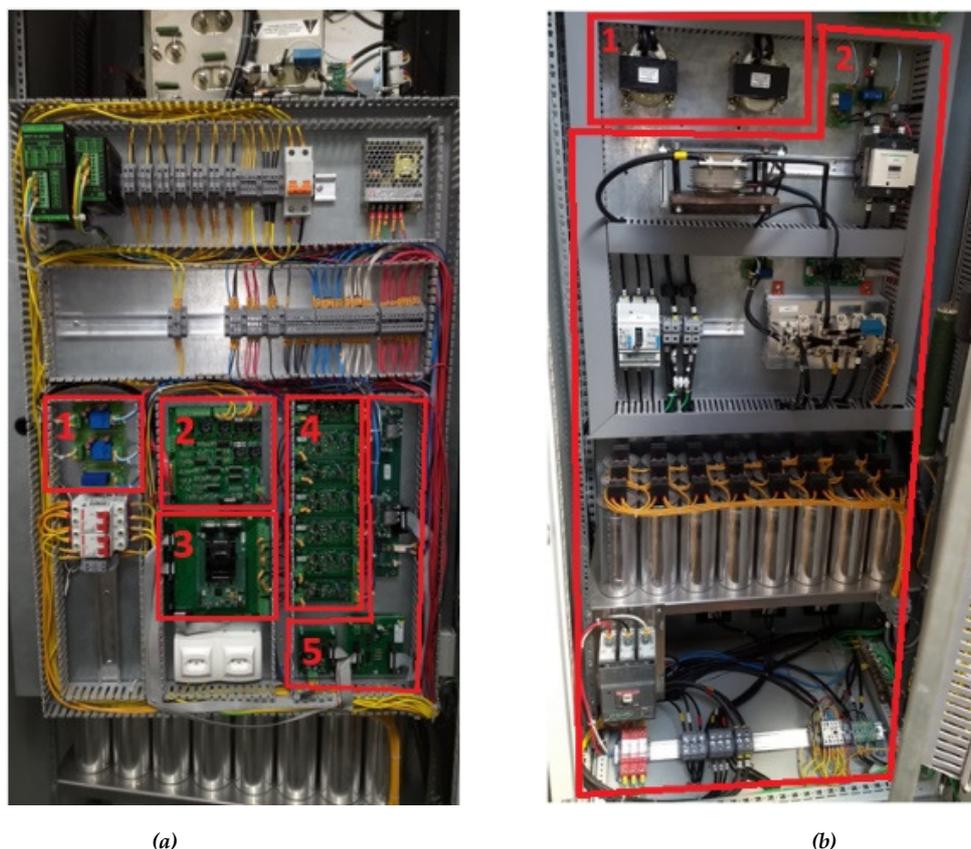


Figura 35. Eletrônica interna do VSC série trifásico – (a) comando e controle e (b) circuito de potência

A Figura 36 apresenta a bancada de cargas e a configuração de medidores montados para a coleta de dados. Nesta bancada são manobradas as cargas e onde estão instalados todos os circuitos de baixa tensão envolvidos nos ensaios que serão apresentados a seguir. Detalhes de todas as partes envolvidas no circuito desse equipamento são mostradas no Apêndice F.



Figura 36. Bancada de cargas e setup de medidores do laboratório de média tensão

### 6.3- Resultado Experimental com a Técnica de Controle 1

Neste primeiro teste, aplica-se a técnica de controle 1 que necessita da inserção das referências de corrente ativa e corrente reativa ( $i_{dref}$  e  $i_{qref}$  indicados na Figura 27) para a manipulação do fluxo de potência entre os ramais interconectados pelo VSC série.

Com o conversor interligando os dois ramais (em anel) no modo flutuação (i.e.  $i_{dref} = 0$  e  $i_{qref} = 0$ ), a carga  $R_1$  (Figura 32) é inserida obtendo a resposta dinâmica representada na Figura 37. Isto simboliza que no modo flutuação há uma transferência de potência momentânea que depois retorna para zero, proporcionado pelo distúrbio causado pela inserção de uma carga no ramal 1. Sendo que na Figura 37a tem-se a resposta da corrente ativa ( $i_d$ ) e na Figura 37b tem-se a resposta da corrente reativa ( $i_q$ ), sendo uma resposta característica de primeira ordem.

Este resultado mostra que o conversor pode estar inserido no sistema sem que haja transferência de potência entre os ramais na condição de regime permanente.

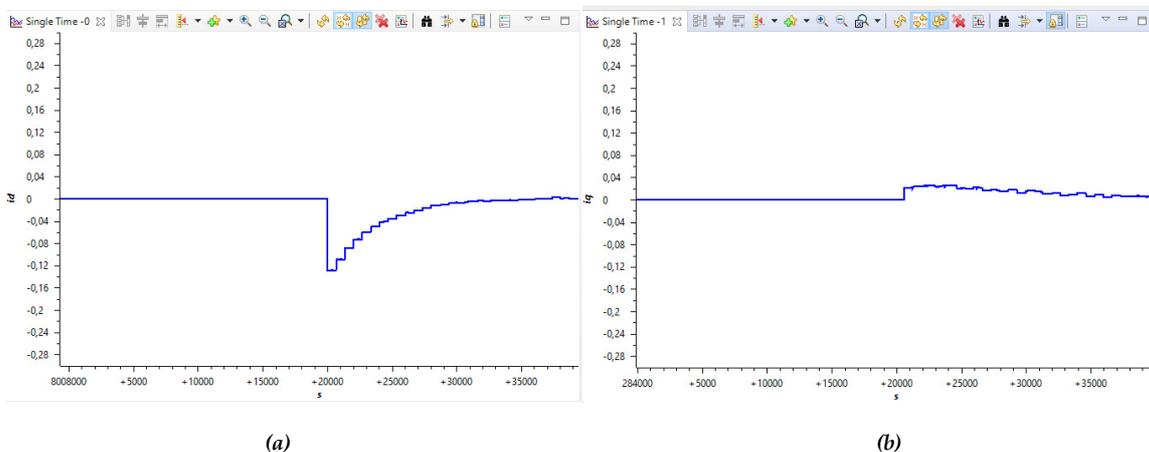


Figura 37. Transitório nas variáveis de controle durante a entrada da carga R1 (a) corrente ativa  $i_d$  e (b) corrente reativa  $i_q$

Agora, ainda com a técnica de controle 1 (controle de corrente), a referência de corrente ativa  $i_{dref}$  é alterada de 0 A para - 0,21 A e  $i_{qref}$  é mantida em zero. O resultado da resposta dinâmica do controle de corrente é apresentado na Figura 38Figura 39a para a corrente ativa  $i_d$  e na Figura 38b para a corrente reativa  $i_q$ . Isto demonstra que há um pequeno

distúrbio (acoplamento entre as variáveis) na corrente reativa  $i_q$ , a qual retorna para sua referência zero.

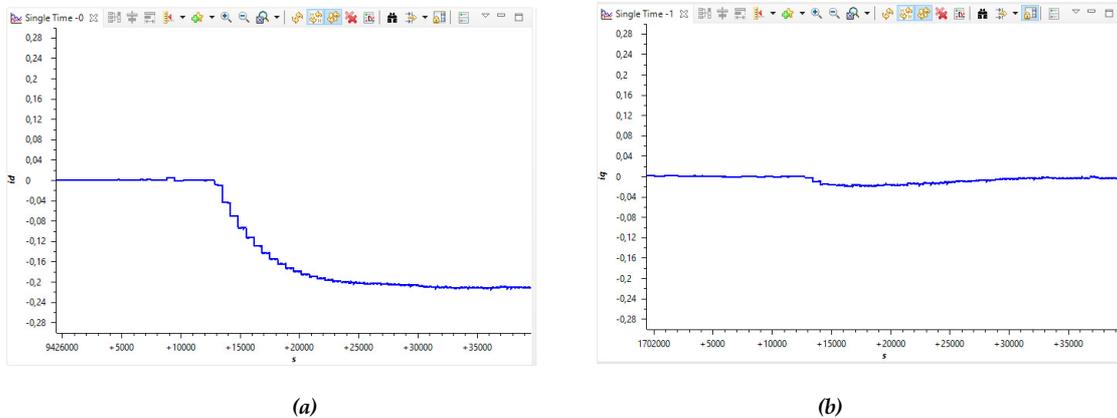


Figura 38. Corrente ativa  $i_a$  (a) e corrente reativa  $i_q$  (b) durante a mudança de referência de 0 A para - 0,21 A de corrente ativa

Da mesma forma, na Figura 39a e na Figura 39b tem-se uma variação de corrente ativa contrária a anterior (mudança de  $i_{dref} - 0,21$  A para 0 A), que demonstra a resposta proporcionada pela mudança de referência  $d_{ref}$  para os parâmetros de linha e de controle montados em laboratório (Tabela 1, Tabela 2 e Tabela 3).

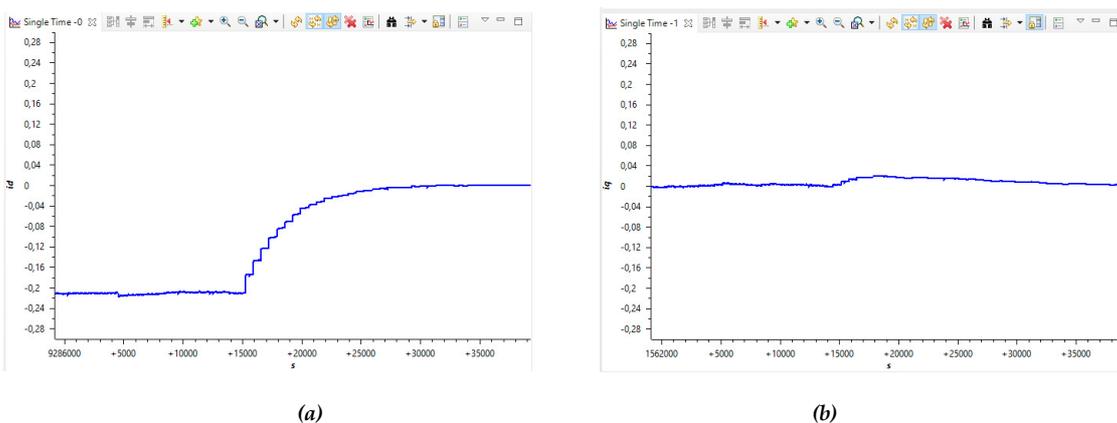


Figura 39. Corrente ativa  $i_d$  (a) e corrente reativa  $i_q$  (b) durante a mudança de referência de 0,21A para 0A de corrente ativa

## 6.4- Resultados Experimentais - Técnica de Controle 2

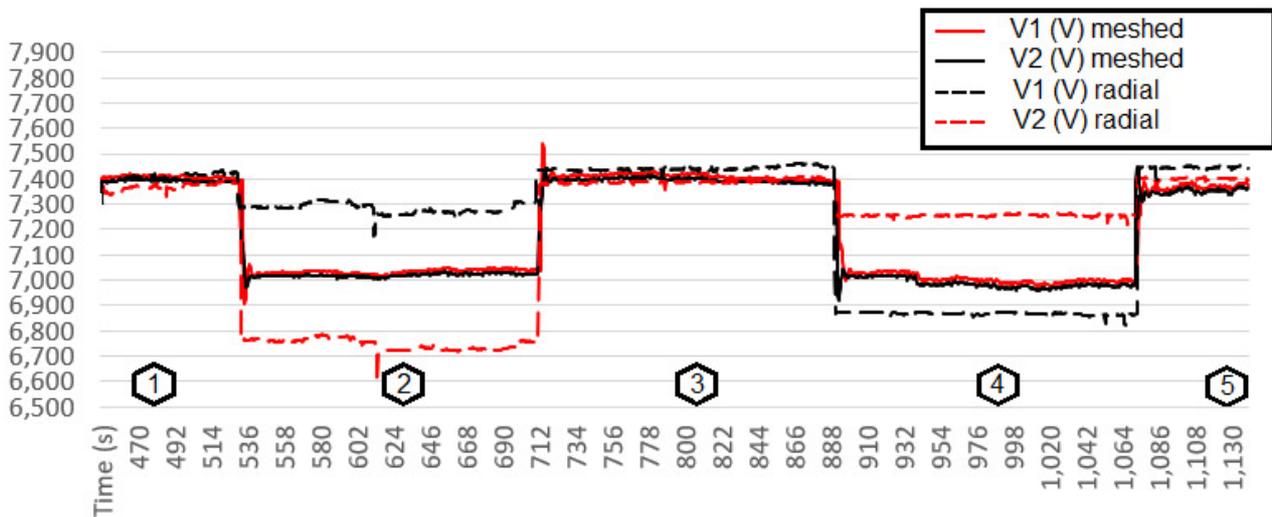
A técnica de controle 2 (controle de tensão) que foi apresentada no capítulo anterior (Figura 28) é utilizado nos resultados que serão apresentados a seguir. Nestes testes, as referências de tensão são definidas como 0 A para  $V_{dref}$  e  $V_{qref}$ . Ou seja, este algoritmo terá como objetivo buscar uma queda de tensão zero ou uma impedância zero na interligação dos dois ramais. Primeiramente será apresentado os resultados do comportamento da potência ativa e depois os resultados do comportamento da potência reativa para demonstrar o comportamento do controle durante distúrbios relativos a inserção e remoção de cargas.

### 6.4.1- Comportamento da Potência Ativa

Mais precisamente, estes testes mostram o comportamento do sistema com a inserção de cargas resistivas afim de manipular a potência ativa entre os ramais. Os testes realizados mostram 5 estágios de transição de carga, conforme listado abaixo:

1. Condição inicial;
2. Inserção da carga  $R_1$ ;
3. Remoção da carga  $R_1$ ;
4. Inserção da carga  $R_2$ ;
5. Remoção da carga  $R_2$ ;

A Figura 40a mostra as tensões terminais  $V_1$  e  $V_2$  para as duas configurações, na forma radial (sem a operação do conversor) e em anel (com o conversor manipulando o fluxo de potência). Pode-se notar que o VSC série melhora o perfil de tensão do ramal mais carregado enquanto reduz o perfil de tensão terminal do ramal menos carregado. O qual altera as tensões terminais em um valor intermediário através da transferência de potência. Isto também mostra que o alimentador principal  $V_s$  também sofre uma pequena variação de tensão causado pela queda de tensão em sua impedância  $Z_s$  (Figura 32b).



(a)



(b)

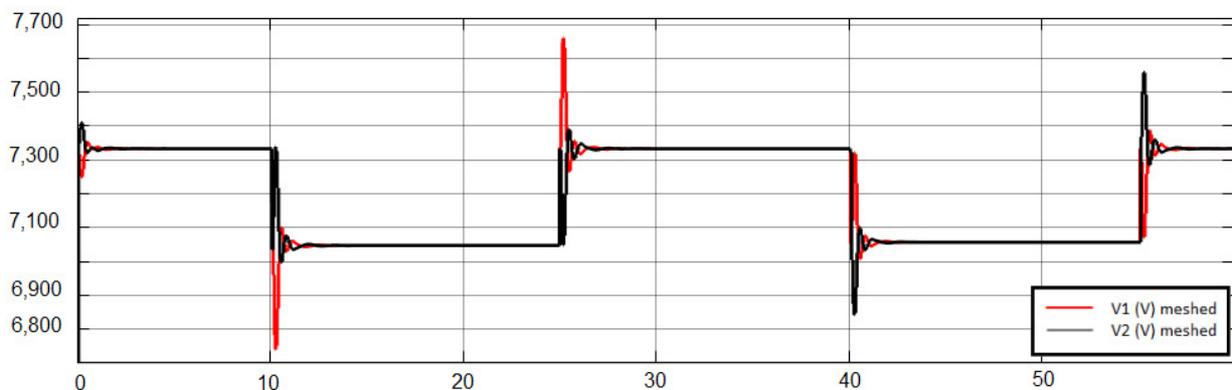
Figura 40. Comportamento da tensão fase neutro das tensões terminais e o fluxo de potência; (a)  $V_1$  e  $V_2$ ; (b)  $P$  e  $Q$  transferido

Para a configuração radial, no estágio 2 (i.e., inserção de  $R_l$ ) a tensão terminal do ramal 1 ( $V_1$ ) é reduzida de 7,4 kV para 6,4 kV e a tensão terminal do ramal 2 ( $V_2$ ) também reduz, porém bem menos que  $V_1$ . No estágio 3,  $R_l$  foi removida, retornando todo o sistema para a condição de tensão terminal inicial.

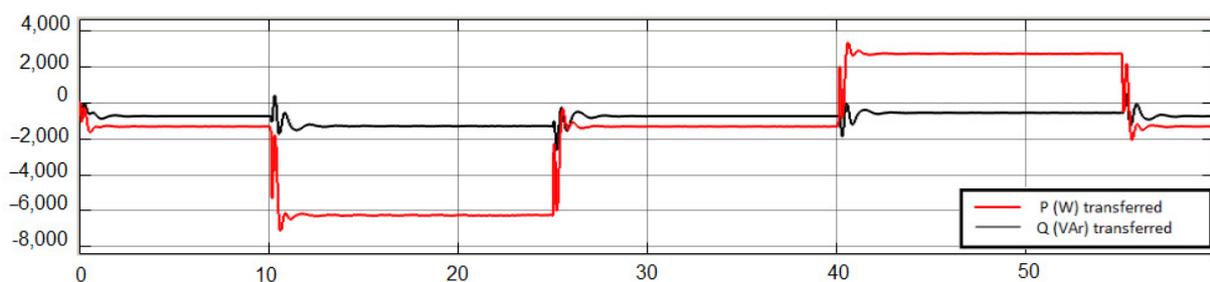
No estágio 4, a carga  $R_l$  inserida mostra uma queda de tensão menor que no estágio 2 pois, o ramal 2 é mais forte que o ramal 1. O estágio 5 termina a bateria de testes com cargas resistivas através da remoção da carga que faz com que as tensões terminais retornem para o perfil de condição inicial.

A Figura 40b apresenta a potências ativa e a potência reativa transferidas entre os ramais através da operação do conversor. No estágio 2 (inserção de  $R_1$ ) observa-se que a potência é transferida do ramal 2 para o ramal 1, que conseqüentemente melhora as tensões terminais em um valor intermediário proporcionado pela transferência de potência. No estágio 4 (inserção de  $R_2$ ) observa-se a transferência de potência do ramal 1 para o ramal 2, melhorando também as tensões terminais quando comparado com a configuração radial. Isto mostra que a potência transferida manipulada pelo VSC série resulta na busca pelo melhor perfil de tensão terminal entre os ramais interconectados.

Na Figura 41a e na Figura 41b são apresentados os resultados das simulações respectivamente referente ao comportamento das tensões terminais e o fluxo de potência transferido entre os ramais. Esses resultados demonstraram equivalência quando se compara com os resultados experimentais.



(a)



(b)

Figura 41. Resultados das simulações com o VSC série em operação; (a)  $V_1$  e  $V_2$ ; (b)  $P$  &  $Q$  transferido

A Figura 42a apresenta os gráficos de fasores para o estágio 2, mostrando que cargas resistivas inseridas impactam somente em mudanças de amplitude sem variação de fase, i.e., quando observa-se a configuração radial com os parâmetros apresentados na Tabela 1. A Figura 42b representa o gráfico de fasores e a oscilografia no estágio 2 na configuração em anel (com o conversor em operação). Observa-se que a corrente  $I_T$  em aproximadamente  $180^\circ$  das duas tensões terminais, indicando o fluxo de potência ativa sendo transferido do ramal 2 para o ramal 1.

Isto mostra que o conversor sempre busca o melhor perfil de tensão e conseqüentemente alivia o ramal mais carregado através da manipulação do fluxo de potência proporcionado pela operação do conversor.

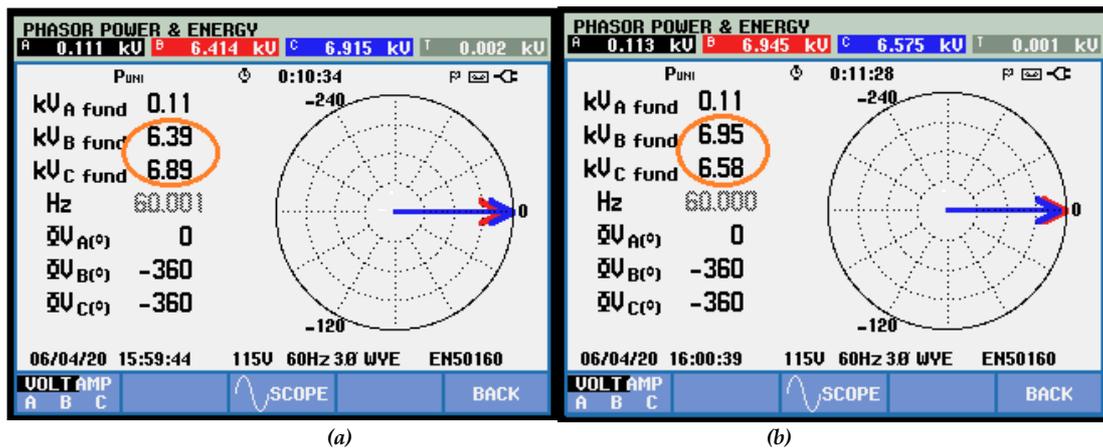


Figura 42. Fasores e oscilografias antes e depois da manipulação do fluxo de potência; (a) Inserção da carga  $R_1$  - sem a operação do conversor; (b) Inserção da carga  $R_2$  - sem a operação do conversor.

A Figura 43a e Figura 43b mostra a potência ativa fornecida por cada alimentador e o balanço do carregamento sendo realizado pela manipulação do fluxo de potência proporcionado pela operação do VSC série.

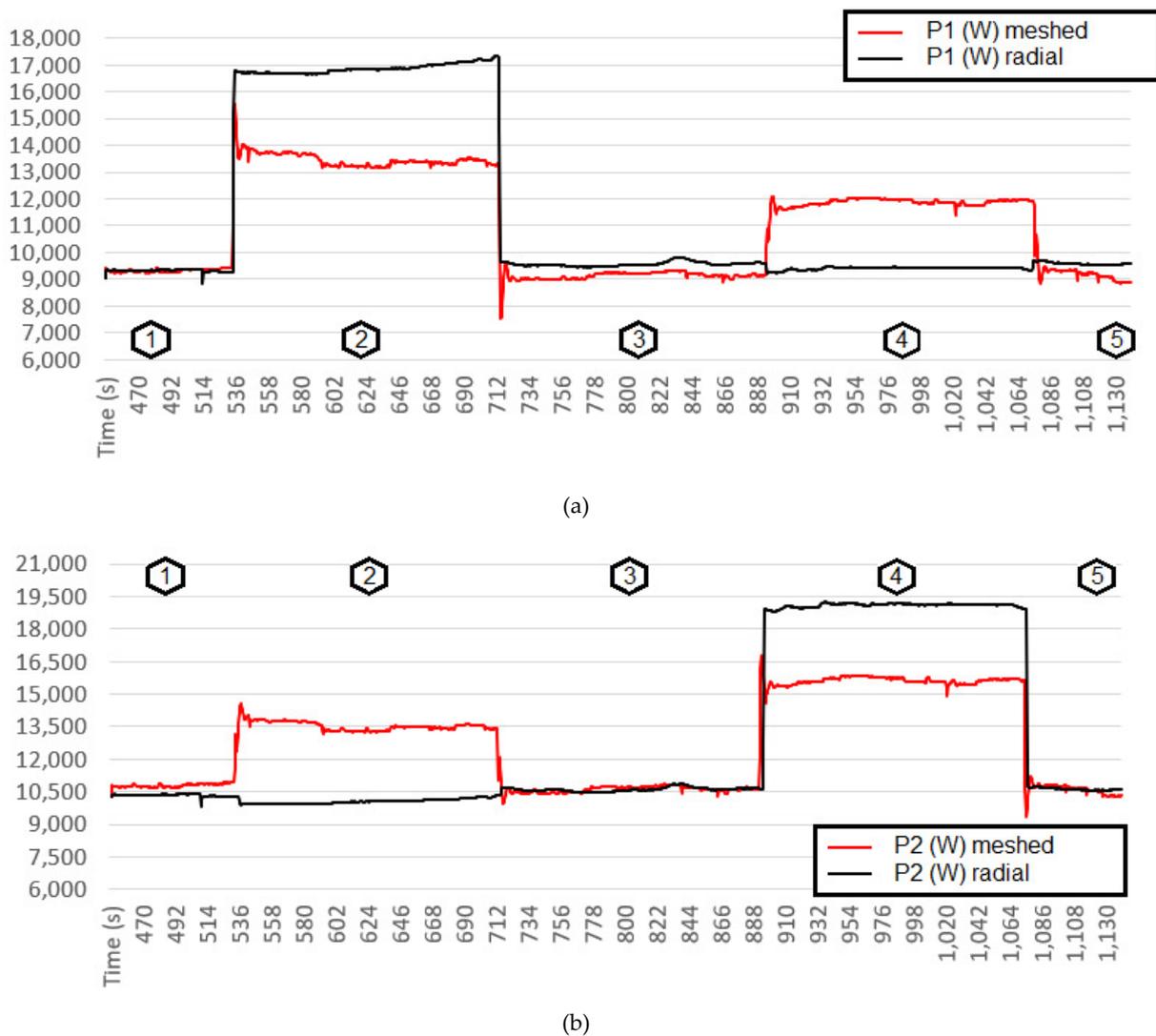
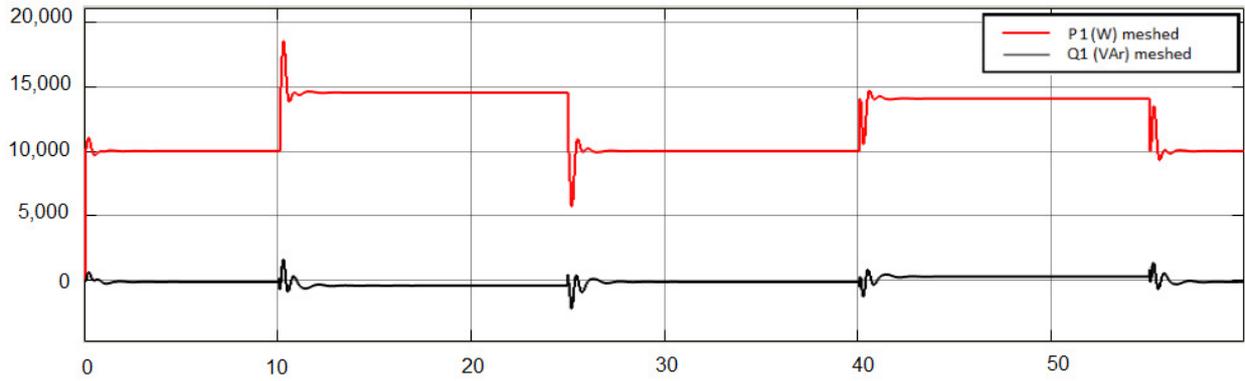
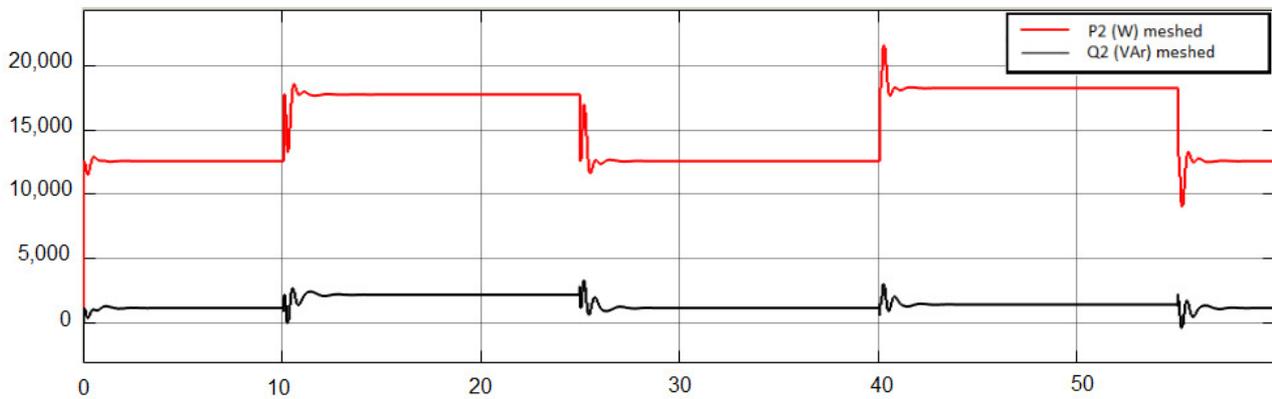


Figura 43. Potência Ativa entregue por cada alimentador; (a) P fornecido pelo alimentador A; (b) P fornecido pelo alimentador B.

Na Figura 44a e na Figura 44b tem-se os resultados das simulações para as potências ativas e reativas fornecidas por cada alimentador. A potência reativa mostrada nos resultados das simulações representam a informação que somente cargas resistivas foram inseridas neste ensaio e o conversor manipula predominantemente potência ativa para esta estratégia de controle. Para ficar claro, os resultados experimentais não mostram as medições de potência reativa nos testes com cargas resistivas pois conforme mostrado na simulação, ela permanece praticamente em zero.



(a)



(b)

Figura 44. Resultado das simulações para P&Q fornecido por cada alimentador; (a) P&Q fornecido pelo alimentador A; P&Q fornecido pelo alimentador B.

A Figura 45a e a Figura 45b apresenta medições das variações de tensão durante a inserção e remoção da carga  $R_1$  com o conversor em operação (afundamento e/ou sobretensão). Pode se notar que há uma variação de tensão maior durante as variações de carga no respectivo ramal onde acontece a entrada da carga. Assim o conversor usa sua dinâmica lenta (*voltage control*) para obter uma impedância variável durante a inserção de cargas, alimentando o outro ramal de forma relativamente lenta, e essa dinâmica pode ser ajustada quando se sintoniza os controladores de diferença tensão.

Também, de forma diferente do comportamento de uma interligação física dos ramais observa-se que, quando se tem o conversor em operação, ocorrem afundamentos de tensão terminal no respectivo ramal onde a carga foi inserida, conforme demonstrado na

Figura 45a. Com relação a elevação de tensão mostrada na Figura 45b, observa-se que ela acontece durante a remoção da carga  $R_1$  com o conversor em operação.

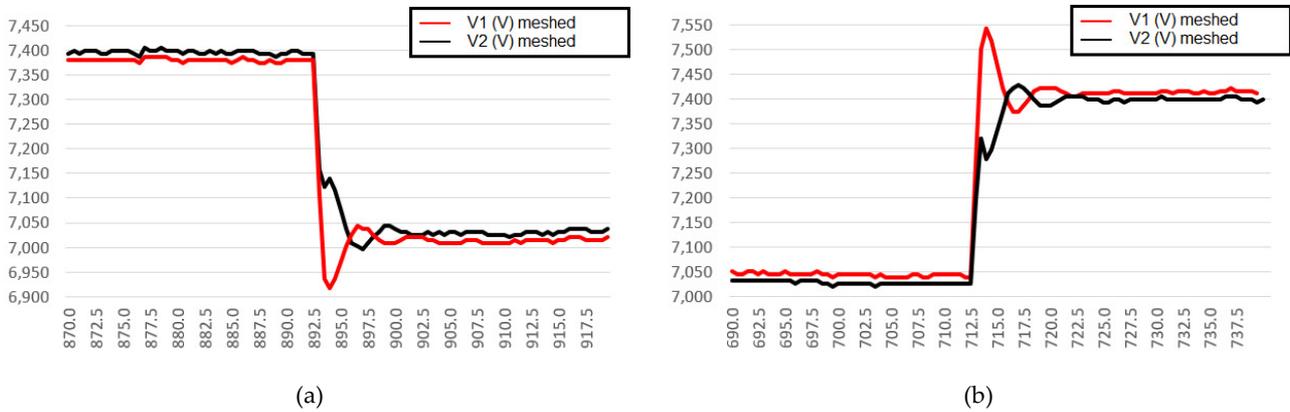


Figura 45. Dinâmica das tensões terminais com a operação do VSC série; (a) inserção de  $R_1$ ; (b) remoção de  $R_1$

De forma conclusiva, quando o conversor transfere potência ativa entre os ramais, o carregamento é distribuído de forma autônoma, e o ramal ocioso sempre alimenta o ramal sobrecarregado, proporcionado pela malha de controle de tensão que busca a impedância zero ou mais precisamente a diferença de tensão zero através da manipulação do fluxo entre os ramais interligados pelo VSC série.

### 6.4.2- Comportamento da Potência Reativa

Com o intuito de reproduzir a manipulação de potência reativa usando o VSC série, cargas indutivas e capacitivas foram inseridas neste ensaio. Estes resultados também possuem 5 estágios conforme listado abaixo:

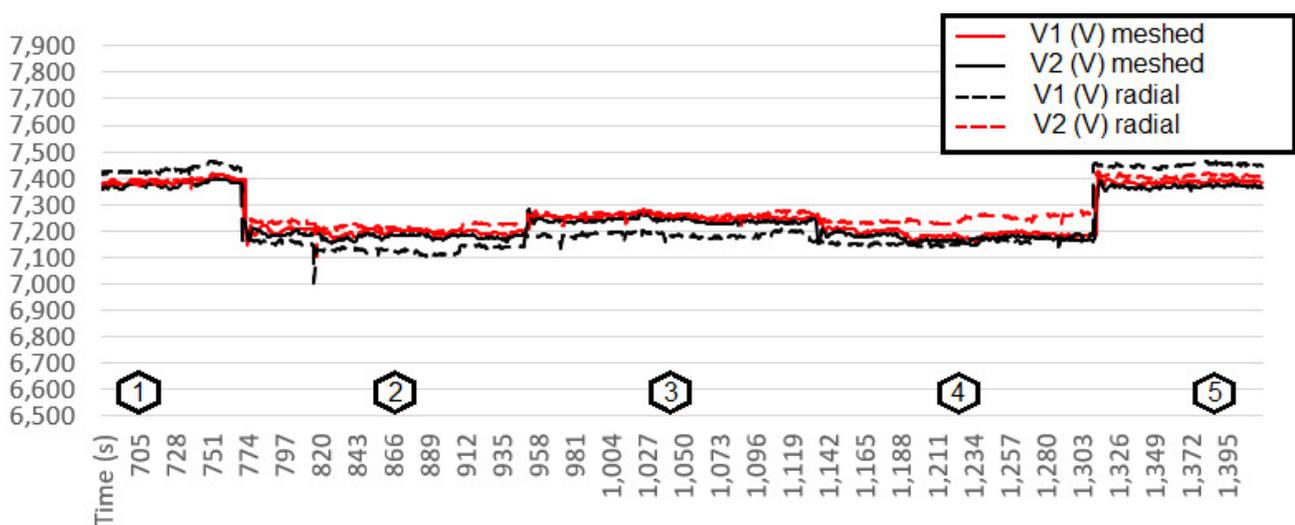
1. Condição inicial;
2. inserção de  $L_2$ ;
3. inserção de  $C_1$ ;
4. remoção de  $C_1$ ;

5. remoção de  $L_2$ .

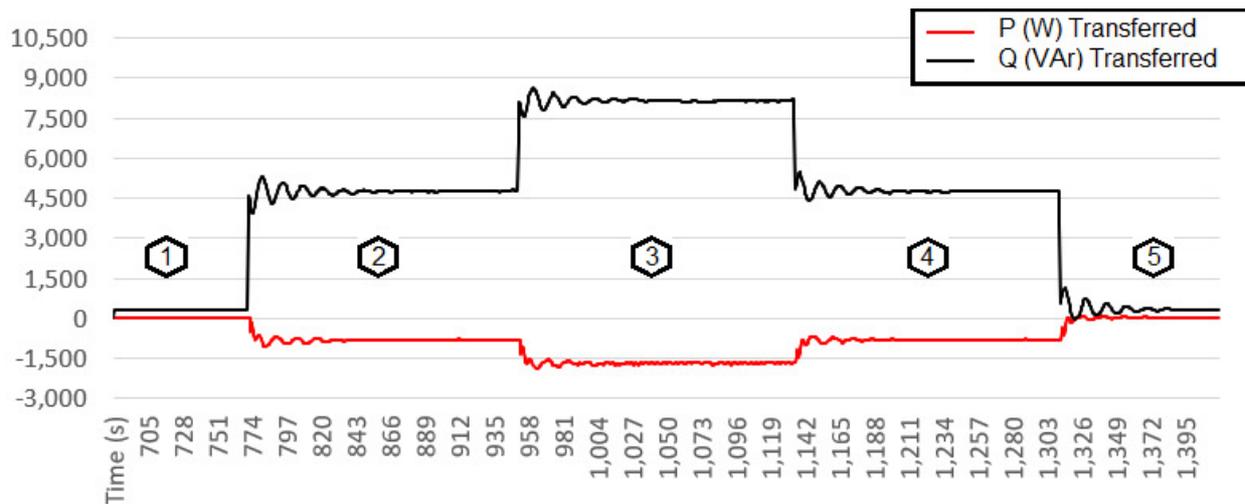
A Figura 46a mostra o comportamento das tensões terminais para as duas configurações, radial e em anel com o conversor em operação. Sabe-se que a compensação de reativos não melhora significativamente o perfil de tensões terminais de parâmetros de linha típicos de distribuição, porém reduz a corrente RMS que flui nos ramais, reduzindo assim as perdas técnicas. A configuração radial mostra que as quedas de tensão são menores do que no ensaio anterior com cargas resistivas, e o alimentador principal  $V_s$  também sofre variações de tensão por causa do efeito da impedância  $Z_s$  (Figura 32b).

No estágio 2 (i.e., Inserção de  $L_2$ ), a tensão terminal  $V_2$  sofre uma variação e a tensão terminal  $V_1$  também sofre uma variação menor que a anterior. No estágio 3,  $C_1$  é inserida, a qual levemente melhorar o perfil de tensão terminal. No estágio 4  $C_1$  é removida retornando à condição de tensão terminal do estágio 2, com apenas a carga  $L_2$  inserida no circuito de teste. Finalmente, o estágio 5 mostra o perfil de tensão inicial.

A Figura 46b apresenta as potências ativa e reativa transferidas através da operação do conversor, que mostra a predominância de manipulação de potência reativa para a mesma estratégia de controle. A pequena manipulação de ativos é proveniente das perdas nos parâmetros de linha e nas cargas reativas, em que são manipuladas simultaneamente.



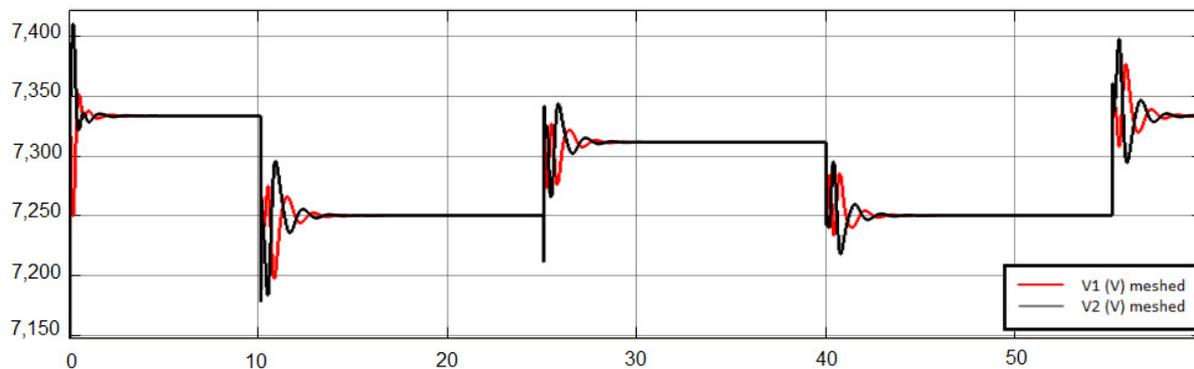
(a)



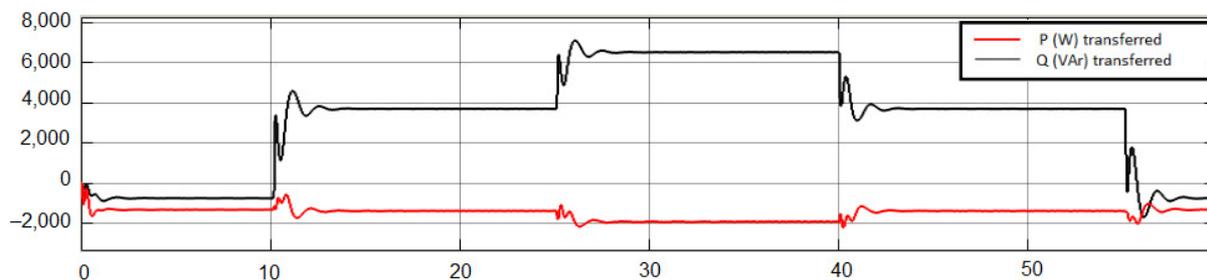
(b)

Figura 46. Comportamento das Tensões fase-neutro terminais e o fluxo de potência; (a)  $V_1$  e  $V_2$ ; (b) Potência ativa e reativa transferida.

A Figura 47a e a Figura 47b os resultados das simulações para o comportamento quando se insere cargas reativas (com o conversor em operação) para a mesma estratégia de controle, demonstrando equivalência quando comparado com os resultados experimentais.



(a)



(b)

Figura 47. Resultados das simulações do comportamento das tensões terminais e o fluxo de potência com o conversor em operação; (a)  $V_1$  e  $V_2$ ; (b) P&Q transferido.

Figura 48a mostra o gráfico de fasores para o estágio 3, que mostra o comportamento das tensões terminais na configuração radial (sem a operação do conversor) o que mostra uma predominância de variação angular nas tensões terminais. A Figura 48b mostra o estágio 3 com o conversor em operação para compensar a diferença de fase causada pela inserção de cargas reativas. Adicionalmente, pode-se notar que no estágio 3 com a capacitância  $C_1$  inserida no ramal 1, e a indutância  $L_2$  inserida no ramal 2, há uma redução de reativos fornecidos pelos dois alimentadores, pois o conversor manipula os reativos a fim de se obter o melhor perfil de tensão terminal possível.

Ainda com relação ao estágio 3, a Figura 48b mostra uma transferência de corrente maior do ramal 1 para o ramal 2 para compensar a tensão terminal diferença angular proporcionada pela inserção de  $C_1$  no ramal 1 e  $L_2$  no ramal 2 mostrando a corrente IT  $-90^\circ$  que resulta nas tensões terminais equalizadas.

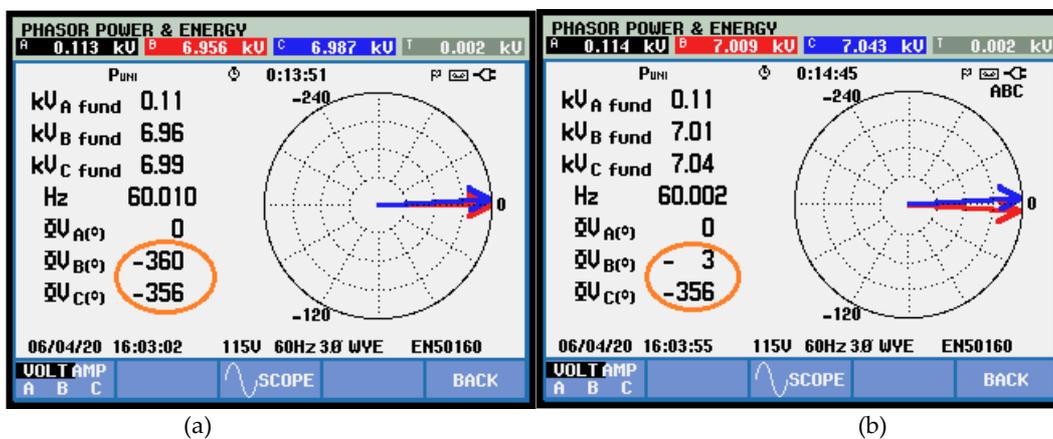
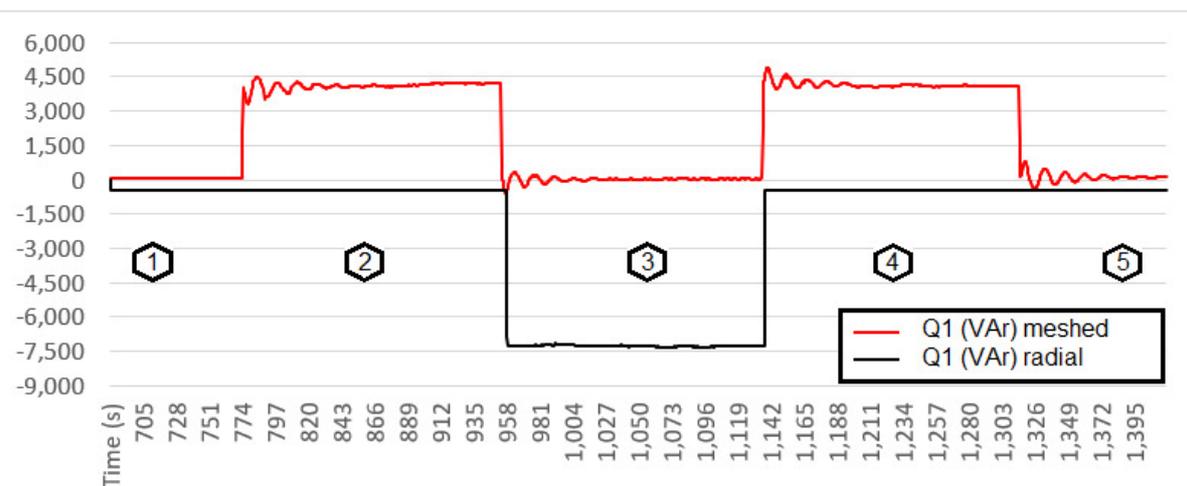


Figura 48. Análise das tensões terminais com e sem o VSC série em operação; (a) estágio em que  $C_1$  é inserida - sem o conversor em operação (b) Estágio em que  $C_1$  é inserida - com o conversor em operação;

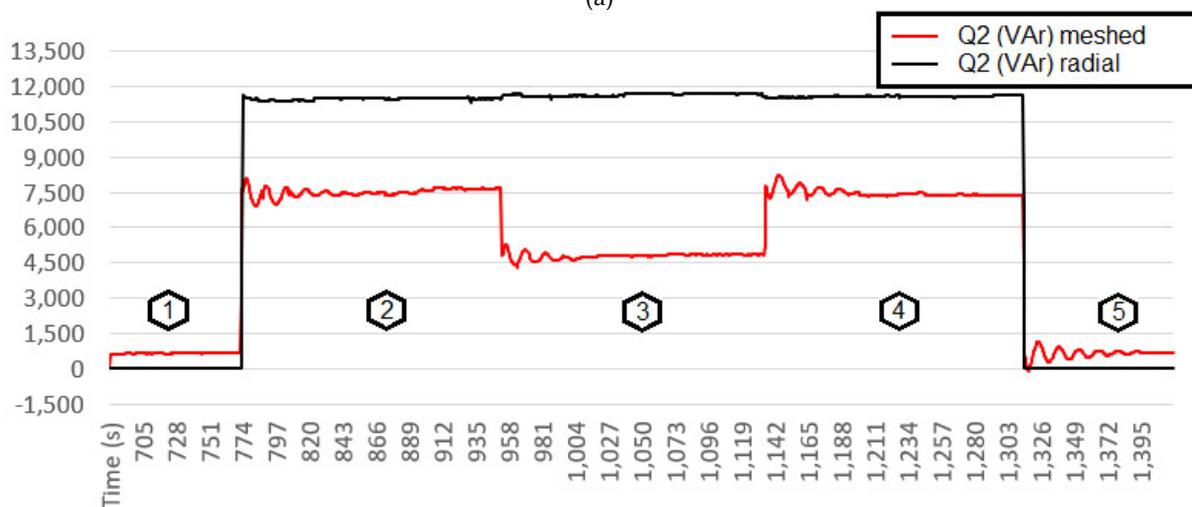
A Figura 49a e a Figura 49b mostram o comportamento da potência reativa fornecidas pelos dois alimentadores, com e sem a operação do conversor. Pode-se notar que, quando a capacitância  $C_1$  foi inserida (estágio 3), a potência reativa foi reduzida nos dois alimentadores. Conseqüentemente, estes resultados proporcionam uma redução da

circulação de reativos resultando na redução de perdas técnicas quando os dois ramais radiais são interconectados usando o VSC série para manipular o fluxo de potência.

Assim, o VSC série realiza com a capacitância  $C_1$  inserida no ramal 1 a compensação do reativo indutivo presente no ramal 2 onde a carga indutiva  $L_2$  foi inserida utilizando a mesma estratégia de controle a qual toma decisões através da análise do comportamento das tensões terminais.



(a)

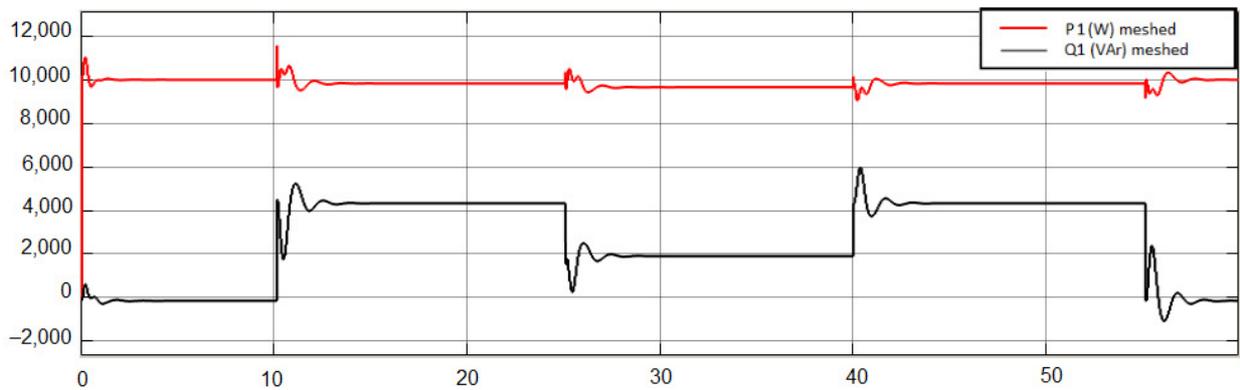


(b)

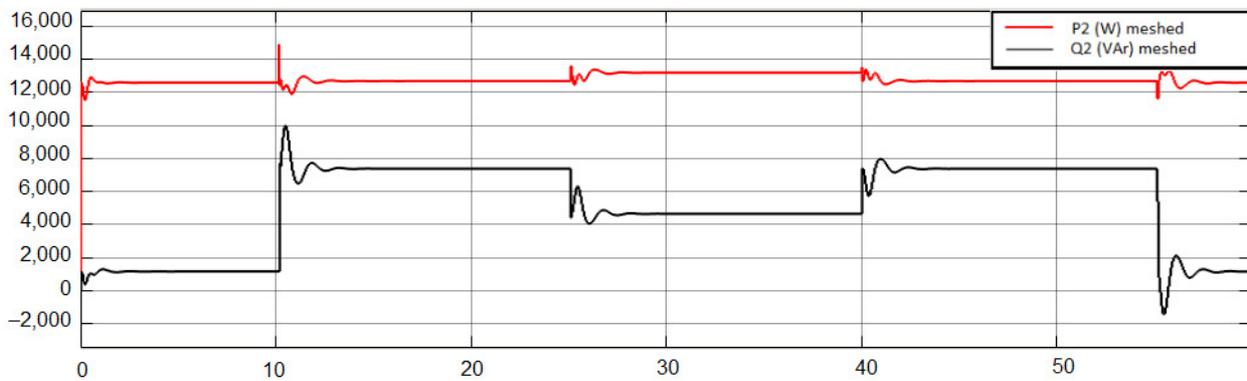
Figura 49. Potência reativa fornecida por cada alimentador com e sem o conversor em operação; (a) Q fornecido pelo alimentador A; (b) Q fornecido pelo alimentador B.

A Figura 50a e a Figura 50b mostram os resultados das simulações para o comportamento da potência reativa. Com relação à potência ativa praticamente constante apresentado nas simulações, observa-se que apenas cargas reativas foram inseridas /

removidas neste teste, porém com uma carga R constante mantida nos dois ramais (Figura 32).



(a)



(b)

Figura 50. Resultados das simulações para P&Q fornecido por cada alimentador; (a) P&Q fornecido pelo alimentador A; (b) P&Q fornecido pelo alimentador B.

Além do mais, as simulações apresentadas juntamente com os resultados experimentais mostraram a convergência de forma comparável tanto para o comportamento de ativos quanto para reativos, validando assim a estratégia proposta nesse trabalho.

Por fim, a Figura 51 mostra as medições de fator de potência no início dos alimentadores, mostrando que a necessidade de reativos dos dois ramais é reduzida quando um sistema radial é alterado para uma configuração em anel com o VSC série realizando a manipulação do fluxo.

As sessões 6.4.1 e 6.4.2 mostraram também os resultados das simulações que puderam ser analisadas de forma comparativa com os resultados experimentais realizados em laboratório. As simulações apresentaram transitórios de tensão e oscilações de potência

menores que nos resultados experimentais, causados pelas incertezas dos parâmetros obtidos dos equipamentos (transformadores, filtros indutivos e parâmetros de linha) utilizados nos testes no laboratório de média tensão. No entanto, observando os resultados de uma forma geral, os experimentos realizados foram equivalentes a representação computacional da realidade, mostrando que o conversor proposto pode efetivamente melhorar os perfis de tensão terminal e aliviar os carregamentos dos ramais através da manipulação dos fluxos de potência de forma controlada.

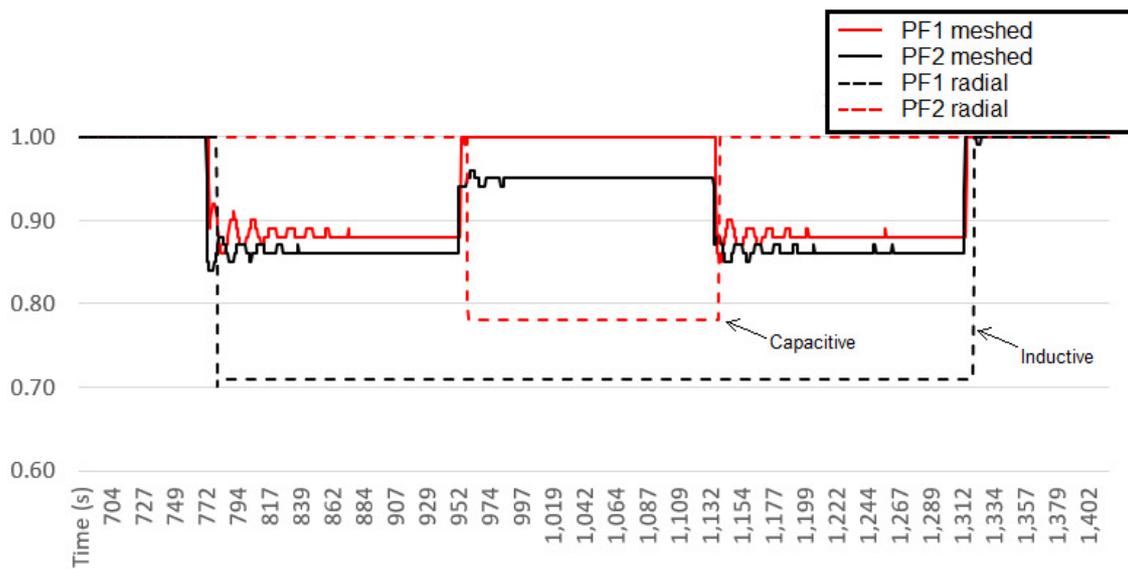


Figura 51. Medições de fator de potência nos alimentadores A e B.

## 6.5- Testes em Campo

O teste em campo foi realizado usando apenas o controle de corrente (estratégia de controle 1) mostrado na Figura 27 através de incrementos manuais nas referências de corrente ativa e reativa ( $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ ). A Figura 52 mostra as medições de P e Q durante este teste em campo.

Inicialmente, a referência de potência reativa foi mantida em zero, enquanto a potência ativa foi alterada em pequenos degraus. Depois das 15:57 (indicado na Figura 52), a potência ativa foi mantida em aproximadamente 45 kW enquanto a potência reativa foi manipulada nas duas direções, mostrando a manipulação independente de P e Q para a

estratégia de controle proposta, validando as formulações apresentadas nesse estudo incluindo testes em campo em sistemas reais 13,8 kV.

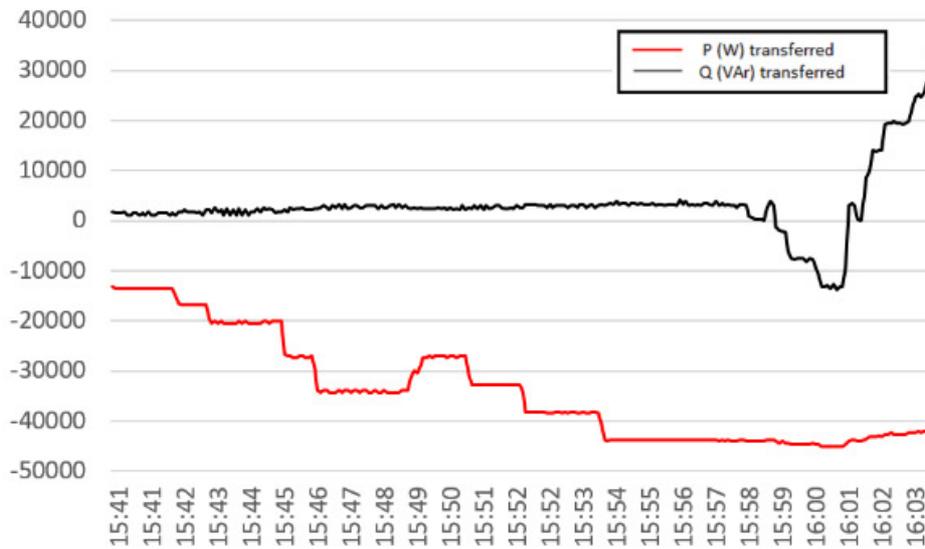


Figura 52. Teste em campo - Potencias ativa e reativa transferida entre os ramais - fase A

Figura 53 representa um desenho 3D da instalação realizada em campo, destacando a montagem TCs TP e transformadores de acoplamento nas travessas e cruzetas dos postes.

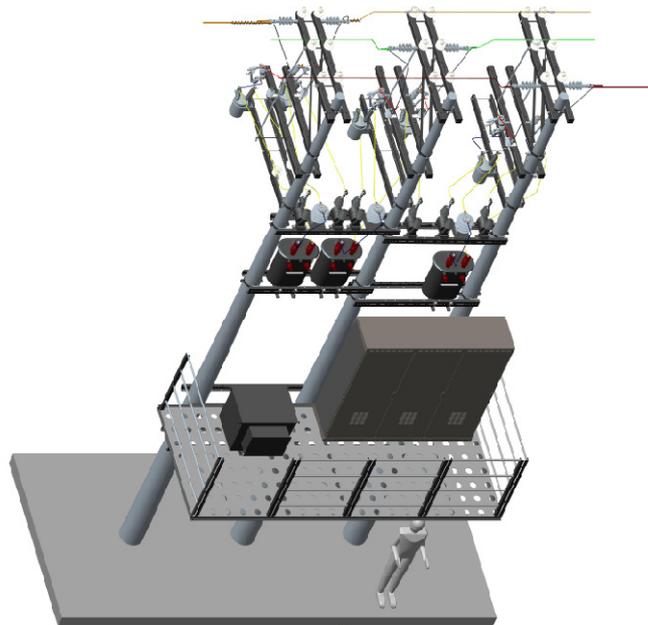


Figura 53. Desenho 3D representando a configuração montada em campo

Na Figura 54 mostra uma foto do VSC série trifásico na instalação em campo com uma vista do protótipo desenvolvido passando por testes em sistemas reais. Um esquemático que descreve todos as partes do sistema instalado em campo é mostrada no Apêndice E.



*Figura 54. VSC trifásico desenvolvido em uma instalação ao tempo - Teste em campo em 13,8 kV.*

# Capítulo 7

---

## Conclusões

Atualmente, é necessário ter uma forma de gerenciar os fluxos de potência em tempo real usando ferramentas inteligentes. O conversor apresentado neste estudo trata-se de uma solução aplicada em níveis de tensão na faixa dos 13,8 kV que mostrou o controle independente dos fluxos de potência ativa e reativa. Isto porque as diferenças de fase das tensões terminais típicas de sistemas de distribuição reais permitem que este conversor de pequeno porte seja aplicado e precisa de apenas uma fração da potência máxima que ele pode manipular, i.e., no caso deste protótipo desenvolvido de 112,5 kVA, ele é capaz de manipular até 500 kVA (ou seja, nesse caso 20%). O VSC série desenvolvido, que é composto por três conversores monofásicos independentes de 37,5 kVA, é uma solução menos onerosa do que investimentos infra estruturais que pode promover o controle de fluxo de potência dinâmico neste tipo de cenário.

A solução de um VSC série proporciona o aumento da capacidade dos ramais de distribuição à medida que os carregamentos aumentam, permitindo assim uma melhor utilização das infraestruturas existentes. Além disso, com o crescimento das Gerações Distribuídas tornam-se necessários para mitigar essas contingências. Esses problemas podem ser resolvidos usando uma solução de baixo custo, convertendo os tradicionais sistemas radiais de distribuição em redes em anel permanentes, controladas por um VSC série de forma segura.

Adicionalmente, isto pode ser instalado em sistemas de distribuição reais para melhorar a qualidade de energia, proporcionar a manipulação de potência controlada e em tempo real, promovendo uma operação de ramais interligados que pode ser de forma autônoma ou controlada remotamente por um operador.

Este estudo apresentou os fundamentos de modelagem e propostas de controle baseada na técnica MSRF utilizando um VSC série para redes de distribuição em média tensão (13,8 kV).

As formulações foram apresentadas validando resultados experimentais de laboratório e de campo em um sistema real. Esses resultados mostraram melhorias nos perfis de tensão terminal, controle independente de fluxo de potências ativa e reativa e, considerando o comportamento desses sistemas durante distúrbios de cargas, a solução mostrou a aplicabilidade e se tornou um equipamento interessante para ser utilizado nas redes de distribuição quando necessita de um gerenciamento melhor das contingências.

Com relação as técnicas de controle 3 e 4 apresentadas no Capítulo 5, respectivamente referente a transferência exclusiva de potência ativa e a técnica de isolamento harmônica, estes não foram apresentados resultados por tornar o texto bastante extenso. No entanto elas foram testadas e validadas em laboratório, sendo implementações que podem fazer parte de trabalhos futuros e novas pesquisas.

### *Proposição para Trabalhos Futuros*

A partir das análises e resultados apresentados aqui pode-se citar algumas propostas para a continuidade desta pesquisa e aprimoramento do sistema desenvolvido. Neste sentido e no decorrer do desenvolvimento deste trabalho surgiram várias ideias de implementações para serem feitas futuramente, as quais pode-se enumerá-las a seguir:

1. Proposta de controle e tomada de decisão nos pontos de operação em que há uma elevação dos links-CC dos conversores, incluindo análises das condições em que isso acontece.
2. O algoritmo proposto de isolamento harmônica apresentado anteriormente pode proporcionar estudos relativos aos benefícios dessa técnica adicional. Dessa forma pode-se avaliar a ideia de interconectar ramais sem que as distorções se propaguem de um ramal para o outro. Além do mais, o uso

do VSC série como um filtro ativo pode ser implementado utilizando outras técnicas difundidas na literatura, como o uso de filtros adaptativos e técnicas preditivas, juntamente com o controle de fluxo de potência ativo e reativo.

3. Implementações em níveis de tensão maiores que 13,8 kV. Além disso são necessários mais estudos relacionados aos níveis de isolamento e a suportabilidade desse tipo de equipamento às intempéries e condições extremas. É necessário também estudos relacionados a melhoria na robustez da solução.
4. O sistema de proteção é uma solução essencial e crucial para o uso seguro deste tipo de equipamento. Estudos relacionados a implementação de sistemas de proteção podem evitar distúrbios nos sistemas interligados e para proteger tanto o sistema como o próprio VSC série em condições de falta e curto-circuito. Neste sentido, esse ponto também envolve condições em que acontecem surtos e sobretensões, que devem ser estudados e aprimorados a fim de tornar e manter uma solução compacta, segura e menos onerosa.
5. O fato de interligar ramais de distribuição que são tradicionalmente radiais em forma de anel implica inevitavelmente na necessidade de proporcionar a redução de perdas nesses sistemas de distribuição. Sabe-se que há locais estratégicos em que se pode obter melhorias maiores quando se realiza um estudo mais aprofundado relacionado ao ponto ótimo para manipulação do fluxo de potência, de forma que a instalação se torne mais interessante e promova mais benefícios.
6. Com relação ao dimensionamento do equipamento, estudos mais aprofundados são necessários por causa da influência dos parâmetros das linhas e diferenças de fase entre os ramais a interligar. Algumas diretrizes devem ser estudadas e elencadas para se ter um dimensionamento ideal do VSC série que envolve o nível de tensão CC, a potência do conversor e o

projeto dos transformadores de acoplamento buscando a redução dos custos construtivos e a aplicabilidade. Nesse sentido, determinadas aplicações terão a necessidade de conversores multiníveis e topologias diferentes das aplicadas nesse trabalho.

7. A operação remota pode ser uma opção de implementação de sistemas SCADA em que um operador pode monitorar e tomar decisões. Adicionalmente, o uso de algoritmos externos ao DSP pode proporcionar uma integração aos religadores, reguladores de tensão e bancos de capacitores existentes a fim de se ter um gerenciamento de contingências mais inteligente. Outra opção é avaliar o sistema onde será instalado e desenvolver técnicas e algoritmos de controle de forma que o VSC série tome decisões autônomas sem a necessidade de um operador ou sistemas supervisórios, assim a inteligência embarcada pode proporcionar a melhoria dos perfis de tensão e a melhoria das perdas do sistema envolvido. Por outro lado, a supervisão e operação remota podem trabalhar juntas em busca de uma melhor utilização possível dos circuitos de distribuição.
8. Além do mais, estudos relacionados ao uso do VSC série podem se direcionar a implementação com o propósito de equilibrar o carregamento dos transformadores nas subestações abaixadoras, pois em determinados momentos alguns transformadores estão sobrecarregados e outros estão ociosos. Assim, com o intuito de melhorar a utilização, não dos ramais de distribuição, mas, das contingências que acontecem nos transformadores das subestações.

# Referências

---

- [1] S. Gasperic e R. Mihalic, “The impact of serial controllable FACTS devices on voltage stability”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 64, p. 1040–1048, jan. 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2014.08.010.
- [2] F. H. Gandoman *et al.*, “Review of FACTS technologies and applications for power quality in smart grids with renewable energy systems”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 82, p. 502–514, fev. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.09.062.
- [3] C. A. Ordóñez, A. Gómez-Expósito, e J. M. Maza-Ortega, “Series Compensation of Transmission Systems: A Literature Survey”, *Energies*, vol. 14, nº 6, Art. nº 6, jan. 2021, doi: 10.3390/en14061717.
- [4] D. Divan *et al.*, “A distributed static series compensator system for realizing active power flow control on existing power lines”, em *IEEE PES Power Systems Conference and Exposition, 2004.*, out. 2004, p. 654–661 vol.2. doi: 10.1109/PSCE.2004.1397481.
- [5] Y. Naderi, S. H. Hosseini, S. Ghassem Zadeh, B. Mohammadi-Ivatloo, J. C. Vasquez, e J. M. Guerrero, “An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 93, p. 201–214, out. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.05.013.
- [6] N. G. Hingorani, “High Power Electronics and flexible AC Transmission System”, *IEEE Power Engineering Review*, vol. 8, nº 7, p. 3–4, jul. 1988, doi: 10.1109/MPER.1988.590799.
- [7] M. Gupta, V. Kumar, G. K. Banerjee, e N. K. Sharma, “Mitigating Congestion in a Power System and Role of FACTS Devices”, *Advances in Electrical Engineering*, 2017. <https://www.hindawi.com/journals/aee/2017/4862428/> (acessado 6 de dezembro de 2018).
- [8] N. G. Hingorani, “Flexible AC transmission”, *IEEE Spectrum*, vol. 30, nº 4, p. 40–45, abr. 1993, doi: 10.1109/6.206621.
- [9] Imdadullah, S. M. Amrr, M. S. J. Asghar, I. Ashraf, e M. Meraj, “A Comprehensive Review of Power Flow Controllers in Interconnected Power System Networks”, *IEEE Access*, vol. 8, p. 18036–18063, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2968461.
- [10] F. Z. Peng, “Flexible AC Transmission Systems (FACTS) and Resilient AC Distribution Systems (RACDS) in Smart Grid”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, nº 11, p. 2099–2115, nov. 2017, doi: 10.1109/JPROC.2017.2714022.
- [11] B. Tamimi e C. A. Cañizares, “Modeling and Application of Hybrid Power Flow Controller in Distribution Systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, nº 6, p. 2673–2682, dez. 2018, doi: 10.1109/TPWRD.2018.2862153.
- [12] B. Tamimi, C. Cañizares, e C. Battistelli, “Hybrid Power Flow Controller Steady-State Modeling, Control, and Practical Application”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, nº 2, p. 1483–1492, mar. 2017, doi: 10.1109/TPWRS.2016.2587770.

- [13] R. P. Kandula *et al.*, “Design considerations and experimental results for a 12.47-kV 3-phase 1 MVA power router”, em *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, set. 2015, p. 5000–5007. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310365.
- [14] H. Chen, A. R. Iyer, R. G. Harley, e D. Divan, “Dynamic Grid Power Routing Using Controllable Network Transformers (CNTs) With Decoupled Closed-Loop Controller”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, nº 3, p. 2361–2372, maio 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2379917.
- [15] H. Chen, A. Iyer, R. Harley, e D. Divan, “Decoupled closed-loop power flow control for the controllable network transformers (CNT)”, em *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, mar. 2014, p. 2148–2155. doi: 10.1109/APEC.2014.6803603.
- [16] A. Prasai, R. P. Kandula, R. Moghe, T. Heidel, C. Schauder, e D. Divan, “Compact dynamic phase angle regulator for power flow control”, em *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, set. 2015, p. 4985–4992. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310363.
- [17] M. Saradarzadeh, S. Farhangi, J. L. Schanen, P.-O. Jeannin, e D. Frey, “Application of cascaded H-bridge distribution-static synchronous series compensator in electrical distribution system power flow control”, *IET Power Electronics*, vol. 5, nº 9, p. 1660–1675, nov. 2012, doi: 10.1049/iet-pel.2012.0087.
- [18] M. Saradarzadeh, S. Farhangi, J. L. Schanen, P. -o. Jeannin, e D. Frey, “Combination of power flow controller and short-circuit limiter in distribution electrical network using a cascaded H-bridge distribution-static synchronous series compensator”, *Transmission Distribution IET Generation*, vol. 6, nº 11, p. 1121–1131, nov. 2012, doi: 10.1049/iet-gtd.2012.0199.
- [19] E. Bashar *et al.*, “A New Protection Scheme for an SSSC in an MV Network by Using a Varistor and Thyristors”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 36, nº 1, p. 102–113, fev. 2021, doi: 10.1109/TPWRD.2020.2982512.
- [20] S. Hebal, D. Mehta, S. Harous, e M. Dhriyyef, “Hybrid Energy Routing Approach for Energy Internet”, *Energies*, vol. 14, nº 9, Art. nº 9, jan. 2021, doi: 10.3390/en14092579.
- [21] V. Ilea *et al.*, “Voltage Control Methodologies in Active Distribution Networks”, *Energies*, vol. 13, nº 12, Art. nº 12, jan. 2020, doi: 10.3390/en13123293.
- [22] B. M. Weedy, B. J. Cory, N. Jenkins, J. B. Ekanayake, e G. Strbac, *Electric Power Systems*, 5 edition. Chichester, West Sussex, UK: Wiley, 2012.
- [23] J. Alcalá, V. Cárdenas, A. Aganza, J. Gudiño-Lau, e S. Charre, “The Performance of the BTB-VSC for Active Power Balancing, Reactive Power Compensation and Current Harmonic Filtering in the Interconnected Systems”, *Energies*, vol. 13, nº 4, Art. nº 4, jan. 2020, doi: 10.3390/en13040831.
- [24] F. Jiang, Y. Li, C. Tu, Q. Guo, e H. Li, “A review of series voltage source converter with fault current limiting function”, *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 4, nº 1, p. 36–44, mar. 2018, doi: 10.23919/CJEE.2018.8327369.
- [25] G. Pinheiro *et al.*, *COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA BLOQUEIO HARMÔNICO UTILIZANDO UM FILTRO ATIVO SÉRIE EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO*. 2019.

- [26] L. Gyugyi, C. D. Schauder, e K. K. Sen, "Static Synchronous Series Compensator: A Solid-State Approach to the Series Compensation of Transmission Lines", *IEEE Power Engineering Review*, vol. 17, nº 1, p. 62–62, jan. 1997, doi: 10.1109/MPER.1997.560708.
- [27] B. S. Rigby e R. G. Harley, "Resonant characteristics of inverter-based transmission line series compensators", em *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Record. (Cat. No.99CH36321)*, jul. 1999, vol. 1, p. 412–417 vol.1. doi: 10.1109/PESC.1999.789038.
- [28] W. Qiao, R. G. Harley, e G. K. Venayagamoorthy, *A fault-tolerant P-Q decoupled control scheme for static synchronous series compensator*. doi: 10.1109/PES.2006.1709260.
- [29] N. G. Hingorani, "High Power Electronics and flexible AC Transmission System", *IEEE Power Engineering Review*, vol. 8, nº 7, p. 3–4, jul. 1988, doi: 10.1109/MPER.1988.590799.
- [30] N. G. Hingorani, "Flexible AC transmission", *IEEE Spectrum*, vol. 30, nº 4, p. 40–45, abr. 1993, doi: 10.1109/6.206621.
- [31] N. G. Hingorani e L. Gyugyi, *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, 1st Edition. New York: Wiley-IEEE Press, 1999.
- [32] M. Eremia, C.-C. Liu, e A.-A. Edris, Orgs., *Advanced Solutions in Power Systems: HVDC, FACTS, and Artificial Intelligence*, 1 edition. Wiley-IEEE Press, 2016.
- [33] M. Saradarzadeh, S. Farhangi, J. L. Schanen, P.-O. Jeannin, e D. Frey, "The benefits of looping a radial distribution system with a power flow controller", em *2010 IEEE International Conference on Power and Energy*, nov. 2010, p. 723–728. doi: 10.1109/PECON.2010.5697674.
- [34] J. M. Bloemink e T. C. Green, "Benefits of Distribution-Level Power Electronics for Supporting Distributed Generation Growth", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, nº 2, p. 911–919, abr. 2013, doi: 10.1109/TPWRD.2012.2232313.
- [35] A. Sepehr, M. Saradarzadeh, e S. Farhangi, "Short-Switch Fault Ride-Through and Post-Fault Reconfiguration Strategy for a Static Synchronous Series Compensator Based on Cascaded H-Bridge Multilevel Converter", *The Modares Journal of Electrical Engineering*, vol. 15, nº 3, p. 1–8, nov. 2015.
- [36] I. Zhang, M. L. Crow, Z. Yang, e S. Chen, "The steady state characteristics of an SSSC integrated with energy storage", *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37194)*, 2001, doi: 10.1109/PESW.2001.917271.
- [37] M. A. Sayed e T. Takeshita, "All Nodes Voltage Regulation and Line Loss Minimization in Loop Distribution Systems Using UPFC", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 6, p. 1694–1703, jun. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2090048.
- [38] J. M. Cano, J. G. Norniella, C. H. Rojas, G. A. Orcajo, e J. Jatskevich, "Application of loop power flow controllers for power demand optimization at industrial customer sites", em *2015 IEEE Power Energy Society General Meeting*, jul. 2015, p. 1–5. doi: 10.1109/PESGM.2015.7285766.
- [39] N. Okada, "A method to determine the distributed control setting of looping devices for active distribution systems", em *2009 IEEE Bucharest PowerTech*, jun. 2009, p. 1–6. doi: 10.1109/PTC.2009.5281982.

- [40] N. Okada, M. Takasaki, H. Sakai, e S. Katoh, "Development of a 6.6 kV - 1 MVA Transformerless Loop Balance Controller", em *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, jun. 2007, p. 1087–1091. doi: 10.1109/PESC.2007.4342144.
- [41] N. Okada, "Autonomous loop power flow control for distribution system", em *Seventh International Conference on AC and DC Transmission*, London, UK, 2001, vol. 2001, p. 150–155. doi: 10.1049/cp:20010534.
- [42] X. Xing, J. Lin, C. Wan, e Y. Song, "Model Predictive Control of LPC-Looped Active Distribution Network With High Penetration of Distributed Generation", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, n° 3, p. 1051–1063, jul. 2017, doi: 10.1109/TSTE.2016.2647259.
- [43] L. Wang, S. Feng, e F. Shi, "Risk analysis of closing loop operation based on the main and distribution network integration", em *2012 China International Conference on Electricity Distribution*, set. 2012, p. 1–4. doi: 10.1109/CICED.2012.6508558.
- [44] M. A. Sayed e T. Takeshita, "Line Loss Minimization in Isolated Substations and Multiple Loop Distribution Systems Using the UPFC", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 11, p. 5813–5822, nov. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2301833.
- [45] N. Yousefpoor, B. Parkhideh, A. Azidehak, S. Bhattacharya, e B. Fardanesh, "Modular Transformer Converter-Based Convertible Static Transmission Controller for Transmission Grid Management", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 12, p. 6293–6306, dez. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2302014.
- [46] B. Shperling, J. Sun, e S. Bhattacharya, *Power flow control on 345 kV lines with the 200 MVA convertible static compensator*. doi: 10.1109/PTC.2005.4524832.
- [47] J. Sun *et al.*, "Operating characteristics of the convertible static compensator on the 345 kV network", em *IEEE PES Power Systems Conference and Exposition, 2004.*, out. 2004, p. 732–738 vol.2. doi: 10.1109/PSCE.2004.1397740.
- [48] N. Yousefpoor, B. Parkhideh, A. Azidehak, e S. Bhattacharya, "Convertible static transmission controller (CSTC) system model validation by controller hardware-in-the-loop-simulation", em *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, set. 2014, p. 2960–2966. doi: 10.1109/ECCE.2014.6953801.
- [49] Y. Zhang, G. Lu, W. A. Khan, Y. Zhang, e Q. Zhu, "Direct Power Flow Controller—A New Concept in Power Transmission", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n° 2, p. 2067–2076, fev. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2920423.
- [50] S. Bacha, D. Frey, J. L. Schanen, E. Lepelleter, P. O. Jeannin, e R. Caire, "Short-circuit limitation thanks to a series connected VSC", em *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, fev. 2008, p. 1938–1945. doi: 10.1109/APEC.2008.4522993.
- [51] M. Farmad, S. Farhangi, S. Afsharnia, e G. B. Gharehpetian, "Modelling and simulation of voltage source converter-based interphase power controller as fault-current limiter and power flow controller", *Transmission Distribution IET Generation*, vol. 5, n° 11, p. 1132–1140, nov. 2011, doi: 10.1049/iet-gtd.2011.0031.
- [52] R. Wu, "Improve the Flexibility of Power Distribution Network by Using Back-to-back Voltage Source Converter", phd, University of Warwick, 2018. Acessado: 3 de

- fevereiro de 2021. [Online]. Disponível em:  
<http://webcat.warwick.ac.uk/record=b3438563~S15>
- [53] M. Eremia, *Electric power system: Electric networks*. Editura Academiei Române, 2006.
- [54] A. Ghulomzoda *et al.*, "Recloser-Based Decentralized Control of the Grid with Distributed Generation in the Lahsh District of the Rasht Grid in Tajikistan, Central Asia", *Energies*, vol. 13, nº 14, Art. nº 14, jan. 2020, doi: 10.3390/en13143673.
- [55] M.-C. Dinh *et al.*, "Suggestion of a New Protection Scheme for a Transmission System Equipped with a Thyristor-Controlled Series Capacitor", *Energies*, vol. 12, nº 12, Art. nº 12, jan. 2019, doi: 10.3390/en12122250.
- [56] M. Eremia, Y. H. Song, e N. Hatziargyriou, *Electric power systems. Vol. 1, Vol. 1.*, Bucureşti: Editura Academiei Române, 2006.
- [57] B. K. Bose, *Power Electronics in Renewable Energy Systems and Smart Grid: Technology and Applications*, Edição: 1. Wiley-IEEE Press, 2019.
- [58] D. Das, *Electrical Power Systems*. New Delhi: New Age International Publisher, 2006.
- [59] C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, B. K. Bose, e S. U. Ahn, "A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, nº 11, p. 3814–3821, nov. 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2040554.
- [60] R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. Borges da Silva, e G. Lambert-Torres, "Smart Impedance: A New Way to Look at Hybrid Filters", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, nº 2, p. 837–846, mar. 2016, doi: 10.1109/TSG.2015.2466613.

# Apêndices

---

# Apêndice A – Técnica de Controle 1

Este apêndice apresenta na Figura 55 o sistema de controle de corrente juntamente com o sistema elétrico envolvido para uma melhor representação. Nessa técnica é necessário a entrada das referências de corrente ativa e reativa desejadas para transferência de potência entre os ramais.

Este diagrama representa também os pontos onde são realizadas as medições usadas neste algoritmo de controle, sendo  $V_1$  a tensão utilizada para sincronismo com o PLL e a corrente  $I_T$  utilizada para realimentação do sistema de controle de corrente que é convertida para variáveis contínuas  $i_d$  e  $i_q$  através do uso da MSRF.

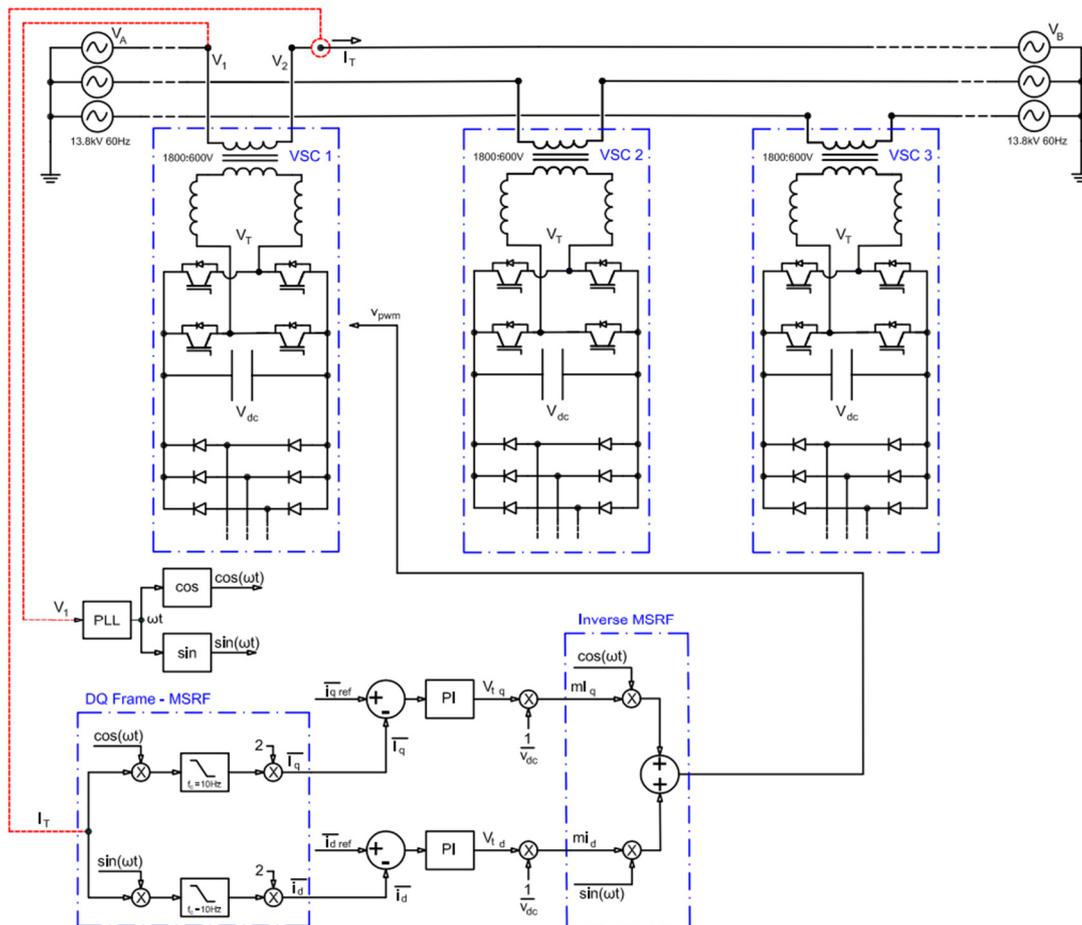


Figura 55. Diagrama de blocos do controle de corrente

## Apêndice B – Técnica de Controle 2

O apêndice B representa de forma detalhada do sistema de controle que utiliza a diferença CA das tensões terminais, que é convertida com a MSRF para definir uma queda de tensão fixa ou um curto entre os ramos interligados pelo conversor. A Figura 56 mostra o diagrama de blocos de controle e os pontos de medição utilizados nessa estratégia.

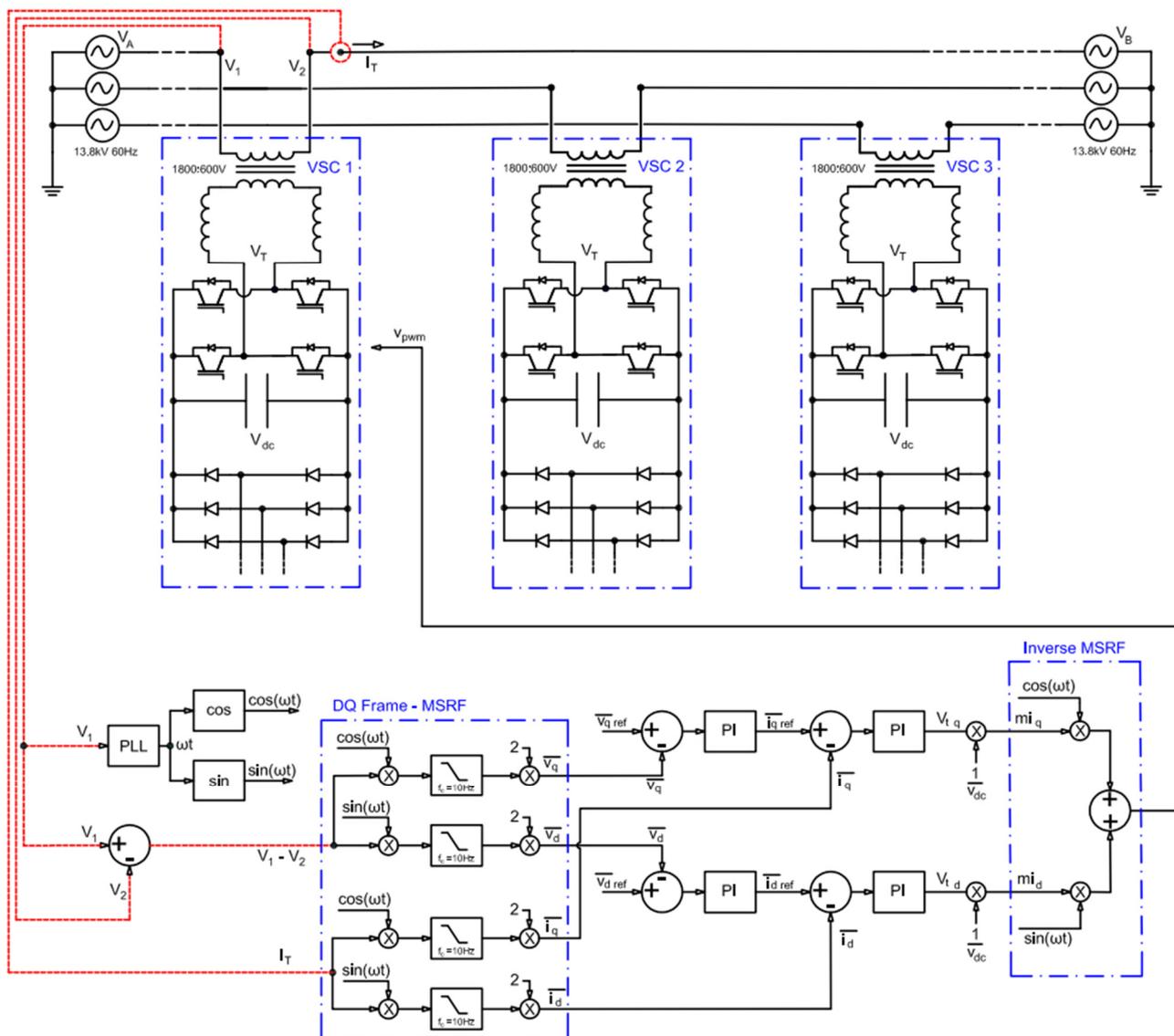


Figura 56. Diagrama de blocos do algoritmo de controle de tensão pela diferença CA das tensões terminais

# Apêndice C – Técnica de Controle 3

O apêndice C representa de forma detalhada o sistema de controle 2 e a instrumentação aplicada neste algoritmo, o qual utiliza o módulo da diferença das tensões terminais  $V_1$  e  $V_2$  para manipular a corrente ou a potência ativa a ser transferida, buscando, a referência zero dessa diferença de tensão de forma dinâmica. Esta técnica também é baseada na MSRF conforme detalhado na Figura 57.

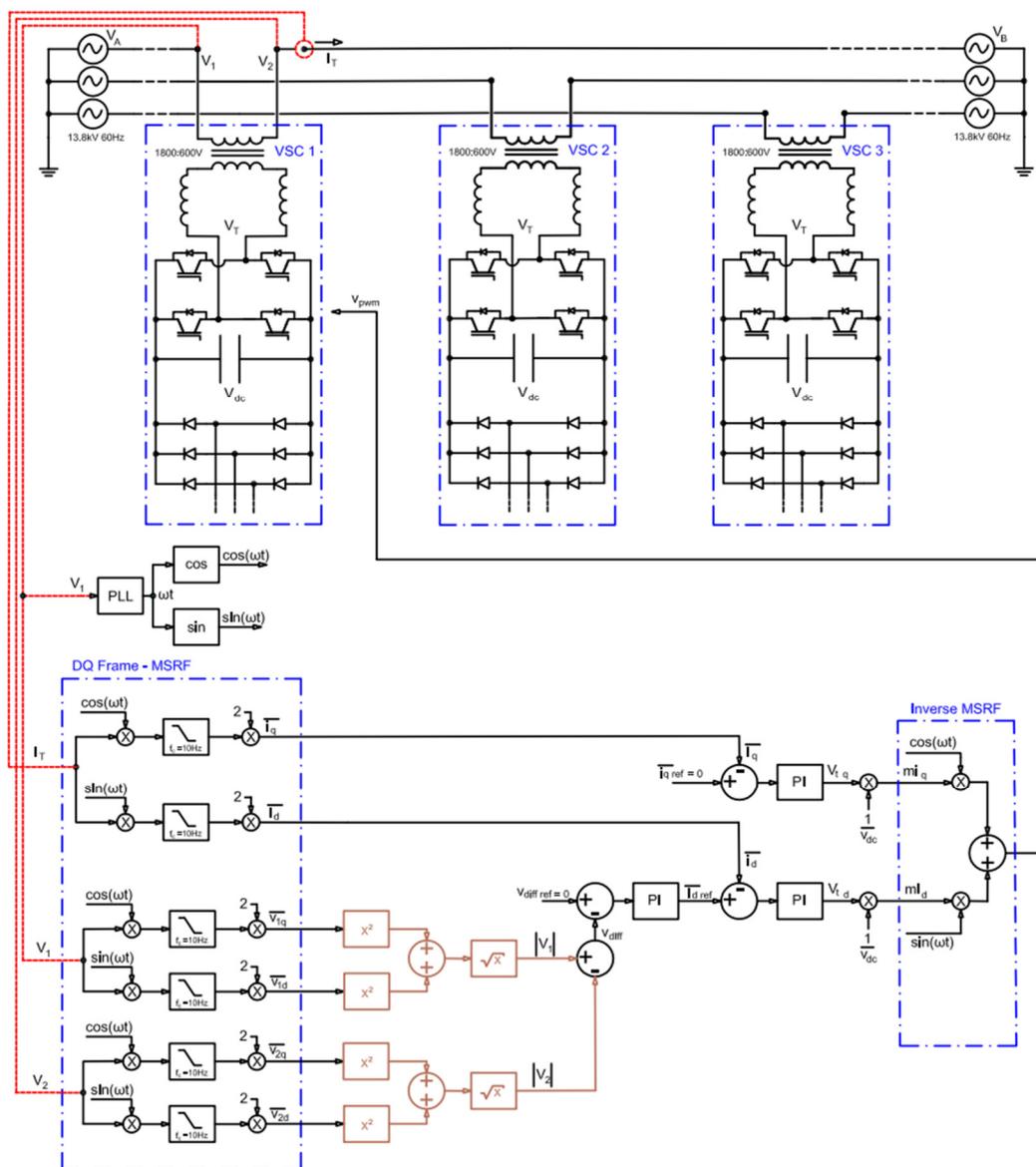


Figura 57. Diagrama de blocos do controle pelo módulo da diferença das tensões terminais

# Apêndice D – Técnica de Controle 4 - Isolação Harmônica

O diagrama de blocos do algoritmo de isolamento harmônica é apresentado em detalhes na Figura 58. Este algoritmo é apresentado juntamente com o algoritmo de controle 1 (controle de corrente). Ele contempla a extração do conteúdo harmônico (remoção da componente fundamental) da corrente utilizando a MSRF que depois fornece o sinal extraído ao controlador proporcional ressonante não ideal. Nesta figura o PR implementado realiza a compensação do 3º, 5º, 7º e 11º harmônicos, fazendo a função de interligar os ramos e transferir a potência puramente na frequência fundamental (60 Hz) sem que as distorções presentes em um ramal se propaguem para o outro.

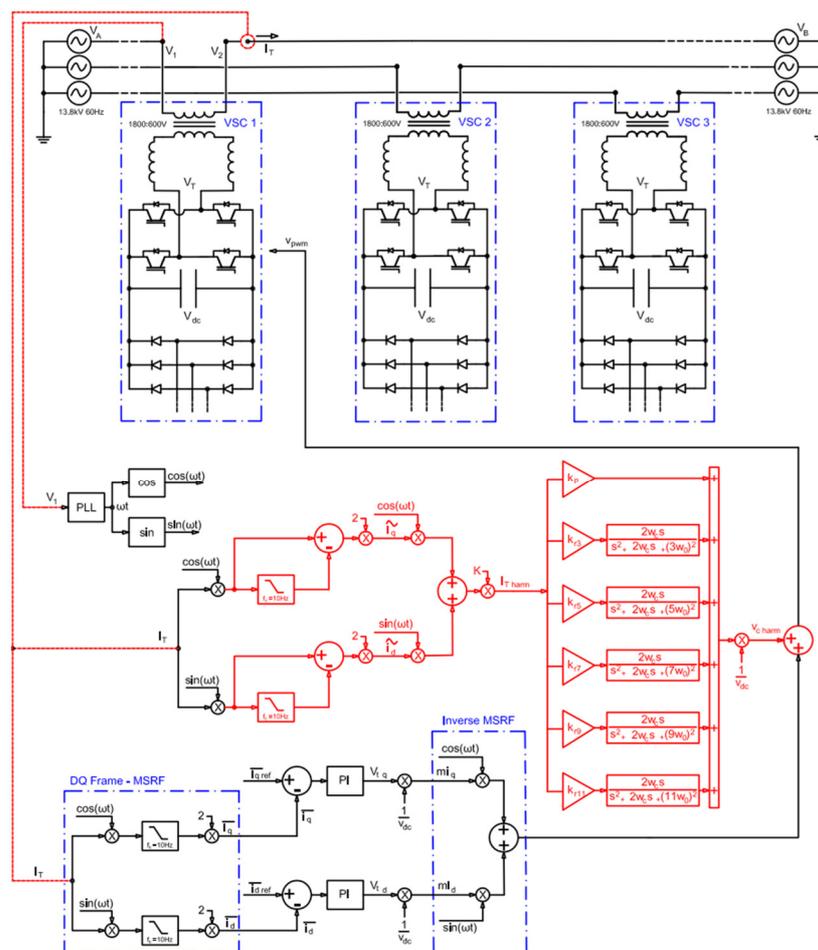


Figura 58. Diagrama de blocos do controle de corrente com isolamento harmônico usando a MSRF e o controlador proporcional ressonante

# Apêndice E – Diagrama Geral de Campo

Um esquemático detalhado da implementação de todo o sistema do VSC série é apresentado na Figura 59. Neste diagrama tem-se todos os circuitos externos ao painel fornecendo uma visão geral do sistema instalado em laboratório e em campo. Ele contempla toda a instrumentação, para-raios, chaves faca-fusível e um detalhe da alimentação auxiliar que é fornecida por um dos ramais interconectados.

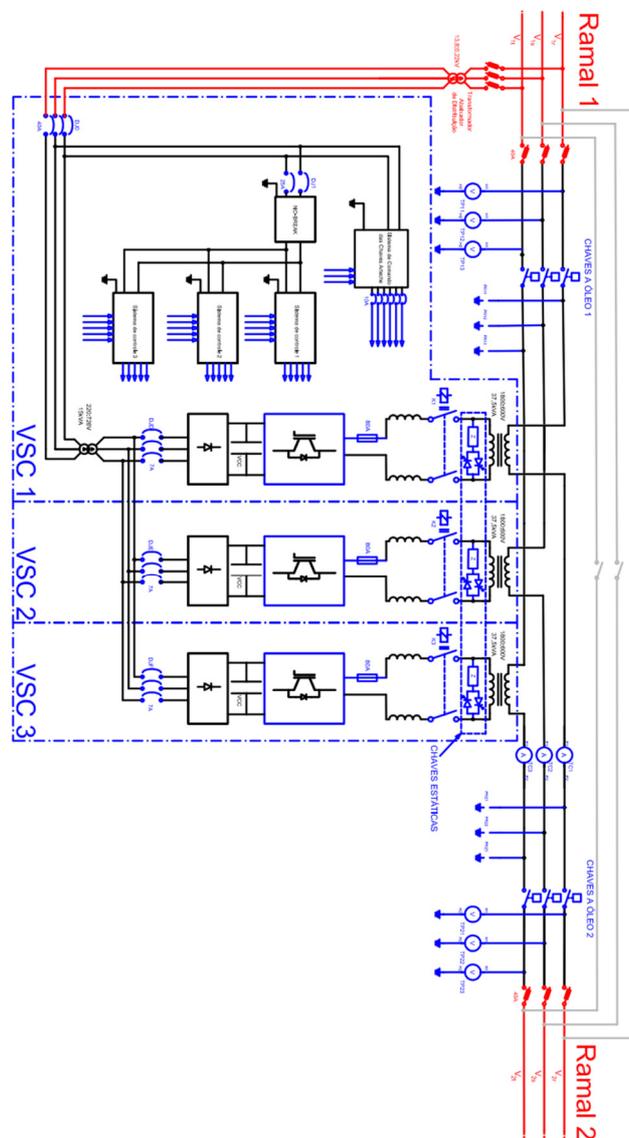


Figura 59. Diagrama detalhado com os circuitos da instalação em campo

# Apêndice F – Instrumentação e *Hardware*

---

Neste apêndice será apresentada a estrutura física do VSC implementado neste trabalho, com isso pode-se ter uma visão geral das dimensões físicas do sistema.

Serão mostrados também detalhes da configuração da instrumentação e condicionamento de sinais utilizada nas realimentações, que são os sinais utilizados nos controladores propostos.

## *F.1- Sistema de Instrumentação e Hardware*

Os detalhes do sistema de comando e instrumentação são detalhados no fluxograma da Figura 60 e da Figura 61. Uma breve descrição indicando os componentes envolvidos no sistema são descritos abaixo.

Os sistemas de controle independentes baseados em DSP para cada fase (CS-A), (CS-B) e (CS-C) permitem controlar cada conversor monofásico (PH1),(PH2) e (PH3) através da leitura das tensões medidas pelos transformadores de potencial (TP1) e (TP2) e pelos transformadores de corrente (TC).

Estes conversores CC / CA (PH1), (PH2) e (PH3), são do tipo VSC e utilizam IGBTs para realizar o chaveamento por modulação por largura de pulso ('*PWM*') na frequência de 10kHz formando em sua saída um sinal senoidal na frequência de 60Hz.

Conforme indicado no Figura 60, todo o sistema envolvido é composto por um transformador (TRF2) que alimenta retificadores trifásicos não controlados (R1), (R2) e (R3), mantendo uma tensão fixa sobre os capacitores dos conversores CC / CA (PH1), (PH2) e (PH3).

Na saída do conversor, existem indutores para filtragem/alisamento do chaveamento (L1), (L2) e (L3) e contatores (K1), (K2) e (K3) para realizar o acoplamento/manobra à média tensão. Este acoplamento é feito através de transformadores

monofásicos (TRF1) que conectam cada fase do sistema (e.g. fase A do ramal 1 com fase A do ramal 2).

No lado da média tensão, chaves a óleo são operadas remotamente (SEC1) e (SEC2), e as medidas dos dois transformadores de potencial (TP1) e (TP2) e do transformador de corrente (TC) são enviadas aos controladores internos do VSC série sendo (CS-A), (CS-B) e (CS-C) cada ponte H monofásica.

Formado por um sistema modular monofásico (U), (V) e (W), cada conversor possui seu próprio sistema de controle independente, porém com um sistema de intertravamento entre as fases no qual em caso de qualquer anormalidade interna ou em uma das fases, as três fases são removidas do sistema.

De forma autônoma, através das medições de tensão terminal, obtidas pelas leituras dos (TP1) e (TP2), o conversor analisa essas tensões em módulo e ângulo, e decide o sentido do fluxo de potência. Para isso, ele impõe uma tensão que é aplicada por modulação por largura de pulso (PWM) sincronizada com a tensão de um dos lados da rede envolvida.

O sistema de controle de cada fase (CS-A), (CS-B) e (CS-C) composto por um processador digital de sinais, uma placa de comando (PEC1) para entradas e saídas discretas, drives com isolamento galvânica para o chaveamento dos IGBTs, e um sistema de condicionamento/aquisição [(PCV11), (PCV12), (PCV13), (PCA11), (PCA12), (PCA13) e (PCA14)] em tempo real de sinais analógicos recebidos das medições de tensão e de corrente CC e CA de todo o sistema envolvido, medidos por transdutores de efeito hall [(SV11), (SV12), (SV13), (SA11), (SA12), (SA13) e (SA14)].

Assim, calcula-se a diferença CA das tensões terminais medidas por (TP1) e (TP2), obtém-se através da referência síncrona modificada (MSRF) as componentes direta e em quadratura ( $V_d$ ) e ( $V_q$ ) com o objetivo fornecer referência de direção e quantidade a transferir das correntes do medidas pelo (TC) que são transformadas em componentes direta ( $I_d$ ) e em quadratura ( $I_q$ ).

Para tanto, os controladores fornecem sinais contínuos ( $ma_q$ ) e ( $ma_d$ ) que são multiplicados por sinais CA ( $\sin$ ) e ( $\cos$ ) sincronizados através de um algoritmo PLL (*'Phase*

Locked Loop') de ( $V_1$ ) que vem do (TP1) a fim de fornecer uma referência senoidal a modulação (PWM) que é enviada aos conversores (PH1),(PH2) e (PH3).

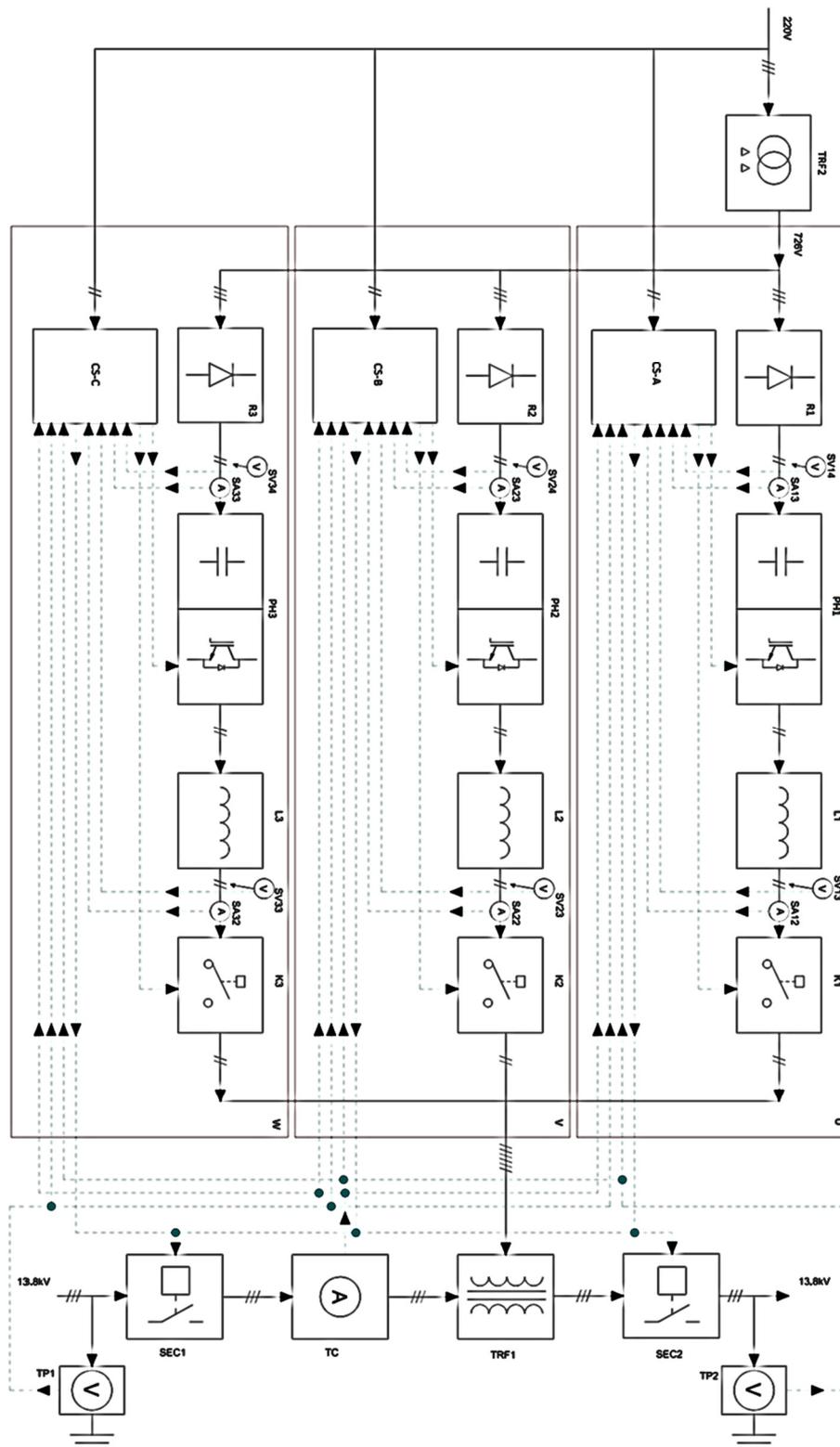


Figura 60. Fluxograma de Instrumentação e Hardware

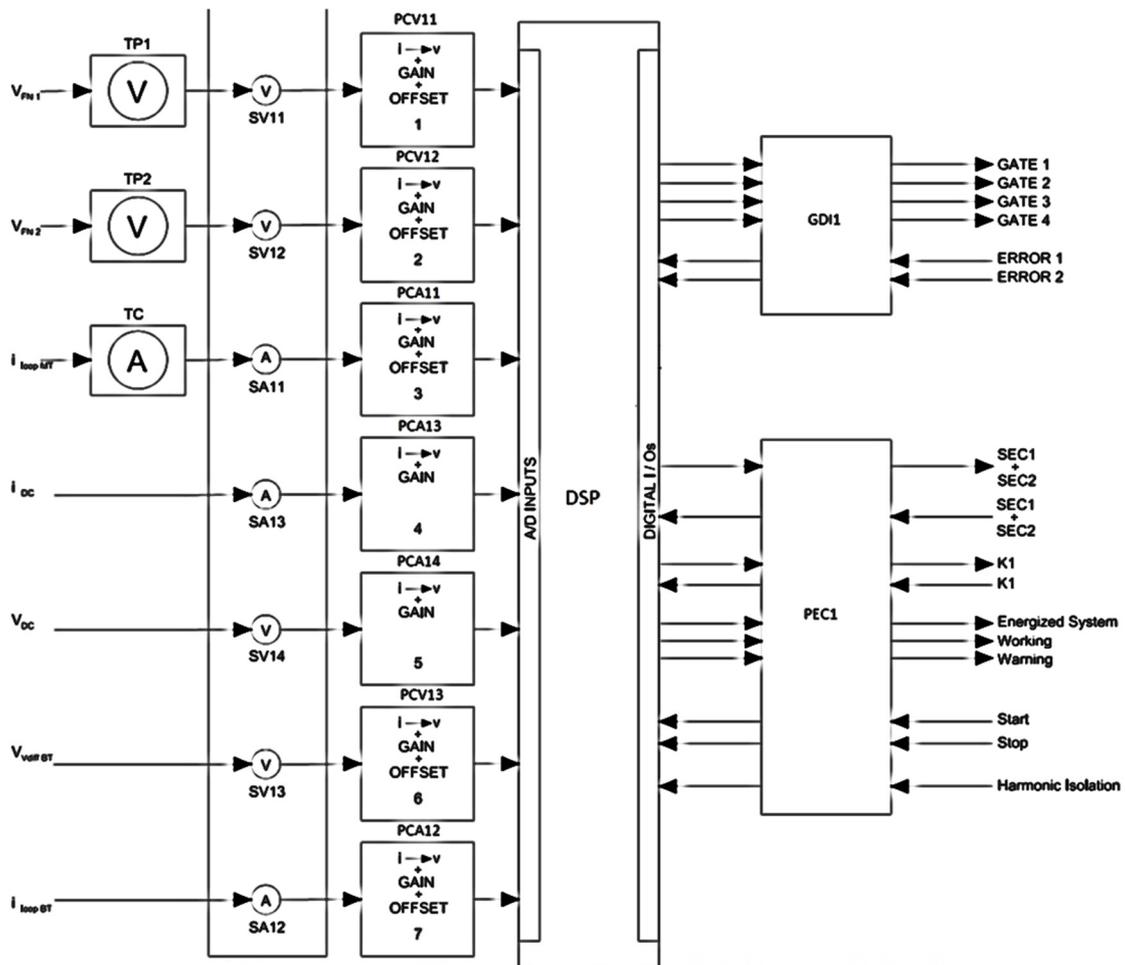


Figura 61. Sistema de comando e Instrumentação

# Apêndice G – Sistema de Comando e Proteção

---

O apêndice G apresenta os detalhes relacionados às implementações para comandar a partida e a parada (Suave) do VSC série através de uma caixa de comando, e para mostrar brevemente detalhes do sistema de proteção proposto, o qual retira (parada forçada) o equipamento em caso de alguma anormalidade, falta ou curto-circuito no sistema de potência.

## *G.1- Procedimento de Partida e Parada*

O procedimento para ligar o equipamento segue o fluxograma apresentado na Figura 64. Após o reconhecimento feito pelo algoritmo, a botoeira liga pode ser acionada (Figura 63), então é realizada a leitura dos estados do disjuntor CC (CH1), do contator do inversor de frequência (CH2), das tensões terminais nos dois ramais e da tensão do *link* CC. Espera-se neste momento da inicialização que o contator do inversor de frequência esteja aberto e que o disjuntor do *link* CC esteja fechado, permitindo que o *link* CC esteja carregado. Caso estas condições sejam confirmadas o procedimento de inicialização continua normalmente, caso contrário, um sinal de alarme é disparado para que situação seja corrigida.

Estando tudo correto com o disjuntor CC e com o contator do inversor de frequência, o valor da tensão do *link* CC é verificado. Esta tensão deverá estar dentro de uma faixa de  $\pm 20\%$  da sua tensão de referência de 1000 V. As tensões terminais dos dois ramais também são verificadas, devendo estar dentro de uma faixa de  $\pm 20\%$  da tensão de fase de referência do ramal ( $V_{fn} = 7967$  V). Caso as tensões terminais dos dois ramais não satisfazem esta condição, o equipamento não entrará em operação. Pois, este nível de tensão, pode exigir que o equipamento trabalhe no controle de um fluxo de potência para o qual ele não foi projetado.

Após essas verificações e a botoeira liga da caixa de comando for acionada sistema durante sua partida ou sua entrada em operação realiza uma entrada segura e progressiva, o que não impacta na dinâmica do sistema que era anteriormente radial evitando atuação das proteções a montante e a jusante da interligação. Ou seja, sendo capaz fechar o loop e impor uma tensão que

não permite o fluxo no início de sua operação, e após alguns segundos os controladores buscam uma condição de transferência de potência que melhore a queda de tensão terminal, em modulo e ângulo sem sobrecarregar um dos ramais envolvidos.

A partida lenta e progressiva utiliza o diagrama da Figura 62 que, após o cálculo da diferença CA das tensões terminais, um algoritmo calcula os índices de modulação  $mi_d$  e  $mi_q$  para que o VSC série imponha uma diferença de tensão que seja igual a diferença CA das tensões presentes naquele momento (tensão de circuito aberto). Desta forma o VSC série entra no sistema sem causar distúrbios e posteriormente alterna para o controle de transferência de potência com o algoritmo de controle 2.

A capacidade do VSC série de impor uma tensão controlada que zere a corrente que passa pelo loop, proporciona que, em uma operação de parada manual (e.g. para manutenção da rede ou uma decisão operacional), as chaves instaladas na média tensão são abertas somente a vazio ou sem corrente (em flutuação) proporcionando aumento da vida útil dessas chaves (parada suave através do botão desliga da caixa de comando Figura 63).

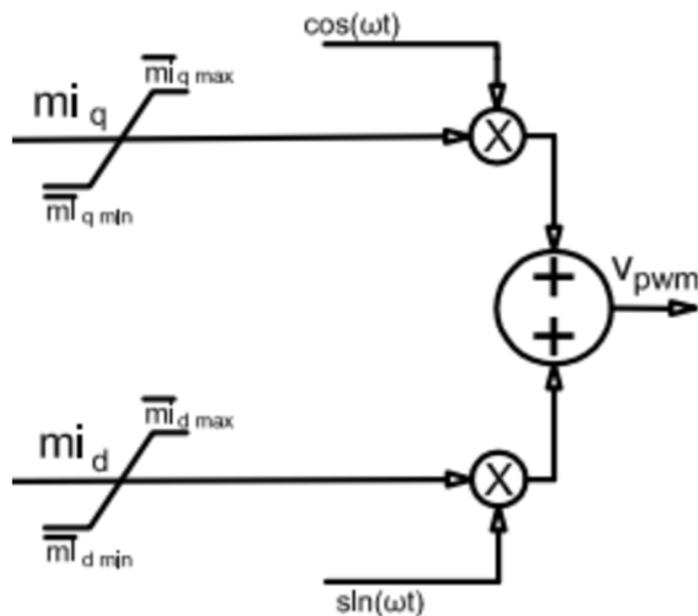


Figura 62. Diagrama de blocos representando na saída a tensão imposta em malha aberta para realização da flutuação.

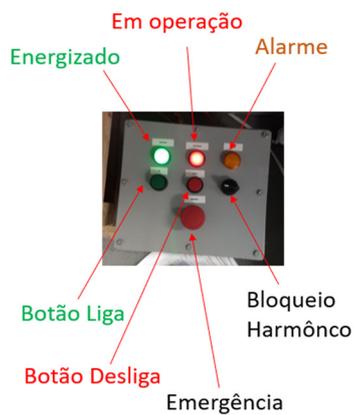


Figura 63. Caixa de Comando

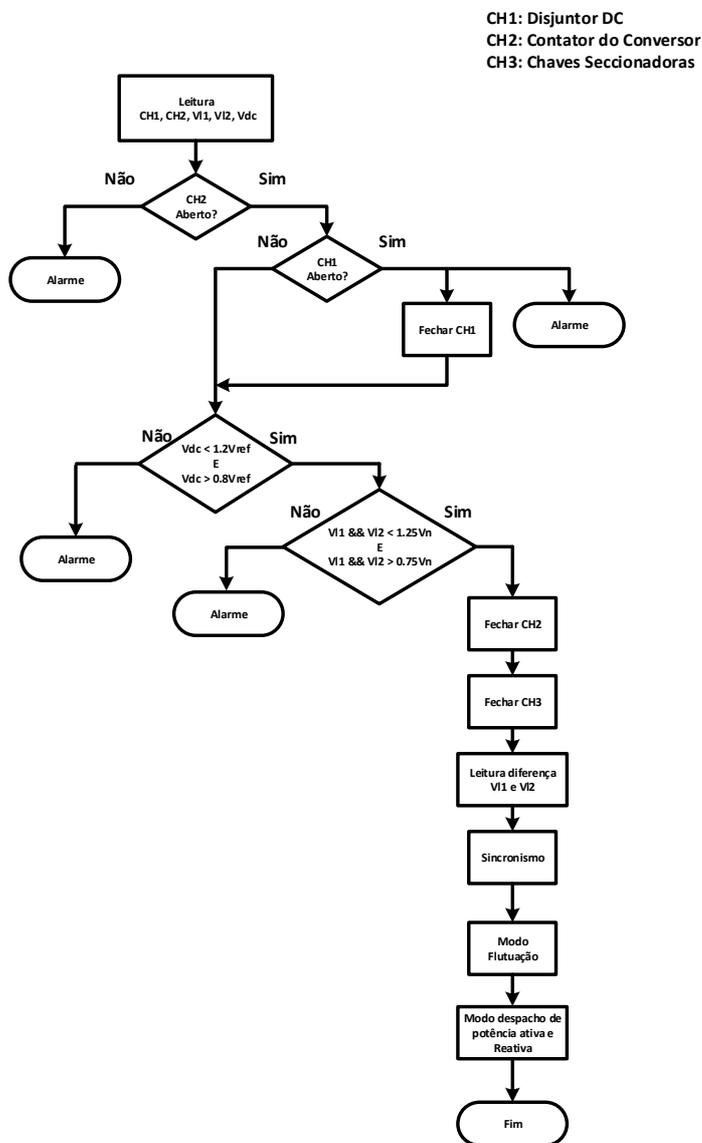


Figura 64. Fluxograma de procedimento de partida e parada

### ***G.3- Sistema de Proteção do VSC série***

No momento de uma falta ou saída de um dos ramais o equipamento deverá ser capaz de detectar esta situação e se desconectar do sistema de distribuição, desfazendo assim o loop. Neste caso, os comandos PWM do inversor são inibidos, o contator que liga o inversor de frequência recebe um comando para sua abertura e a chave estática é acionada para ligar o banco de capacitores nos terminais de baixa tensão do transformador de acoplamento.

A impedância desse banco de capacitores será refletida no lado de alta tensão do transformador, limitando a corrente no loop dentro da faixa nominal definida para a mesma. Protegendo assim, os componentes de eletrônica de potência do equipamento e a própria chave seccionadora que poderá ser aberta sobre corrente nominal. Em seguida, o equipamento pode ser desconectado do sistema de distribuição com segurança através da chave seccionadora. Todo esse processo faz parte da atuação da placa de comando.

### ***G.4- Conclusão***

Como observado nos parágrafos anteriores a placa de comando e o algoritmo de controle do VSC série são os dois principais componentes formadores do sistema de comando. Eles são responsáveis pela leitura de estados de botoeiras, indicação de estados de operação em leds, acionamento de contadores e chaves seccionadoras, além da implementação das ações de proteção do equipamento.

As principais ações de proteção implementadas foram apresentadas buscando uma operação segura do equipamento. Sendo que algumas destas ações fazem uso da estratégia para o controle da corrente no loop, através da entrada em operação da chave estática e do banco de capacitores.

# Anexos

---

# **Anexo A - Artigos Completos Publicados em Periódicos**

---

Article

# Power Flow Control Using Series Voltage Source Converters in Distribution Grids

Guilherme Gonçalves Pinheiro <sup>1,\*</sup>, Carlos Henrique da Silva <sup>2</sup>, Bruno P. B. Guimarães <sup>1</sup>, Robson Bauwelz Gonzatti <sup>1</sup>, Rondineli Rodrigues Pereira <sup>1</sup>, Wilson Cesar Sant'Ana <sup>3</sup>, Germano Lambert-Torres <sup>3,\*</sup> and Joselino Santana-Filho <sup>4</sup>

<sup>1</sup> Institute of Engineering and Information Technology (IESTI), Federal University of Itajuba, Itajuba 37500-903, Brazil; brunoguimara@unifei.edu.br (B.P.B.G.); rbgonzatti@unifei.edu.br (R.B.G.); rondineli@unifei.edu.br (R.R.P.)

<sup>2</sup> Electrical Engineering Department, Federal University of Ouro Preto, Joao Monlevade 35931-008, Brazil; carlos.silva@ufop.edu.br

<sup>3</sup> Gnarus Institute, Itajuba 37500-052, Brazil; wilson\_santana@ieee.org

<sup>4</sup> Engineering Department, EDP Sao Paulo, Sao Paulo 08820-460, Brazil; joselino.filho@edp.com

\* Correspondence: guilhermegpinheiro@unifei.edu.br (G.G.P.); germanoltorres@gmail.com (G.L.-T.)

**Abstract:** This study presents an application for a series VSC (voltage source converter) in distribution grids for power flow management. Series devices have been widely studied for FACTS (flexible AC transmission systems), however, more recently these devices have gained increased interest in applications for loading balance in medium voltage distribution grids. As the number of distributed generation (DG) units increases, increasing the capacity and reliability of distribution grids while maximizing the benefits of installed DGs and loading behavior is an ever more important task. In this paper, we describe a test system and control proposals for a practical application of series converters interconnecting two distribution feeders at 13.8 kV under load variation disturbances. This approach provides solutions when installed at the end of distribution lines by interconnecting two feeders, resulting in capacity increases in the feeders without needing grid reconfigurations using a small-rated series VSC.

**Keywords:** contingency management; meshed grids; resilient AC distribution systems; power routers; smart grids



**Citation:** Pinheiro, G.G.; da Silva, C.H.; Guimarães, B.P.B.; Gonzatti, R.B.; Pereira, R.R.; Sant'Ana, W.C.; Lambert-Torres, G.; Santana-Filho, J. Power Flow Control Using Series Voltage Source Converters in Distribution Grids. *Energies* **2022**, *15*, 3337. <https://doi.org/10.3390/en15093337>

Academic Editor: Ferdinanda Ponci

Received: 11 March 2022

Accepted: 28 April 2022

Published: 4 May 2022

**Publisher's Note:** MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



**Copyright:** © 2022 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

## 1. Introduction

Power quality issues and contingency management techniques have been a constant challenge over the past 30 years for transmission systems and more recently for distribution grids [1–3]. Traditional techniques for mitigating contingencies and balancing loads in power systems include grid reconfigurations, new investments in transmission lines, installing new substations, etc., and have promised reduced technical losses and increased distribution reliability and capacity. However, these are practices that require high-cost investments even though nearby lines sometimes are often idle, while others are overloaded.

Instead of installing new infrastructures to increase capacities and power transfer capabilities [4], power flow manipulation is traditionally achieved using phase-shifting transformers (PSTs) in transmission systems. Modernization using flexible AC transmission systems (FACTS) derived technologies has resulted in changes to traditional methods to improve the capacity of distribution grids. Distribution grid modernization is an essential challenge when seeking to provide more resilient systems as transmission grids are improved. This may include using smart converters, digital protection schemes, or remote operations.

It is known that FACTS allow existing grids to be used closer to their thermal capacities and economic limits, without drawbacks in stability [5], resulting in better energy use. As explained in [6], power electronic solutions for distribution grid applications are technologically analogous to modern FACTS with voltage source converters (VSC) and are known as RACDS (resilient AC distribution systems).

The series VSC of this study is considered an active tool, which can be applied to the smart grid concept. The smart grid concept can be defined as the modernization and use of active tools, with control capabilities and telecommunication architectures, in existing power systems [7]. This allows efficient energy utilization (e.g., in grids with bidirectional power flow as in presence of DGs) when devices are embedded with intelligent algorithms, sometimes controlled autonomously or remotely.

In fully supervised systems, the smart grid philosophy also includes the coordinated use of many types of RACDS devices and ensures improvements in congestion, thus reducing technical losses and the duration and frequency of outages. Furthermore, the authors of [8] consider a smart grid as the better use of devices and sensors spread throughout the grid.

Distribution grids are traditionally designed using radial topology for unidirectional power flow. Nevertheless, the increasing use of distributed renewable energy resources has drawn the attention of researchers to management solutions for smart load flow behavior, thus guaranteeing increases in the capacity and reliability of these types of power systems for solving voltage and overload problems. Nowadays the compensation approach using series converters has spurred innovations in new technologies while creating challenges for solving many power quality drawbacks associated with the increased investment demands in distribution grids.

Series VSCs have been widely investigated in the power electronics fields, like series active power filters, dynamic voltage restorers (DVRs), and static synchronous series compensators (SSSCs). SSSCs inject an independently controlled voltage in quadrature with the line current and can be used for impedance compensation in long transmission lines, and need only reactive power exchanges with the line without a DC source. On the other hand, to have more degrees of freedom and to control both active and reactive power flow with a series compensator in a meshed grid, either energy storage or a path to receive active power from one of the feeders is required.

The main trends in recent research related to solutions for power flow controllers, or power routers, are listed below. References [9,10] present the features and experimental results for meshed grids using unified power flow controllers (UPFCs) applied to distribution systems for reducing technical losses and providing voltage regulation. A study on the benefits of using looping radial distribution systems is discussed in reference [11], where a multilevel cascaded H-bridge series converter connecting feeders from different substations was used. Furthermore, Ref. [12] shows the power system behavior when using closed loops in radial systems for distribution and transmission levels, with analysis considering the loop current path for variances in line impedances.

Reference [13] highlighted challenges and limitations in simulations using additional series converters in short-circuit applications with resonant controllers for medium voltage systems. The drawbacks presented in the study were that the converter needed to impose a voltage at the nominal value in the grid. Furthermore, Ref. [14] presented a technique for turning off the IGBTs (i.e., using freewheeling diodes) during a short circuit and thus, blocking the current flowing through the interconnection during a fault, and Ref. [15] presented a simulation for a series converter to substitute the phase shift transformers to control the power flow and mitigate short circuiting.

A multilevel cascaded H-bridge converter called a distribution static synchronous series compensator (DSSSC) was presented in [16], along with the simulation results for a case study at 20 kV. The study also presented the experimental low-voltage results and offered proposals for control strategies. References [17,18] presented topologies for

series AC-AC converters, called controllable network transformers (CNTs) and the authors of [19,20] presented a compact dynamic phase angle regulator (CD-PAR).

A hybrid solution is presented in [21,22], using a series-series VSC topology with a shunt variable capacitor for transmission and distribution systems. These publications present simulations and selectable control modes for each system behavior and propose an optimal dispatch algorithm for power flow control.

References [23,24] comment on loop power flow controllers and propose a back-to-back (BTB) converter for a case study for a 6.6 kV level distribution voltage. Additionally, Refs. [25,26] present an autonomous control technique for power flow controllers that tracks the best power transfer to minimize losses using information from terminal voltages with a BTB converter.

About the presented AC-AC converters, Ref. [26] presented drawbacks for a series VSC solution emphasizing fault sensitive problems and the limited lifetime of the DC-link capacitance, and thus propose a buck-type AC-AC converter called a direct power flow controller.

Back-to-back converters interconnected to distribution feeders seem to be the best alternative for this type of application [27], i.e., this equipment makes use of PQ power transfer between the feeders, resulting in reactive compensation, consequently improving the terminal voltage and in general improving the overall power quality. However, this bulky solution is complex and more costly than series VSCs because full-rated multilevel converters for making the interconnections are needed, e.g., for a 1 MVA power transfer, two 1 MVA DC-AC converters are needed.

One should note that distribution grids do not have a large variation in the phase angle difference between close feeders when they come from the same main source [28]. Distribution lines are relatively short compared to transmission systems. Instead of using a back-to-back converter, a small-rated series VSC could provide a low-cost approach because only a fraction of the system voltage is needed for loading flow manipulation, even though this approach is not as flexible as the BTB converter [29].

Furthermore, these solutions can balance power between the future distribution of meshed feeders, and consequently improve power quality, while reducing technical losses. In [28], their application demonstrates that any changes in the power flow through any grid lead to improvements in the reactive power requirements from the main generators.

The approach allows radial distribution grids to be converted into meshed grids. This results in a controlled and secured way of improving operation in real time and during contingencies. Series devices have fewer commercial applications than shunt devices (not as effective for flow control), and in many cases, the series VSC alone can provide features for effective loading balance management [6]. Additionally, series VSC is more vulnerable to fault currents [30,31]. The biggest challenge when inserting a series converter into an electrical system is that it must be able to make smart decisions or be removed and protected in case of either a short circuit or a power outage.

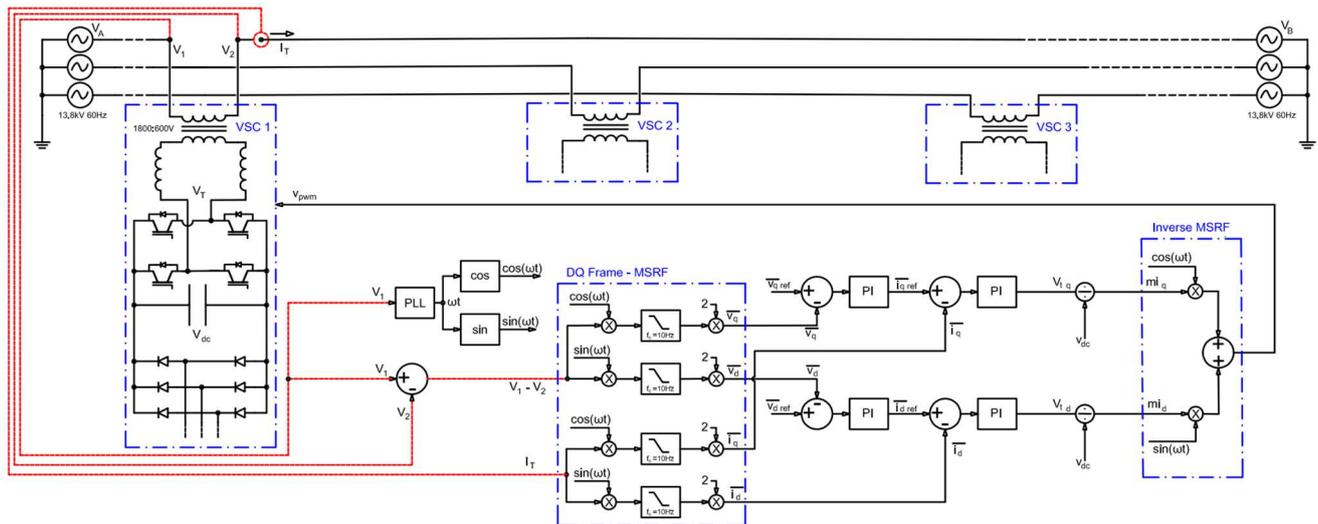
This work demonstrates a solution of an active tool that contributes to independent control and transfer of active and reactive powers between distribution feeders. Instead of the use of a bulky back-to-back converter, the small-rated series VSC can be a low-cost solution for the same application. Figure 1 shows the topology of the developed series real-time power flow controller that was built and applied in a 13.8 kV test system. The control system, based on the MSRF (modified synchronous reference frame), was implemented in a TMS320F28335 DSP (digital signal processor).

The power circuit comprises an IGBT-based H-bridge converter connected in series with the distribution lines using a coupling transformer with a diode rectifier supplying the DC-link for each phase. Every phase has its own controller and power circuit, resulting in a modular design that can be arranged for a single or three-phase system. The proposed topology can perform:

1. Bidirectional active power transfer;
2. Bidirectional reactive power transfer;

3. Voltage imbalance;
4. Harmonic isolation;
5. Protection scheme.

Several applications of the proposed system can be mentioned, although not covered completely in this publication due to lack of space. Regarding the embedded protection scheme, the solution can quickly protect the converter in surges (over-voltages and over-currents) using a thyristor-based system that removes the converter during either a fault or an outage, which will be presented and detailed in a future publication.



**Figure 1.** Modular three-phase series VSC connecting two feeders and the control system.

With respect to the harmonic isolation feature, the proposed series VSC could provide improvements in power quality as shown in [32]. The converter is also a series active power filter that can harmonically isolate both feeders, keeping the system, from the harmonic point of view, as it was before the interconnection. This is achieved by transferring power between the interconnected feeders exclusively at the fundamental frequency, providing improvements in terminal voltage profiles. Still, this feature is not the main focus of the present article.

In presence of renewable energies or DGs, fluctuations of terminal voltages are commonly caused by the varying active power injected by DGs at the end of long feeders. In this scenario, the equipment can use the power generated by renewables for better active power distribution between feeders, consequently providing mitigation of the voltage fluctuations and over-voltages.

Another application is for reactive power control in situations where there are fixed capacitor banks installed in some of the feeders. The excess of reactive power from existing capacitor banks can be transferred to another branch that is interconnected by the converter, where, at certain times, there is a need for reactive compensation.

Moreover, as distribution systems are unbalanced, the series VSC is composed of three single-phase converters and every phase has its own controller and power circuit (based on the MSRF technique applied in independent single-phase converters), which provides the features for voltage unbalance mitigation.

Thus, focusing on both active and reactive power transfer, this paper provides contributions on modeling fundamentals, control proposals, and the practical results for a series VSC used in 13.8 kV laboratory and field tests.

Furthermore, the next sections show firstly the discussion about the problem formulation and operating challenges regarding the use of series converters application in distribution grids. Finally, it presents the control system and experimental results.

## 2. Formulation of the Problem

This section will highlight some relevant aspects regarding the strategic changes from a radial to a meshed distribution grid by permanently interconnecting two feeders at the end of their lines, based on reference [28].

Traditionally, distribution grids do not operate in a permanent loop or ring. Figure 2 shows a typical distribution system. A well-known operating procedure commonly used in distribution grids is when two feeders are connected in parallel (indicated in Figure 2 as a normally open switch) for a short time and one of the feeders is removed at the beginning. This is an operating procedure used for maintenance, and it interrupts only a small section of the whole system. This operating procedure is a momentary reconfiguration that prevents many loads from not being supplied for long periods during strategic operations or maintenance.

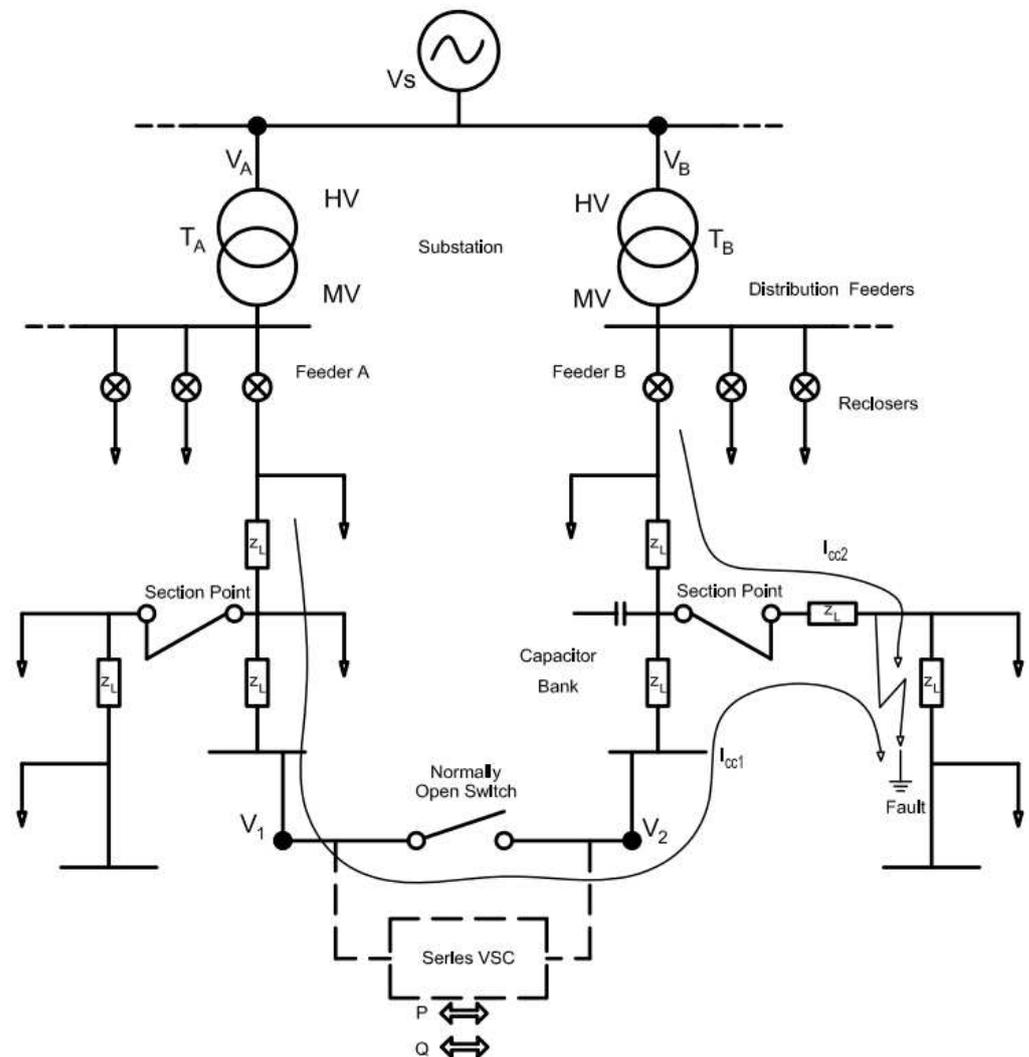


Figure 2. Typical distribution system.

Distribution systems are commonly radial and overhead. In some cases, the normally open switch (Figure 2) represents a backup source for reducing interruption times. A strategic rule for ensuring reliability is that at least two feeders at each consumption point are needed [28]. However, nearby lines are sometimes nearly empty while others are overloaded.

Furthermore, it is common to use reclosers installed at strategic places in distribution systems, sometimes using remote command, to prevent long outages at critical loads when maintenance is needed and/or fault conditions occur. It is well known that distribution

lines have a small phase rotation [28,33], since it comes from the same main voltage source, and since it has the same configuration as the substation's step-down transformers, allowing one to permanently operate this system in a meshed configuration. Nevertheless, the impact on the short-circuit level does not allow for a permanent grid reconfiguration this way.

Figure 2 shows the flow of short-circuit currents. Depending on the location of the fault during a phase-to-ground short circuit, the voltage over the converter can reach grid-rated voltage values, which requires an effective protection system for a small-rated topology.

It should be noted that for meshed grids the short-circuit currents flow from both feeders, and this current in the indicated section point can be more damaging (i.e.,  $I_{cc} = I_{cc1} + I_{cc2}$ ) for local protections. Through the interconnected ring (location of the installed converter) the short-circuit currents do not rise like they do in the indicated fault section point. Therefore, in terms of protection, this condition is less damaging to the series converter than at the section point. Regarding the short-circuit behavior, a series converter may be applied with an appropriate protection scheme, as in [31,34].

In distribution systems, it is common to use a series of step-up transformers for relatively long distribution lines to compensate for distance voltage drops. In the same way, capacitors are applied for reactive power compensation even knowing that the reactive power flow is less effective in distribution lines than in transmission systems for voltage improvements.

Reactive power flows are effective in transmission due to the high  $X/R$  ratio. In distribution systems, the  $X/R$  ratio is close to a unity value, and the best place for reactive power injection is close to the loads. Thus, in distribution systems the power factor correction helps alleviate the VAR flow, which increases the ability of circuits to transport more active power.

Furthermore, it is known that the system stability concept is the ability to remain in stable operating conditions (acceptable voltages and power flow) even after a small (dynamic stability) or large disturbance (transient stability). During large disturbances, as explained above, the protection scheme removes the converter from the system and both feeders return to the radial configuration. With respect to the dynamic stability issues, the typical phase difference between the feeders where the proposed solution may be installed is small (about 3 to 5 degrees) and the small-rated low-voltage converter is able to impose a voltage to P&Q manipulation up to 11 degrees i.e., the converter's power rating is a small fraction of the power transfer capacity which reduces the capacity of operation during large disturbances. This phase angle difference is a value far away from the system stability limit, which is 90 degrees [35]. Since the purpose of this equipment is to manipulate power only during relatively small disturbances, the converter will always operate in a stable range without reaching the dynamic stability limits. In addition, the results presented show the behavior of the converter during load disturbances, which showed that after load variations (demonstrating amplitude and angle variations during the converter operation), the system returns to stable conditions, proving its behavior within the stability margins.

Finally, the series converter can be installed to replace (or in parallel to) the *normally open switch*, indicated in Figure 2, and can provide real-time active and reactive power flow control, providing load balance between feeders, voltage profile improvements, increased load capacity, and allowing for distribution grids to be automated.

### 3. Modelling

To analyze the distribution system that will apply a series converter, one must define a coherent dynamic representation. For large systems, it is common to use iterative methods for solving the load flow, especially in meshed grids. In distribution systems, distributed parameters or pi-sections modeling is not needed for short distances less than 80 km. Thus, one approach for this modeling can be achieved with a series impedance ( $R + jX$ ), and shunt conductance can be disregarded [28].

For dynamic representation, the equations that describe the dynamics of the system can be linearized for analysis even if the power system formulation is nonlinear. The next subsections will present the system representation using the impedance method and will emphasize the relationship between the system model and the control blocks of the VSC presented in Figure 1.

In a hypothetical situation, the analysis starts with two radial feeders that can be interconnected at the ends of the distribution lines, as shown in Figure 2, with each impedance for each section/node. Terminal voltages  $V_1$  and  $V_2$  represent the loop interconnections.

If we are not interested in the load flow behavior and the values of each voltage node in this system, it is possible to obtain an equivalent representation, as shown in Figure 3, using Thevenin’s representation for each distribution feeder, where  $V_A$  and  $V_B$  are the main feeder voltage sources,  $T_A$  and  $T_B$  are the main step-down transformers,  $Z_{L1}$  and  $Z_{L2}$  are the distribution line impedances,  $Z_1$  and  $Z_2$  are load impedances,  $L_{F1}$  and  $L_{F2}$  are the converter switching filter inductances,  $T_S$  is the coupling transformer, and  $C_{dc}$  is the series converter DC-link capacitance.  $V_1$ ,  $V_2$ , and  $V_T$  are the terminal voltages and the converter’s imposed voltages, respectively.

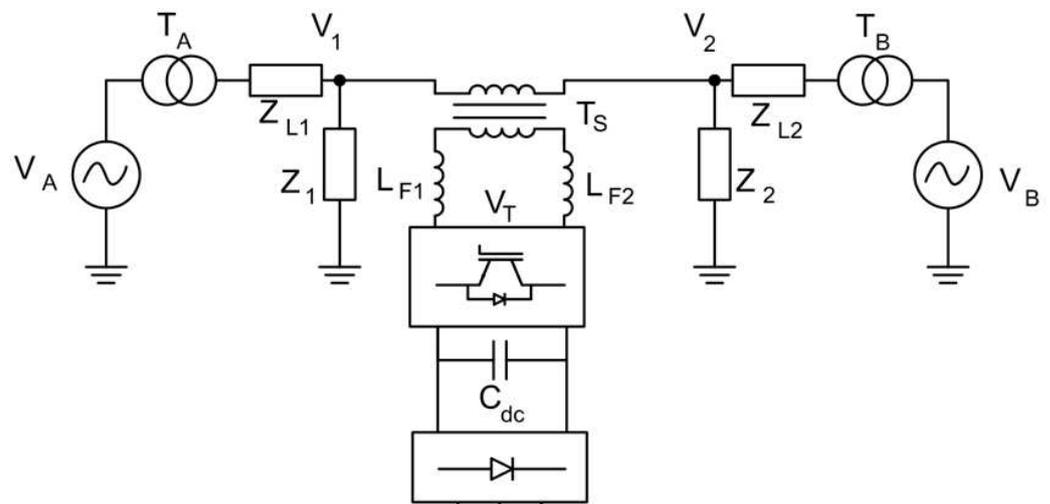


Figure 3. Simplified distribution power system with the series VSC.

Since the converter DC-link has a fixed voltage, as it is maintained by a three-phase diode rectifier connected to one of the feeders (Figure 1), the VSC series can be represented by a controlled AC voltage source, as shown in Figure 4. Figure 4 also shows the conversion to equivalent impedances of the main step-down transformers ( $Z_{TA}$  and  $Z_{TB}$ ), the filter inductances ( $Z_{F1}$  and  $Z_{F2}$ ), and the coupling transformer equivalent impedances ( $Z_{S1}$  and  $Z_{S2}$ ).

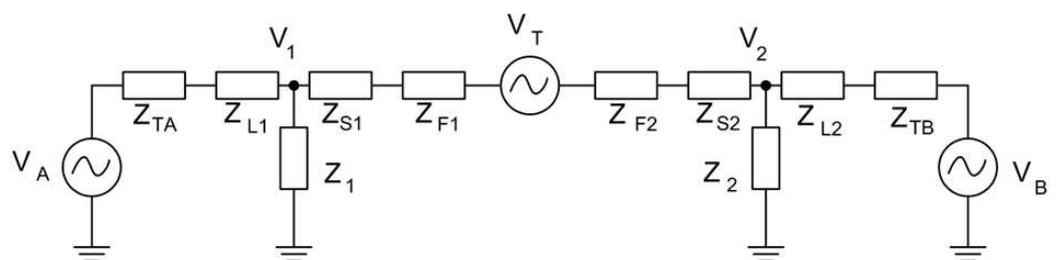
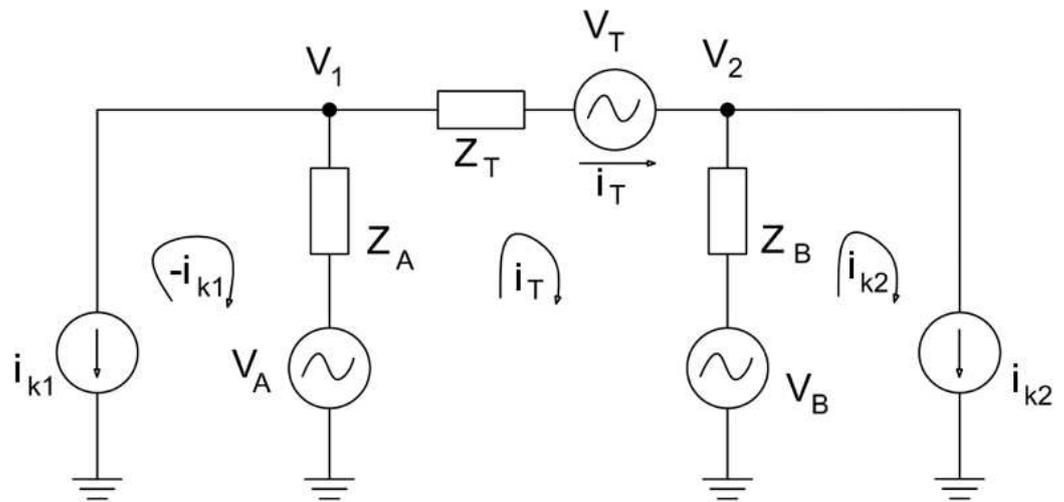


Figure 4. Model considering all system parameters.

The simplified representation can be derived from Figure 5 with the loads represented as current sources ( $i_{k1}$  and  $i_{k2}$ ) as a function of the terminal voltages  $V_1$  and  $V_2$  and the load impedances (i.e.,  $i_{k1} = V_1/Z_1$  and  $i_{k2} = V_2/Z_2$ ). Additionally, the equivalent transformer

models can be added to the line parameters for further simplification. Figure 5 shows the reduced model where  $Z_A = Z_{L1} + Z_{TA}$ ,  $Z_B = Z_{L2} + Z_{TB}$  and  $Z_T = Z_{S1} + Z_{F1} + Z_{S1} + Z_{F2}$ .



**Figure 5.** VSC controlled voltage source representation with loads as current sources.

The simplified model of the system and the load behavior provides terminal voltage variations where the controllers should track and compensate for the voltage difference. Therefore, modeling depends on the voltages in the feeders, the line parameters, the coupling transformer parameters, and the filter inductances of the series VSC.

Thus, one must know the current  $I_T$  and the behavior of the terminal voltage difference  $V_1 - V_2$  under load variance disturbances to model the system as seen by the converter.

From Figure 5, Equation (1) presents the model for the series converter on the AC side as follows:

$$i_{k1}Z_A + I_T(Z_A + Z_B + Z_T) - i_{k2}Z_B = V_A - V_B + V_T \quad (1)$$

Then, the current flowing through loop  $I_T$  is derived in (2) as a function of the imposed voltage of the converter. The voltage drop, the loop impedance, or the power transfer between nodes  $V_1$  and  $V_2$  should be adjusted electronically by the converter controllers.

$$I_T = \frac{V_A - V_B + V_T - i_{k1}Z_A + i_{k2}Z_B}{Z_A + Z_B + Z_T} \quad (2)$$

Considering that there is no significant amplitude or phase difference in the main feeders (since they come from the same HV source) their voltage difference can be disregarded, so,

$$V_A - V_B = 0 \quad (3)$$

resulting in Equation (4),

$$I_T = \frac{V_T - i_{k1}Z_A + i_{k2}Z_B}{Z_A + Z_B + Z_T} \quad (4)$$

which can be rewritten as (5)

$$I_T = \underbrace{\frac{V_T}{Z_A + Z_B + Z_T}}_a - \underbrace{\frac{i_{k1}Z_A}{Z_A + Z_B + Z_T}}_b + \underbrace{\frac{i_{k2}Z_B}{Z_A + Z_B + Z_T}}_c \quad (5)$$

From (5) we have three transfer functions. The first represents the imposed voltage influence of the series VSC (a). The second (b) and third (c) terms represent the disturbances in  $I_T$  caused by the load variances ( $i_{k1}$  and  $i_{k2}$ ), as shown in Figure 6.

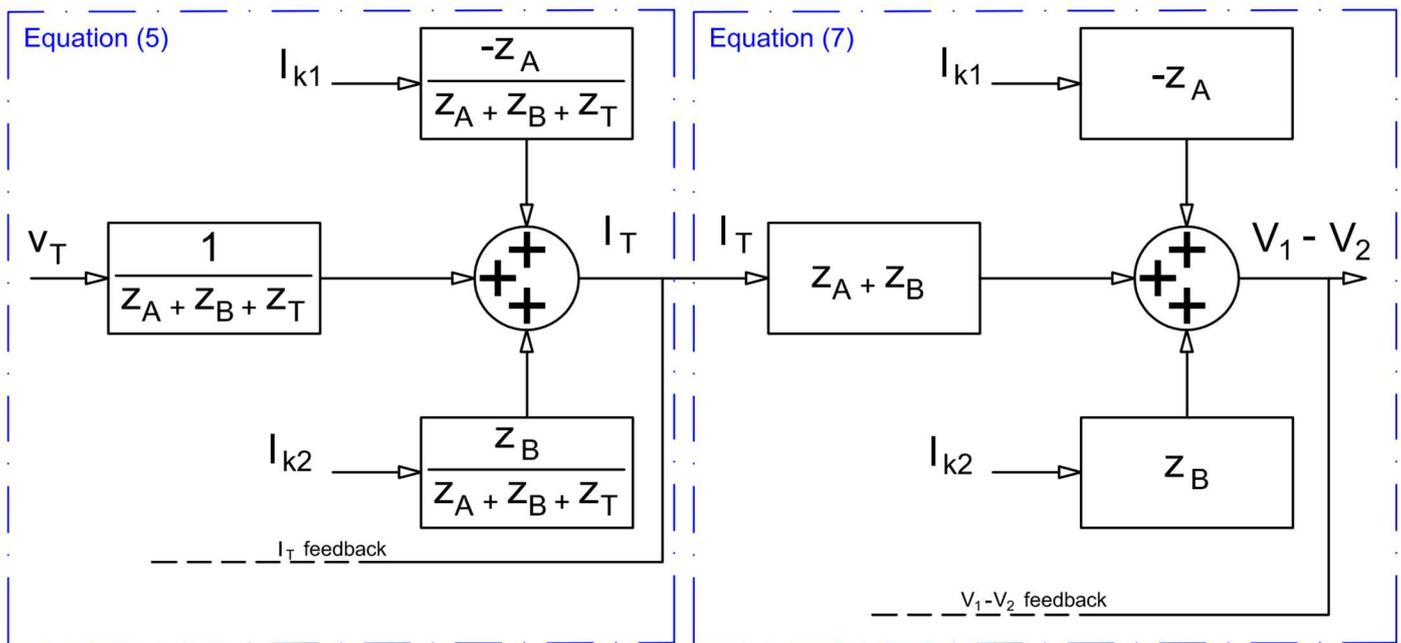


Figure 6. Complete system representation used in the controllers with load disturbances.

To model the complete system that will be controlled with the cascaded P.I. controllers from Figure 1, one must know the behavior of the terminal voltage difference  $V_1 - V_2$ . So, Equation (6) can be derived from the converter branch of Figure 5,

$$V_1 - V_2 = V_T - I_T Z_T \tag{6}$$

using (4) and (6), we have,

$$V_1 - V_2 = I_T(Z_A + Z_B) + I_{k1}Z_A - I_{k2}Z_B \tag{7}$$

From (7), the block diagram representation is derived in Figure 6. Equation (7) is the relation  $(V_1 - V_2)/I_T$  symbolizing the current flowing through loop ( $I_T$ ) as a function of the terminal voltage difference ( $V_1 - V_2$ ) also considering the load variance as disturbances (Figure 6).

Figure 6 shows the complete system representation seen by the controllers with the load disturbances that include both connected system representations.

Using the Laplace transform, the relationship  $I_T/V_T$  and  $(V_1 - V_2)/I_T$  can be derived in (8) and (9) from Equations (4) and (7) (disregarding the load disturbance parameters). Equations (8) and (9) describe the dynamics of the system using the proposed control strategy.

The load impedances are much higher than the line impedances, and in part, the load behavior does not cause influences in the control tuning. Disregarding the disturbances in the load behavior, the main transfer functions that represent the system dynamics using the series converter can be derived.

$$\frac{I_T}{V_T} = \frac{1}{(L_A + L_B + L_T)s + (R_A + R_B + R_T)} \tag{8}$$

$$\frac{V_1 - V_2}{I_T} = (L_A + L_B)s + (R_A + R_B) \tag{9}$$

#### 4. Control

The proposed control strategy uses the  $I_T$  current and the voltage difference  $V_1 - V_2$  as feedback variables. The proposed converter controller is based on the MSRF [36] technique, as presented in Figure 1, and the AC system variables are converted into continuous

variables ( $V_d$  and  $V_q$  for  $V_1 - V_2$ ) and ( $i_d$  and  $i_q$  for  $I_T$  for the feedback, synchronized with  $V_1$  (by the MSRF-PLL [36]), to be used in the cascaded PI controllers (for  $d$  and  $q$  axis).

When there are load variance disturbances, the voltage above the converter rises, and the controllers track the voltage difference by transferring the current between both feeders to improve the best voltage profile.

Typical distribution line impedances ( $Z_A$  and  $Z_B$ ) are more than two times the impedance of the  $L$  filter of the converter and the coupling transformer equivalent impedance  $Z_T$  for the proposed small-rated converter. Thus, the control dynamics are strongly dependent on the line parameters. Additionally, the greater the  $X/R$  line ratio, the greater the coupling of variables  $i_d$  and  $i_q$ . In this case, an additional decoupling technique is needed.

It should be noted that (8) and (9) are first-order transfer functions and the system models previously presented must be converted to a DQ-frame to be analyzed in the P.I.-based controllers.

The main control strategy (current control) is shown in Figure 7, which alone can choose the desired power transfer. Thus,  $i_d$  and  $i_q$  are the active and reactive currents, respectively. The current control (derived from Figure 1) composed of two P.I. controllers that track the current transfer ( $i_d$  and  $i_q$ ) is compared to the reference values ( $i_{dref}$  and  $i_{qref}$ ) generating the control signals (modulation indexes ( $mi_d$  and  $mi_q$ ), which are multiplied by unity vectors  $\sin(\omega t)$  and  $\cos(\omega t)$  that are added to provide the voltage reference signal  $V_{pwm}$  for the unipolar PWM. Furthermore, the outputs from the P.I. controllers (of the current controllers) have saturation limiters ( $mi_{qmin}$ ,  $mi_{qmax}$ ,  $mi_{dmin}$ , and  $mi_{dmax}$ ) defined between +1 and  $-1$ . The current reference values also have limiters ( $i_{drefmin}$ ,  $i_{drefmax}$ ,  $i_{qrefmin}$ , and  $i_{qrefmax}$ ) which are defined based on the converter's power rating.

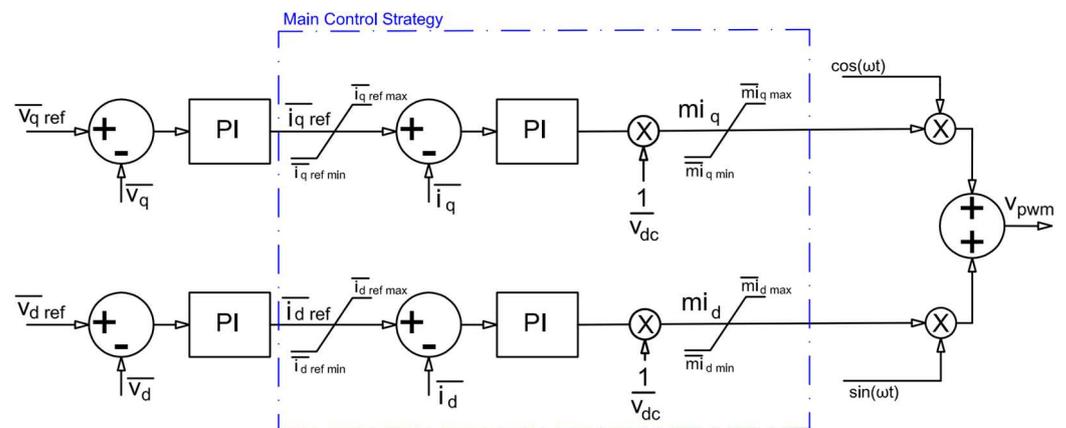


Figure 7. Control strategy.

The outer control loops (voltage control) of Figure 7 are used to track the desired terminal voltage difference ( $V_1 - V_2$ ), also obtained using MSRF by generating the current references ( $i_{dref}$  and  $i_{qref}$ ) comparing  $V_d$  and  $V_q$  with the desired reference values  $V_{dref}$  and  $V_{qref}$ .

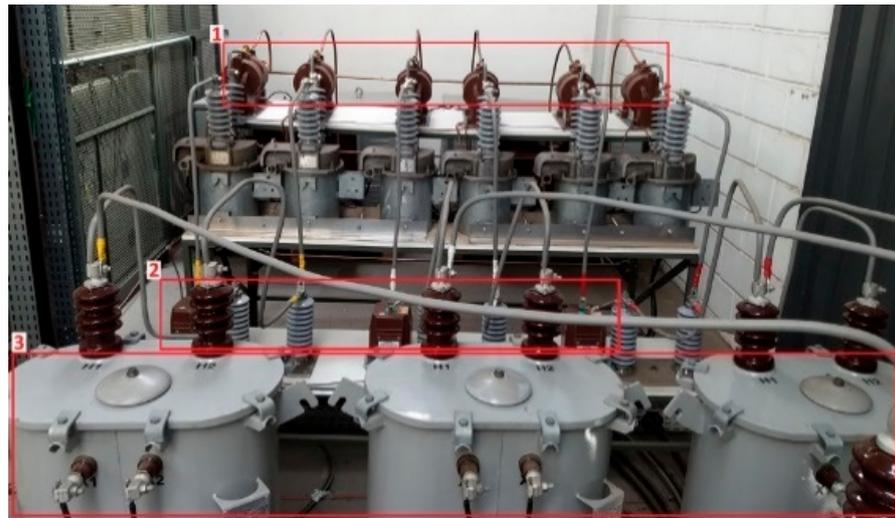
This control strategy can be used to maintain either a fixed voltage drop at the interconnection point, a fixed series impedance, or to track a zero impedance using the terminal voltage difference references  $V_{dref}$  and  $V_{qref}$ . The current control P.I. gains are set to be faster than the voltage control in Figure 7.

The modeling method and the MSRF-based control strategy presented in this study can be used as a basis for alternative control purposes, which can be either expanded or changed. For example, one can use impedance compensation, harmonic isolation, voltage restoring, decoupling, SSR mitigation, system identification, techniques, etc., depending on the purpose of each implementation.

When lines of both feeders have similar impedance values, the best choice for the control is to track the zero impedance or the zero voltage drop at the interconnection point provided by the current transfer between them.

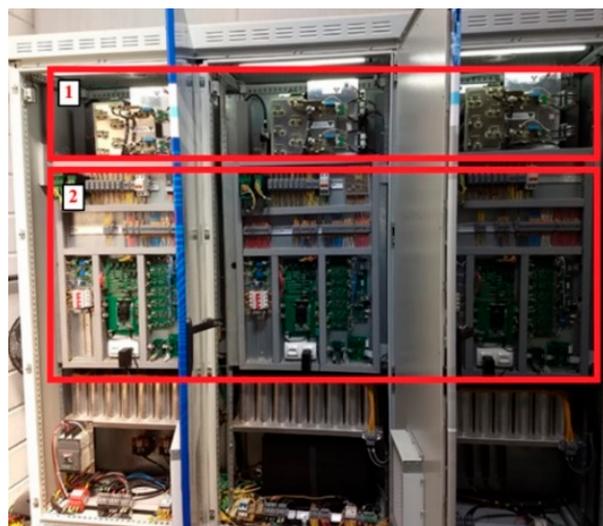
## 5. Prototype

Figure 8 shows a picture from the Medium Voltage Laboratory. The series VSC tests used voltage transformers (VTs, #1), current transformers (CTs, #2), and coupling transformers (#3).



**Figure 8.** Medium voltage laboratory used in the tests.

Figure 9 shows a picture of the internal electronics composed of three single-phase full-bridge converters (indicated as #1). Basically, this equipment comprises 3 single-phase 37.5 kVA 3:1 coupling transformers, and three independent full-bridge DC-AC converters, with a 500 kVA power transfer capacity.



**Figure 9.** Inner electronics of the series VSC.

Figure 9 also shows the #2 control system, which includes Hall effect transducers, relay command PCB (printed circuit board), a DSP TMS320F28335, analog signal conditioners, and IGBT drivers. Figure 10 shows a picture of the series VSC prototype in a field installation with a view of the developed prototype under test.



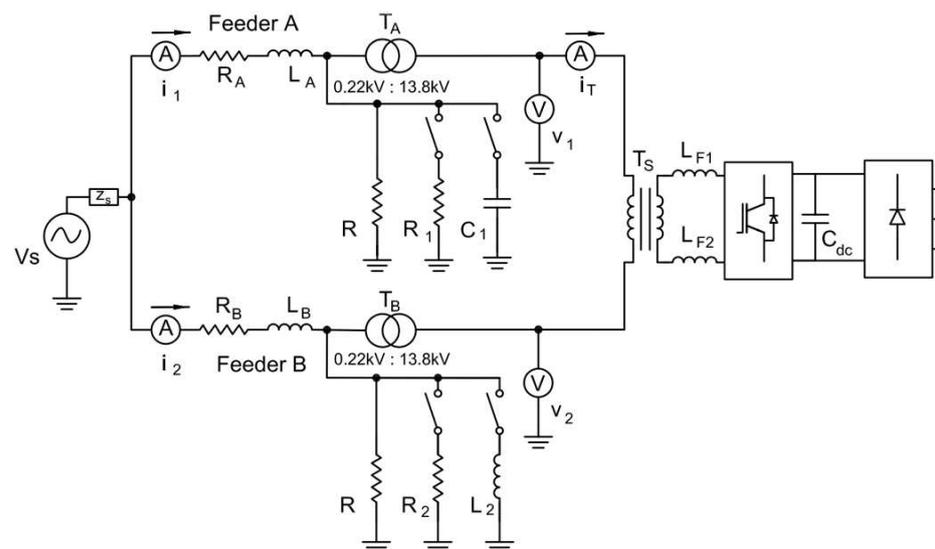
**Figure 10.** Developed three-phase series converter in outdoor installation—13.8 kV field test.

## 6. Experimental and Simulation Results

This section presents the results for two situations:

1. Tests performed in a three-phase 13.8 kV substation laboratory together with simulation results;
2. Field tests performed in an actual 13.8 kV distribution grid.

The laboratory tests were performed twice, first in a radial configuration, without the series VSC, and then in a meshed configuration, with the series VSC manipulating the power flow, as shown in Figure 11. Additionally, the simulation results will be presented with the same control tuning parameters and the same power system parameters for comparison, using the Matlab<sup>®</sup> software (version 2019b, licensed for UNIFEI at Itajuba, Brazil).



**Figure 11.** Single-line laboratory test setup diagram.

Figure 11 shows the performed lab test in which the line impedances on the low-voltage side ( $R_A$ ,  $L_A$ ,  $R_B$ , and  $L_B$ ), the step-up transformers ( $T_A$  and  $T_B$ ), and the test loads ( $R$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ , and  $L_2$ ) with the series VSC interconnecting both ends of the feeders using a coupling transformer  $T_S$ . As shown in Figure 1, each phase of the series VSC comprises a

three-phase diode rectifier, a DC-link capacitor ( $C_{dc}$ ), a low-voltage IGBT-based H-bridge, and an inductive switching filter ( $L_{F1}$  and  $L_{F2}$ ).

The results will present measurements from the beginning of both feeders (using  $V_s$ ,  $i_1$ , and  $i_2$  from Figure 11) and from terminal voltages  $V_1$  and  $V_2$ . Additionally, the terminal voltage  $V_1$  and the transferred current  $I_T$ , will be used to show the P&Q transfer between the feeders. The measurements were made using power quality meters (Fluke 435) and the sampling period was every 0.5 s. Additionally, the load transitions were performed every 3 min. Table 1 shows the parameters of the converter, the lines, and the loads used in the lab experimental results.

**Table 1.** Test setup.

Feeders	Three-Phase Loads	Converters
$R_A = 0.6 \Omega$	$R_1 = 12 \Omega$	$L_{F1} = 250 \mu\text{H}$
$L_A = 530 \mu\text{H}$	$R_2 = 12 \Omega$	$L_{F2} = 250 \mu\text{H}$
$R_B = 0.5 \Omega$	$C_1 = 7 \text{ kVAr}$	$C_{dc} = 6666 \mu\text{F}$
$L_B = 530 \mu\text{H}$	$L_2 = 12 \text{ kVAr}$	
	$R = 12 \text{ kW}$	

In addition, the simulation results will show the behavior of the system in a meshed configuration with the series VSC operation. Furthermore, for less computational effort, the simulation load transitions were performed every 15 s resulting in a 60 s simulation test.

The data for the transformers used in the test setup are presented in Table 2. Respectively,  $T_A$ ,  $T_B$ , and  $T_S$  are the step-up transformers and the coupling transformer.

**Table 2.** Transformer setup.

Transformer Data	Z%	$r_1$	$x_1$	$r_2$	$x_2$
$T_A, T_B$ 66.0 kVA 0.22:13.8 kV	6%	0.013	0.043	51.15	168.6
$T_S$ 37.5 kVA 600:1800 V	5.3%	0.06	0.26	0.54	2.34

Table 3 shows the gains of the P.I. controllers defined by the control strategy.

**Table 3.** Control setup.

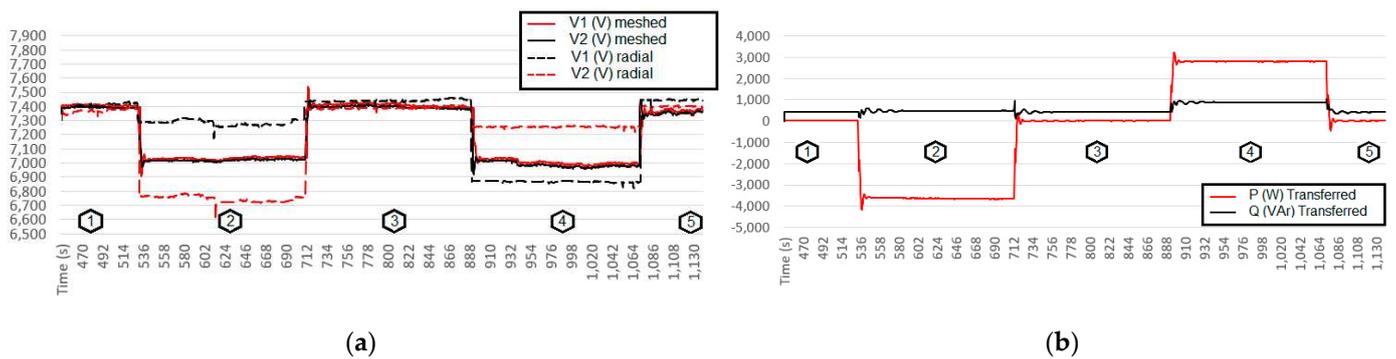
Current Control		Voltage Control	
$Kp_d = 10$	$Kp_q = 0.8$	$Kp_{vd} = -0.000003$	$Kp_{vq} = -0.000001$
$Ki_d = 100$	$Ki_q = 120$	$Ki_{vd} = 180$	$Ki_{vq} = 800$

### 6.1. Active Power Behavior

The first tests show the system behavior with resistive loads controlling the active power transfer between the feeders. The tests used five resistive load transition stages as follows:

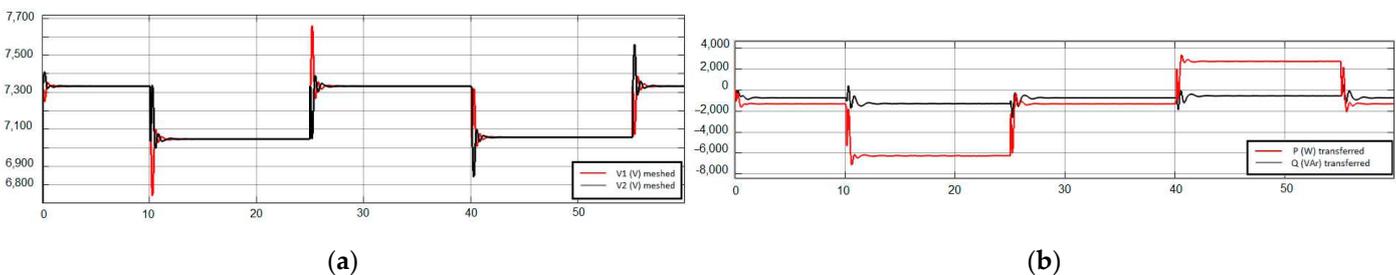
1. Initial condition;
2.  $R_1$  insertion;
3.  $R_1$  removal;
4.  $R_2$  insertion;
5.  $R_2$  removal.

Figure 12a shows the terminal voltages ( $V_1$  and  $V_2$ ) for both the radial (without the series VSC) and meshed configurations (with the series VSC manipulating the power flow). One should note that the series converter improves the voltage profile of the overloaded feeder while it decreases the voltage of the less loaded feeder, which converts the interconnected terminal voltages into an intermediate value via power transfer. It also shows that the main feeder  $V_s$  also undergoes smaller voltage variations.



**Figure 12.** Behavior of the phase-to-ground terminal voltages and the power flow; (a)  $V_1$  and  $V_2$ ; (b) transferred P and Q.

Figure 13a,b show the terminal voltage's behavior and the transferred power flow in the simulation results which demonstrate equivalence when compared with experimental results.



**Figure 13.** Simulation results with the series VSC operation; (a)  $V_1$  and  $V_2$ ; (b) transferred P and Q.

For the radial configuration, in stage 2 (i.e.,  $R_1$  insertion) the feeder A terminal voltage  $V_1$  drops from 7.4 kV to 6.4 kV and the feeder B terminal voltage  $V_2$  also drops but slightly less than the first.

In stage 3,  $R_1$  was removed, returning the whole system to the initial voltage conditions. In stage 4, the inserted  $R_2$  shows a  $V_2$  voltage drop less than in stage 2 because feeder B is stronger than feeder A.

Stage 5 ends the resistive test by removing load  $R_2$  that returns the terminal voltages to the initial voltage conditions.

Figure 12b shows the active and reactive power values transferred in the loop. Stage 2 ( $R_1$  insertion) shows the transferred power from feeder B to feeder A, which consequently improves the terminal voltages by an intermediate value via power transfer. Stage 4 ( $R_2$  insertion), shows the power transfer from feeder A to feeder B, also improving the terminal voltages more than in the radial configuration. This shows the power transfer levels achieved from the series converter tracking the best terminal voltage profiles in the interconnected feeders.

Figure 14a shows the phase graph for the stage 2 load transition, which shows that the inserted resistive loads had only voltage magnitude changes without phase angle variation in a radial configuration for these distribution line parameters.

In a meshed configuration, Figure 14b shows that the phasors in stage 2, with current  $I_T$  approximately  $180^\circ$  from both terminal voltages, equal the same values after the power transfer, i.e., the flow from feeder B to Feeder A. It shows that the converter always tracks the best terminal voltage profile, consequently alleviating the overloaded feeder.

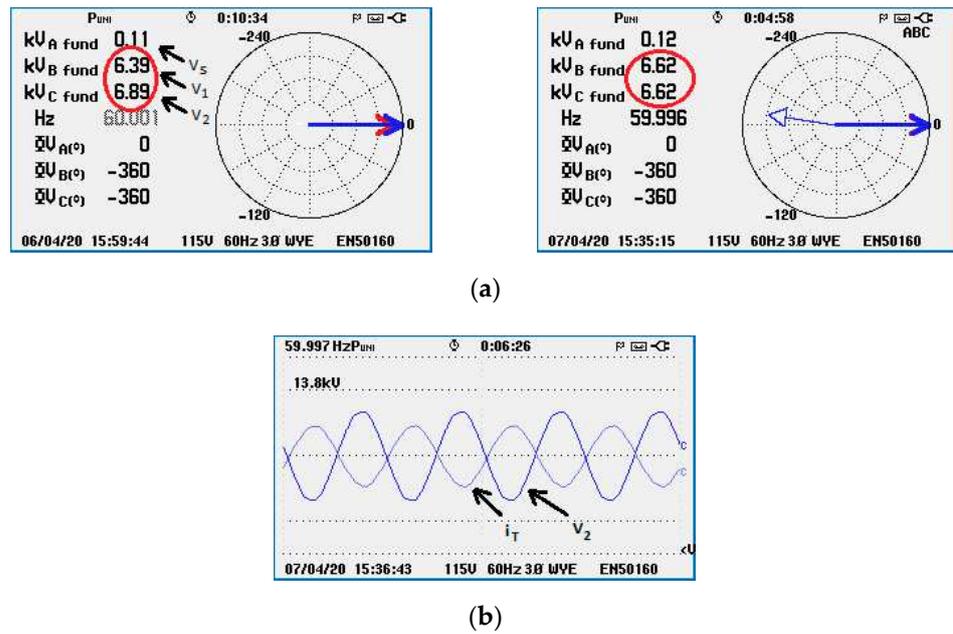


Figure 14. Phasors before and after power flow manipulation; (a)  $R_1$  insertion stage—without the converter operation; (b)  $R_1$  insertion stage—with the converter operation.

Figure 15a,b show the active power delivered by each feeder and the loading balance provided by the converter power flow manipulation.

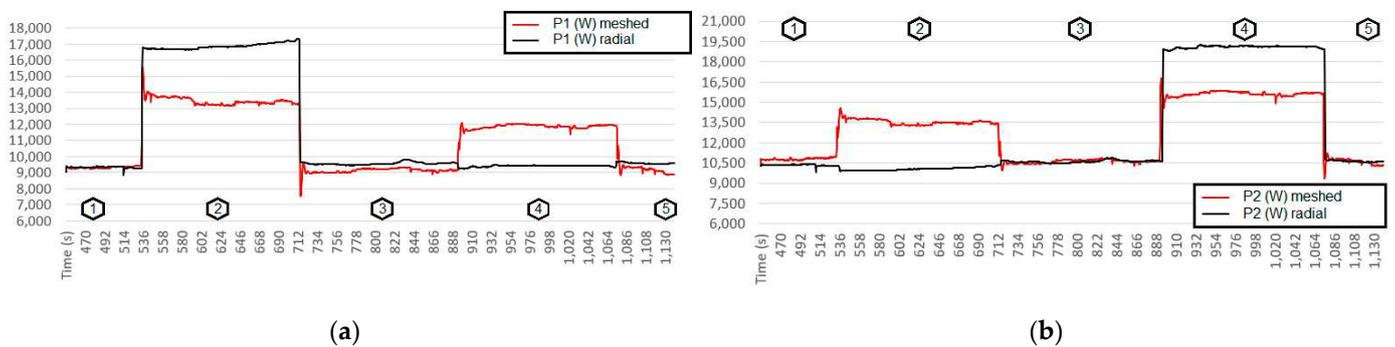


Figure 15. Active power delivered by each feeder; (a) P provided from feeder A; (b) P provided from feeder B.

Figure 16a,b present the active and reactive power delivered by the feeders for the simulation. The reactive power shown in simulation results provides the information that only resistive loads were inserted in this test. To make a clear view, the experimental results do not show the measurement of reactive power in the test with resistive loads.

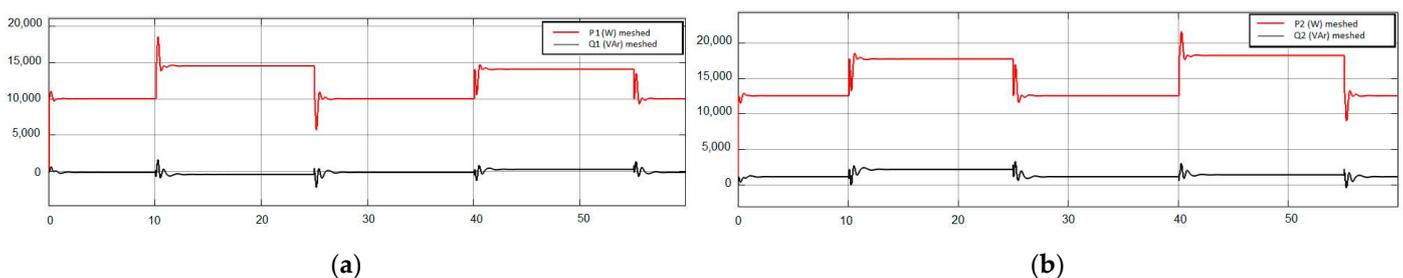
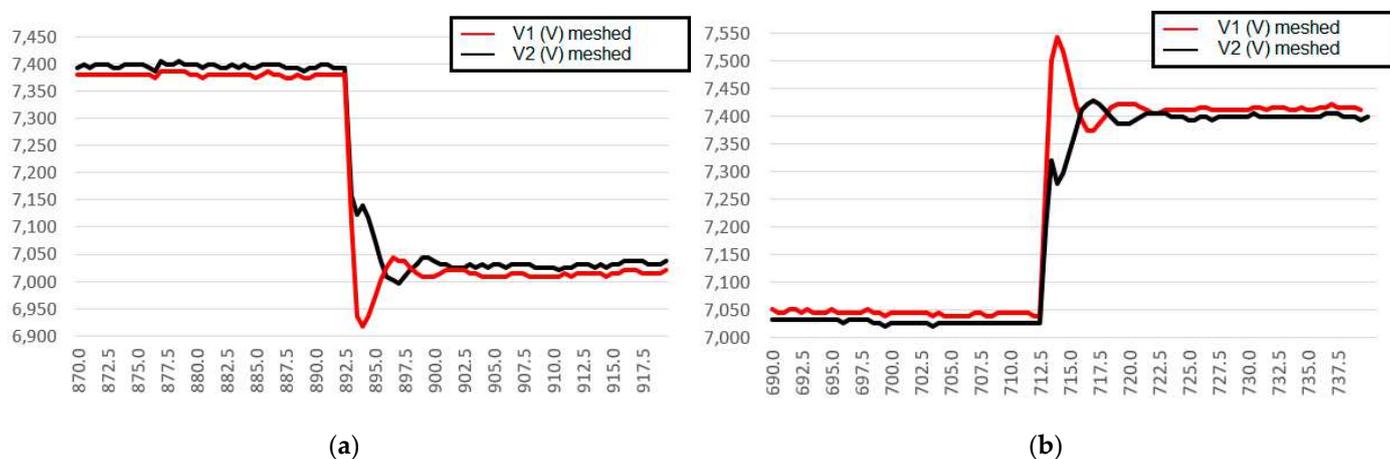


Figure 16. Simulation results for active and reactive power delivered by each feeder; (a) P and Q provided from feeder A; (b) P and Q provided from feeder B.

As shown in Figure 17a,b, we noted that there is a larger voltage variation (voltage sag and swells) during load transitions in the respective feeder where the load was inserted. Thus, the converter uses slow dynamics to achieve a variable impedance during load insertions, feeding the other branch slowly, and these dynamics can be selected when tuning the voltage controller.



**Figure 17.** Terminal voltage dynamics with the series VSC; (a)  $R_1$  insertion; (b)  $R_1$  removal.

Additionally, instead of the behavior observed for physical interconnections, there are partial voltage sags in the series VSC occurring at the respective feeder where the load was inserted, as shown in Figure 17a. Regarding the swells shown in Figure 17b, we noted a predominant swell when load  $R_1$  was removed.

In conclusion, when the series converter transfers power between the feeders, the loading is distributed autonomously, and the emptier feeder always feeds the loaded feeder.

## 6.2. Reactive Power Behavior

In order to reproduce reactive power manipulation using the series converter, the inductive and capacitive loads were inserted in this test. These results also have five stages, as follows:

1. Initial condition;
2.  $L_2$  insertion;
3.  $C_1$  insertion;
4.  $C_1$  removal;
5.  $L_2$  removal.

Figure 18a shows the terminal voltage behavior for both meshed and radial converter operations. Although reactive compensation does not significantly improve the voltage profile in the distribution lines, it reduces the current flowing through the lines, thus reducing technical losses. The radial configuration shows that the terminal voltages drop less than in the resistive load test, and the main feeder  $V_S$  also experiences small voltage variations because of the impedance  $Z_S$  effect (Figure 11).

Figure 19a,b shows the same simulation results which also demonstrate equivalence when compared with experimental results.

In stage 2 (i.e.,  $L_2$  insertion), the terminal voltage  $V_2$  drops, and the terminal voltage  $V_1$  also drops but slightly less. In stage 3,  $C_1$  was inserted, which slightly improved the terminal voltage profile. In stage 4,  $C_1$  was removed, returning to the voltage condition in stage 2, with only  $L_2$  inserted. Finally, stage 5 showed the initial voltage profile. Figure 18b presents the active and reactive power transfer from the series converter, which shows predominant reactive power manipulation for the same control strategy. The small active power is provided via losses in the line parameters and via the reactive loads, which are also simultaneously manipulated.

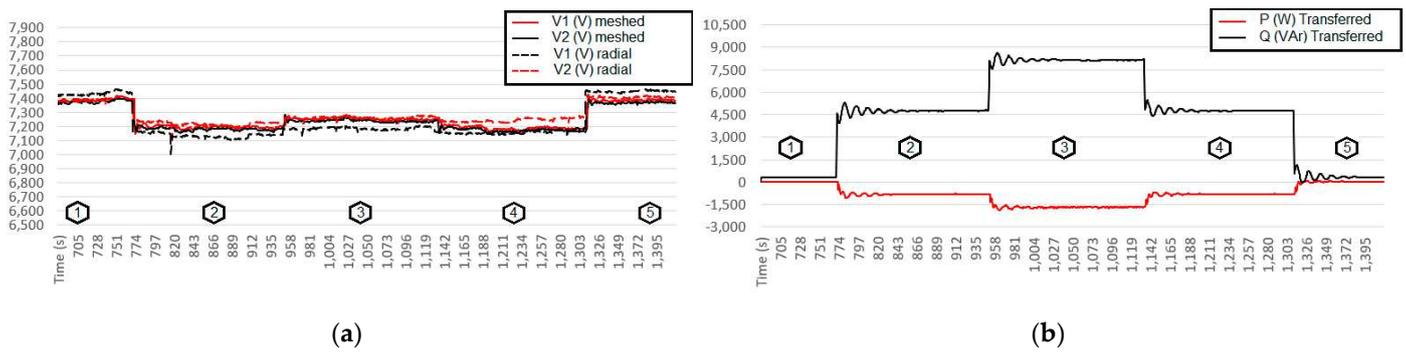


Figure 18. Phase-to-ground terminal voltages behavior and power flow; (a)  $V_1$  and  $V_2$ ; (b) transferred P and Q.

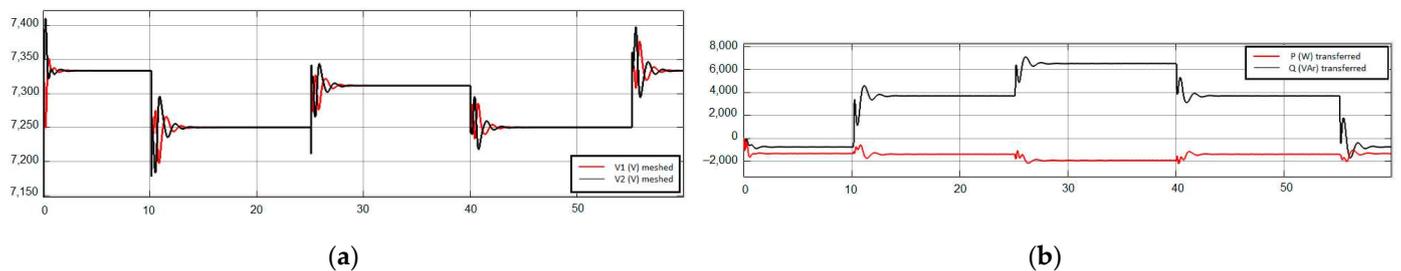
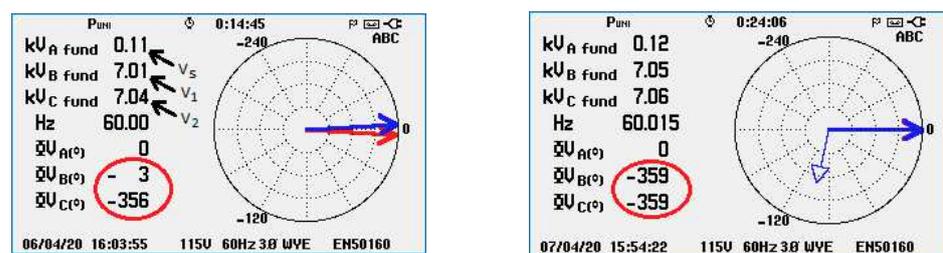
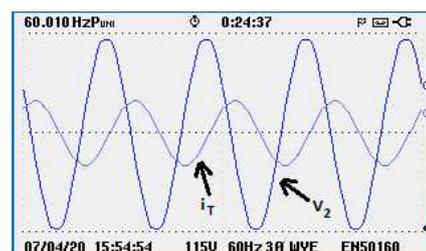


Figure 19. Simulation results of phase-to-ground terminal voltages behavior and the power flow with the converter operation; (a)  $V_1$  and  $V_2$ ; (b) transferred P and Q.

Figure 20a presents the phase graph for stage 3, which shows that, without the radial converter operation for these distribution line parameters, inserted reactive loads show predominant phase angle variations. Figure 20b shows the state of stage 3 with the series converter transferring power to compensate for the achieved phase angle difference via the reactive loads. Additionally, one should note that in stage 3 capacitor  $C_1$  is inserted into feeder A, and inductance  $L_2$  is inserted into feeder B, to compensate for the inductive reactive power of both feeders using the series converter.



(a)

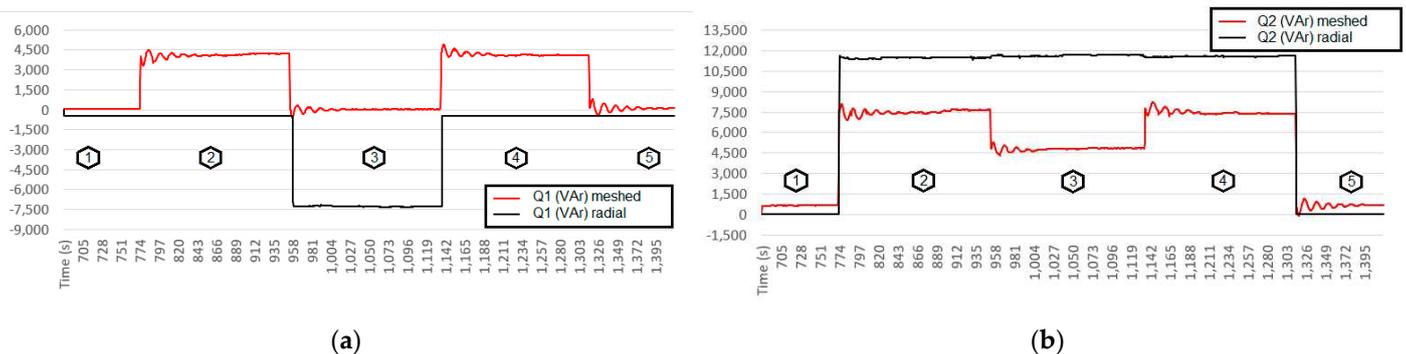


(b)

Figure 20. With and without converter operation voltage analysis; (a)  $C_1$  insertion stage—without the converter operation; (b)  $C_1$  insertion stage—with converter operation.

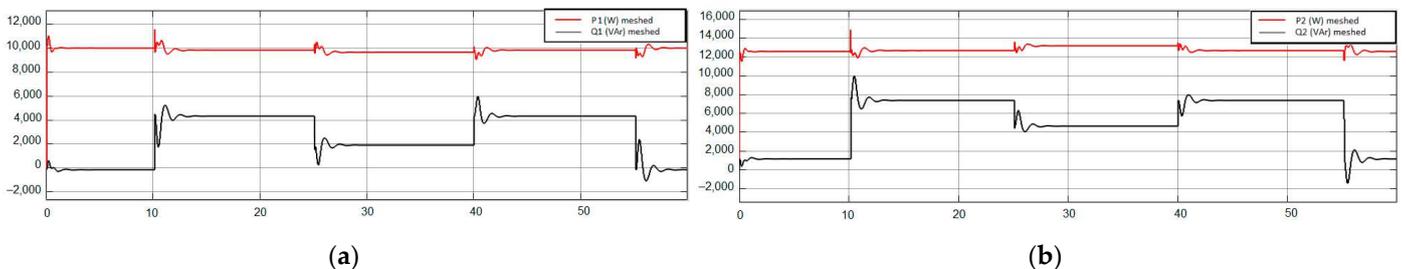
With respect to stage 3, Figure 20b shows a higher current transfer from feeder A to feeder B to compensate for the higher terminal voltage angular difference provided by inserting loads  $L_2$  and  $C_1$ . It also shows current  $I_T-90^\circ$  from the equalized terminal voltages.

Figure 21a,b show the behavior of the reactive powers from the feeders for both converter operations. One should note that, when capacitance  $C_1$  was inserted (stage 3), the provided reactive power was reduced in both feeders. Consequently, this results in a reduced reactive power requirement from the main source  $V_S$  (Figure 11) with the converter operation, ZS and V2chuit Boardbances in damentals resulting in technical loss reductions when both radial feeders are interconnected using the series converter power flow manipulation.



**Figure 21.** Reactive power delivered by each feeder; (a) Q provided by feeder A; (b) Q provided by feeder B.

Figure 22a,b show the simulation results. The constant active power presented in the simulations shows that only reactive loads were inserted/removed in this test, but a constant load R is maintained in both feeders (Figure 11) during the reactive load transitions.



**Figure 22.** Simulation results for P and Q delivered by each feeder; (a) P and Q provided by feeder A; (b) P and Q provided by feeder B.

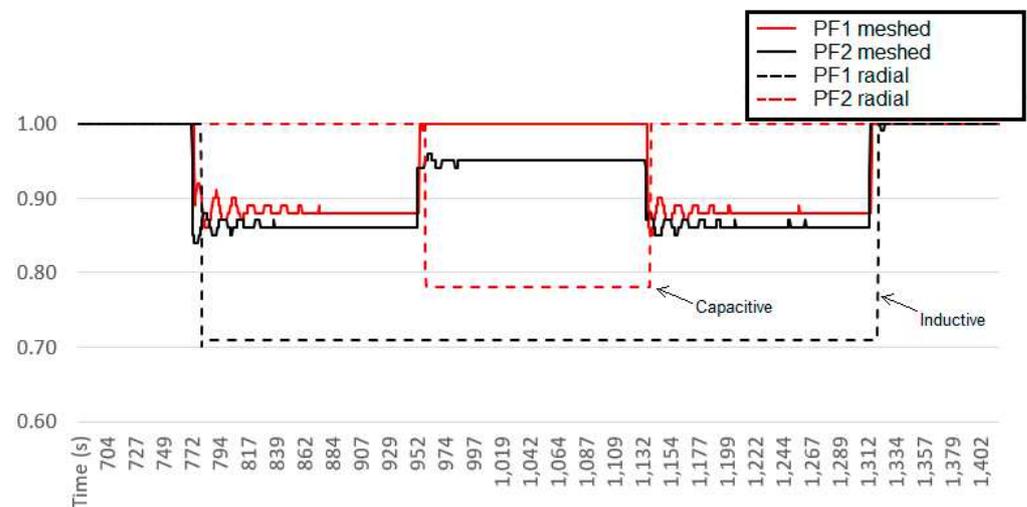
Thus, the series VSC, with inserted capacitance  $C_1$  in feeder A, compensates for the reactive inductance present in feeder B, provided by  $L_2$  with the same control strategy that takes decisions looking at the behavior of the terminal voltages.

In addition, simulations presented together with laboratory tests show comparable and converging results for both active and reactive power behaviors validating the proposed approach.

Finally, Figure 23 shows the power factor measurements showing reductions in reactive power requirements from both feeders when the radial system is changed to a meshed feeder with a series VSC.

Sections 6.1 and 6.2 also showed simulation results that could be analyzed in a comparative way with the experimental results performed in the laboratory. The simulations presented transient voltage and power oscillations shorter than the experimental results, caused by the uncertainties of the actual modeling parameters. However, observing the

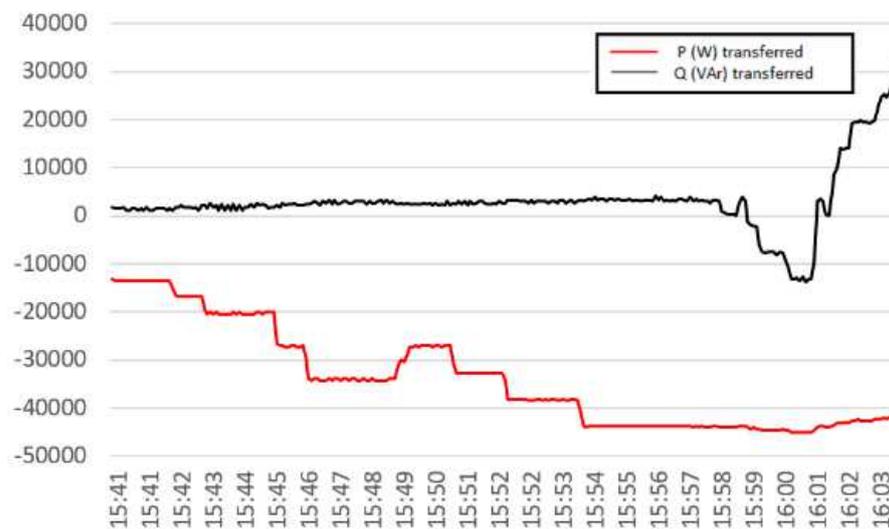
results as a whole, the agreement between the simulation and experimental tests could validate the equivalence of the computational representation and reality, showing that the proposed converter can effectively improve the voltage profile by properly controlling active and reactive power flow, both in simulation and experimental tests.



**Figure 23.** Power factor measurements at the beginning of feeders A and B.

### 6.3. Field Test

The field test was performed using only the current control shown in Figure 7, by means of manual increments of active and reactive current references ( $i_{dref}$  and  $i_{qref}$ ). Figure 24 presents the  $P$  and  $Q$  measurements during the field test.



**Figure 24.** Field test— $P$  and  $Q$  transferred between the feeders for phase A.

At the beginning, the reactive power reference was maintained at 0 VAR while the active power was changed in small steps. After 15:57 (indicated in Figure 24), the active power was fixed at approximately 45 kW while the transferred reactive power was manipulated in both directions showing the independent  $P$  and  $Q$  manipulation for the proposed control strategy, validating the presented formulations of this study also in a real field system.

## 7. Conclusions

Nowadays, a way of managing the power flows in real time using smart methods is needed. The presented approach is for application in medium voltage distribution grids

and the proposed converter showed a solution installed at 13.8 kV voltage levels which shows the independent control of active and reactive power flow. Because of the typical small phase difference of terminal voltage in distribution grids, the hardware power rating is only a small fraction of the total power that it can handle (in this case, 20%). So, a series VSC, which comprises three independent single-phase converters, is a cost-effective solution for accomplishing active and reactive power flow control in this scenario.

This series VSC solution provides capacity increase for the growth of loads in distribution feeders and the increased use of distributed generation that requires new investments in infrastructure to mitigate these contingencies. One of the contributions refers to the conversion of a traditional radial distribution grid into a permanent meshed grid in a secure way. Additionally, it can be extensively installed in actual distribution grids for power quality improvements and real-time power manipulation, providing an operation that can be either autonomous or remotely controlled by an operator.

This study presented the modeling fundamentals, a control proposal based on MSRF using a series voltage source converter for medium voltage distribution grids (13.8 kV). Thus, the presented formulations were validated with simulations and experimental results in a lab environment and actual distribution system. The results showed improvement in the terminal voltage profile, enhancing the whole system behavior under load variance disturbances, thus proving the applicability of the developed solution without instabilities.

**Author Contributions:** Conceptualization, G.L.-T. and J.S.-F.; writing, G.G.P.; formal analysis and investigation, C.H.d.S. and G.G.P.; methodology, R.B.G., R.R.P. and W.C.S.; performed tests, control software development, and hardware assembly, B.P.B.G., G.G.P., C.H.d.S., R.B.G., R.R.P. and W.C.S.; experiments supervision, R.B.G., R.R.P. and G.L.-T.; material resources, J.S.-F. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

**Funding:** This research received no external funding.

**Institutional Review Board Statement:** Not applicable.

**Informed Consent Statement:** Not applicable.

**Data Availability Statement:** Not applicable.

**Acknowledgments:** The authors would like to thank the following Brazilian Research Agencies CNPq, CAPES, FAPEMIG, and ANEEL Research and Development for the support of this project.

**Conflicts of Interest:** The authors declare no conflict of interest.

## Abbreviations

The following abbreviations are used in this manuscript:

SSSC	Static Synchronous Series Compensator
VSC	Voltage Source Converter
FACTS	Flexible AC Transmission Systems
DG	Distributed Generation
MSRF	Modified Synchronous Reference Frame
RACDS	Resilient AC Distribution Systems
DSP	Digital Signal Processor
DVR	Dynamic Voltage Restorer
PST	Phase Shift Transformer
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
UPFC	Unified Power Flow Controller
CD-PAR	Compact Dynamic Phase Angle Regulator
DSSSC	Distribution Static Synchronous Series Compensator
CNT	Controllable Network Transformer
BTB	Back-to-Back
SCADA	Supervisory Control and Data Acquisition

## References

1. Gasperic, S.; Mihalic, R. The Impact of Serial Controllable FACTS Devices on Voltage Stability. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* **2015**, *64*, 1040–1048. [[CrossRef](#)]
2. Gandoman, F.H.; Ahmadi, A.; Sharaf, A.M.; Siano, P.; Pou, J.; Hredzak, B.; Agelidis, V.G. Review of FACTS Technologies and Applications for Power Quality in Smart Grids with Renewable Energy Systems. *Renew. Sustain. Energy Rev.* **2018**, *82*, 502–514. [[CrossRef](#)]
3. Ordóñez, C.A.; Gómez-Expósito, A.; Maza-Ortega, J.M. Series Compensation of Transmission Systems: A Literature Survey. *Energies* **2021**, *14*, 1717. [[CrossRef](#)]
4. Imdadullah; Amrr, S.M.; Asghar, M.S.J.; Ashraf, I.; Meraj, M. A Comprehensive Review of Power Flow Controllers in Interconnected Power System Networks. *IEEE Access* **2020**, *8*, 18036–18063. [[CrossRef](#)]
5. Hingorani, N.G. High Power Electronics and Flexible AC Transmission System. *IEEE Power Eng. Rev.* **1988**, *8*, 3–4. [[CrossRef](#)]
6. Peng, F.Z. Flexible AC Transmission Systems (FACTS) and Resilient AC Distribution Systems (RACDS) in Smart Grid. *Proc. IEEE* **2017**, *105*, 2099–2115. [[CrossRef](#)]
7. Hebal, S.; Mechta, D.; Harous, S.; Dhriyyef, M. Hybrid Energy Routing Approach for Energy Internet. *Energies* **2021**, *14*, 2579. [[CrossRef](#)]
8. Ilea, V.; Bovo, C.; Falabretti, D.; Merlo, M.; Arrigoni, C.; Bonera, R.; Rodolfi, M. Voltage Control Methodologies in Active Distribution Networks. *Energies* **2020**, *13*, 3293. [[CrossRef](#)]
9. Sayed, M.A.; Takeshita, T. All Nodes Voltage Regulation and Line Loss Minimization in Loop Distribution Systems Using UPFC. *IEEE Trans. Power Electron.* **2011**, *26*, 1694–1703. [[CrossRef](#)]
10. Sayed, M.A.; Takeshita, T. Line Loss Minimization in Isolated Substations and Multiple Loop Distribution Systems Using the UPFC. *IEEE Trans. Power Electron.* **2014**, *29*, 5813–5822. [[CrossRef](#)]
11. Saradarzadeh, M.; Farhangi, S.; Schanen, J.L.; Jeannin, P.-O.; Frey, D. The Benefits of Looping a Radial Distribution System with a Power Flow Controller. In Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Power and Energy, Kuala Lumpur, Malaysia, 29 November–1 December 2010; pp. 723–728.
12. Wang, L.; Feng, S.; Shi, F. Risk Analysis of CLOSING Loop Operation Based on the Main and Distribution Network Integration. In Proceedings of the 2012 China International Conference on Electricity Distribution, Shanghai, China, 10–14 September 2012; pp. 1–4.
13. Bacha, S.; Frey, D.; Schanen, J.L.; Lepelleter, E.; Jeannin, P.O.; Caire, R. Short-Circuit Limitation Thanks to a Series Connected VSC. In Proceedings of the 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Austin, TX, USA, 24–28 February 2008; pp. 1938–1945.
14. Saradarzadeh, M.; Farhangi, S.; Schanen, J.L.; Jeannin, P.-O.; Frey, D. Combination of Power Flow Controller and Short-Circuit Limiter in Distribution Electrical Network Using a Cascaded H-Bridge Distribution-Static Synchronous Series Compensator. *Transm. Distrib. IET Gener.* **2012**, *6*, 1121–1131. [[CrossRef](#)]
15. Farmad, M.; Farhangi, S.; Afsharnia, S.; Gharehpetian, G.B. Modelling and Simulation of Voltage Source Converter-Based Interphase Power Controller as Fault-Current Limiter and Power Flow Controller. *Transm. Distrib. IET Gener.* **2011**, *5*, 1132–1140. [[CrossRef](#)]
16. Saradarzadeh, M.; Farhangi, S.; Schanen, J.L.; Jeannin, P.-O.; Frey, D. Application of Cascaded H-Bridge Distribution-Static Synchronous Series Compensator in Electrical Distribution System Power Flow Control. *IET Power Electron.* **2012**, *5*, 1660–1675. [[CrossRef](#)]
17. Chen, H.; Iyer, A.R.; Harley, R.G.; Divan, D. Dynamic Grid Power Routing Using Controllable Network Transformers (CNTs) with Decoupled Closed-Loop Controller. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2015**, *51*, 2361–2372. [[CrossRef](#)]
18. Chen, H.; Iyer, A.; Harley, R.; Divan, D. Decoupled Closed-Loop Power Flow Control for the Controllable Network Transformers (CNT). In Proceedings of the 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition—APEC 2014, Fort Worth, TX, USA, 16–20 March 2014; pp. 2148–2155.
19. Prasai, A.; Kandula, R.P.; Moghe, R.; Heidel, T.; Schauder, C.; Divan, D. Compact Dynamic Phase Angle Regulator for Power Flow Control. In Proceedings of the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 20–24 September 2015; pp. 4985–4992.
20. Kandula, R.P.; Prasai, A.; Chen, H.; Mayor, R.; Lambert, F.; Heidel, T.; Schauder, C.; Divan, D. Design Considerations and Experimental Results for a 12.47-KV 3-Phase 1 MVA Power Router. In Proceedings of the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 20–24 September 2015; pp. 5000–5007.
21. Tamimi, B.; Cañizares, C.; Battistelli, C. Hybrid Power Flow Controller Steady-State Modeling, Control, and Practical Application. *IEEE Trans. Power Syst.* **2017**, *32*, 1483–1492. [[CrossRef](#)]
22. Tamimi, B.; Cañizares, C.A. Modeling and Application of Hybrid Power Flow Controller in Distribution Systems. *IEEE Trans. Power Deliv.* **2018**, *33*, 2673–2682. [[CrossRef](#)]
23. Cano, J.M.; Normiella, J.G.; Rojas, C.H.; Orcajo, G.A.; Jatskevich, J. Application of Loop Power Flow Controllers for Power Demand Optimization at Industrial Customer Sites. In Proceedings of the 2015 IEEE Power Energy Society General Meeting, Denver, CO, USA, 26–30 July 2015; pp. 1–5.
24. Okada, N. A Method to Determine the Distributed Control Setting of Looping Devices for Active Distribution Systems. In Proceedings of the 2009 IEEE Bucharest PowerTech, Bucarest, Romania, 28 June–2 July 2009; pp. 1–6.

25. Okada, N. Autonomous Loop Power Flow Control for Distribution System. In Proceedings of the Seventh International Conference on AC and DC Transmission, 2001, London, UK, 28–30 November 2001; pp. 150–155.
26. Xing, X.; Lin, J.; Wan, C.; Song, Y. Model Predictive Control of LPC-Looped Active Distribution Network with High Penetration of Distributed Generation. *IEEE Trans. Sustain. Energy* **2017**, *8*, 1051–1063. [[CrossRef](#)]
27. Wu, R. Improve the Flexibility of Power Distribution Network by Using Back-to-Back Voltage Source Converter. Ph.D. Thesis, University of Warwick, Coventry, UK, 2018.
28. Weedy, B.M.; Cory, B.J.; Jenkins, N.; Ekanayake, J.B.; Strbac, G. *Electric Power Systems*, 5th ed.; Wiley: Chichester, UK, 2012; ISBN 978-0-470-68268-5.
29. Alcalá, J.; Cárdenas, V.; Aganza, A.; Gudiño-Lau, J.; Charre, S. The Performance of the BTB-VSC for Active Power Balancing, Reactive Power Compensation and Current Harmonic Filtering in the Interconnected Systems. *Energies* **2020**, *13*, 831. [[CrossRef](#)]
30. Jiang, F.; Li, Y.; Tu, C.; Guo, Q.; Li, H. A Review of Series Voltage Source Converter with Fault Current Limiting Function. *Chin. J. Electr. Eng.* **2018**, *4*, 36–44. [[CrossRef](#)]
31. Bashar, E.; Rogers, D.; Wu, R.; Ran, L.; Jennings, M.; Green, T.C.; Mawby, P. A New Protection Scheme for an SSSC in an MV Network by Using a Varistor and Thyristors. *IEEE Trans. Power Deliv.* **2021**, *36*, 102–113. [[CrossRef](#)]
32. Pinheiro, G.; Sant’Ana, W.; Rodrigues Pereira, R.; Bauwelz Gonzatti, R.; Guimarães, B.; Lambert-Torres, G.; da Silva, L.E.; Mollica, D.; Filho, J.; Silva, C.; et al. Comparação de Técnicas de Controle para Bloqueio Harmônico Utilizando um Filtro Ativo Série em Redes de Distribuição. In Proceedings of the XVIII Encontro Regional Ibero-Americano do CIGRÉ, XVIII ERIAC, Foz do Iguaçu, Brazil, 19–23 May 2019. [[CrossRef](#)]
33. Ghulomzoda, A.; Gulakhmadov, A.; Fishov, A.; Safaraliev, M.; Chen, X.; Rasulzoda, K.; Gulyamov, K.; Ahyoev, J. Recloser-Based Decentralized Control of the Grid with Distributed Generation in the Lahsh District of the Rasht Grid in Tajikistan, Central Asia. *Energies* **2020**, *13*, 3673. [[CrossRef](#)]
34. Dinh, M.-C.; Tran, M.-Q.; Lee, J.-I.; Lee, S.-J.; Lee, C.H.; Yoon, J.; Park, M. Suggestion of a New Protection Scheme for a Transmission System Equipped with a Thyristor-Controlled Series Capacitor. *Energies* **2019**, *12*, 2250. [[CrossRef](#)]
35. Hingorani, N.G.; Gyugyi, L. *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, 1st ed.; Wiley-IEEE Press: New York, NY, USA, 1999; ISBN 978-0-7803-3455-7.
36. da Silva, C.H.; Pereira, R.R.; da Silva, L.E.B.; Lambert-Torres, G.; Bose, B.K.; Ahn, S.U. A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2010**, *57*, 3814–3821. [[CrossRef](#)]

Received August 22, 2020, accepted September 22, 2020, date of publication October 6, 2020, date of current version October 15, 2020.

Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2020.3028763

# 13.8 kV Operation of a Peak-Shaving Energy Storage Equipment With Voltage Harmonics Compensation Feature

WILSON C. SANT'ANA<sup>1</sup>, (Member, IEEE), DENIS MOLLIKA<sup>2</sup>,  
GERMANO LAMBERT-TORRES<sup>1</sup>, (Fellow, IEEE), BRUNO P. B. GUIMARAES<sup>3</sup>,  
GUILHERME G. PINHEIRO<sup>3</sup>, ERIK L. BONALDI<sup>1</sup>, RONDINELI R. PEREIRA<sup>3</sup>, (Member, IEEE),  
LUIZ EDUARDO BORGES-DA-SILVA<sup>3</sup>, (Senior Member, IEEE), ROBSON BAUWELZ GONZATTI<sup>3</sup>,  
(Member, IEEE), AND JOSELINO SANTANA-FILHO<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento, Instituto Gnarus, Itajuba 37500-052, Brazil

<sup>2</sup>Departamento de Engenharia, EDP Sao Paulo Distribuicao de Energia, Sao Paulo 08820-460, Brazil

<sup>3</sup>Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologia da Informacao, Universidade Federal de Itajuba, Itajuba 37500-903, Brazil

Corresponding author: Wilson C. Sant'ana (wilson\_santana@ieee.org)

**ABSTRACT** This paper presents the development and operation on 13.8kV distribution systems of a peak-shaving equipment with battery energy storage. This equipment injects active power to grid during peak times (when the cost of energy is higher) and charges its battery banks from the grid at the off-peak times (when the energy has a low producing cost). The equipment is based on a multilevel converter coupled to the grid through a 2.4kV:13.8kV transformer. In addition to the peak-shaving functionality, a feature of compensation of harmonics on the distribution voltage is included, without the need for any extra sensor nor hardware (apart from the ones already in use for the peak-shaving). The compensation of voltage harmonics is performed through the emulation of a harmonic resistance in order to damp resonances between system impedances that are excited by non-linear loads. This approach is very appealing to distribution systems, where the non-linear loads are not accessible and are scattered. Experimental results obtained on a 13.8kV test substation are presented.

**INDEX TERMS** Batteries, energy storage, power harmonic filters, multilevel converters.

## I. INTRODUCTION

The inevitable exhaustion of recoverable fossil fuels can be roughly estimated by around the end of this century [1]. This fact and also the negative environmental impact of fossil fuels have motivated an increasing usage of renewable energy sources [2]. However, the intermittent nature of these renewable sources has introduced issues of system stability, reliability and power quality [3]. In order to address the intermittency issues, it is necessary to match the intermittent power generation with load demand - which can be achieved with energy storage systems, as they are capable to equalize fluctuations and compensate the mismatch between generation and consumption [4].

The mismatch between generation and consumption is also an issue regarding traditional steady output generation and a

The associate editor coordinating the review of this manuscript and approving it for publication was Bernardo Tellini<sup>1</sup>.

load profile that drastically changes during periods of the day or seasons of the year. In order to properly supply the peaks in demand, the whole system must be designed with a capacity over its nominal - which implies in the system operating on its limits during some periods of the day and well below its maximum capacity on other periods [5]. In these cases, also, an energy storage system, would greatly increase the overall efficiency by storing energy during low demand periods and injecting this energy back to the grid during the peak times - in an application known as Peak-Shaving.

The decision on the storage of energy or its injection back to the grid can be of deterministic nature (where fixed time-of-the-day are used for storage and injection, such as presented in [6]) or of probabilistic/stochastic nature (where the demand is forecast considering uncertainties, such as presented in [7]). Most of the time, this decision can be supported with the use of software tools that can simulate and plan the integration of renewable sources. A review

of 37 of the most popular of such softwares tools is presented in [8].

Electrical energy can be stored by means of its conversion into another form of energy and, then, reused by the reverse process. Comprehensive reviews on energy storage system are presented in [2] and [9] - here these systems are only superficially grasped. When the electrical energy is converted into mechanical energy, the three most utilized systems are Pumped Hydro Storage (PHS) [10], where water is pumped from a lower to an upper reservoir (hence with higher potential energy); Compressed Air Energy Storage (CAES) [11], where a gas under pressure is compressed into a reservoir (to be later expanded and move a turbine in order to generate electricity); Flywheel Energy Storage (FES) [12], where a massive spinning cylinder stores the kinetic energy from a reversible electric machine (motor/generator). Electrical energy can also be converted into electrochemical energy and stored in batteries (either of conventional chemistries or of the more innovative flow technologies) [13]. Also, hydrogen fuel cells [14] provide a clean storage solution, as the energy is stored in the hydrogen (through the electrolysis of water - producing oxygen as a by-product), that is later recombined with the oxygen, producing energy and releasing only water vapor in the environment [2]. Finally, the electrical energy can also be stored directly, either on the electric field of a supercapacitor [15] or on the magnetic field of a Super Magnetic Energy Storage (SMES) [16].

Each of the referred storage alternatives is more suitable to a given application than others, depending on power and energy ratings, response time, weight, volume and operating temperature [3]. According with [17], CAES, PHS and batteries are more suitable to applications requiring high energy density (constant power for long periods of time - from minutes to hours), whereas SMES, supercapacitors and flywheels are more suitable for applications requiring high power density (bursts of high power for short periods of time - from few seconds to some minutes). Considering a Peak-Shaving application, where the storage system must be able to supply power for some hours, CAES and PHS would be the most appropriate solutions for massive storage [1] - however as they both require costly infrastructure (and also special site requirements), for smaller power ratings, the storage on batteries becomes the best option.

In a recent paper [18], the authors have presented some preliminary results of a peak-shaving experiment with lead-acid battery storage. In that paper, the experimental results had been obtained in a single-phase 127V test bench. Here, an extension of that paper is proposed, presenting the results and implementation details for the equipment's operation in a three-phase 13.8kV test substation. The greatest challenge concerning the 13.8kV operation is the blocking voltage capability of the semiconductors used in the electronic converter. In [19], the authors have used a distribution transformer to increase the voltage capability of a series active power filter. However, the higher the transform ratio, the higher will be the current ratings at the low voltage side.

Here, a transformer is still used - however, using a multi-level topology on the converter, the transform ratio can be decreased and also the current rating of the semiconductors.

Although the literature presents algorithms based on real time monitoring of demand [20] and stochastic predictions of the demand [7], this present paper takes the more simple and deterministic approach, using a fixed known time table in order to decide about the power injection. Although simple, this approach is perfectly valid when the demand profile is known, as in the case of the Brazilian residential consumers (as reported in [21]). And, considering an intention of this paper to serve as a didactic reference material (the underlying project from which this paper originates is a partnership between an university, a research institution and a utility company), a fixed time table of operation is the best solution in order to explicitly show the different stages of operation of the equipment - although its power reference command could be easily switched to a more complex stochastic approach.

Another aspect that this paper presents is the damping of harmonic propagation on distribution networks (in order to improve voltage quality). Harmonic propagation is the result of series and/or parallel harmonic resonance between line inductors and shunt capacitors installed on the distribution system [22]. Traditional Active Power Filters (APF) (which also comprise STATCOMs and UPQCs [23]) have been successfully employed to mitigate harmonic distortion since decades. However, for optimal use, previous knowledge of the type of load, either being of current source type (rectifiers with large DC inductance) or voltage source type (rectifiers with large DC capacitance) is required [24]. Moreover, according with [22], there are unidentified loads (low power loads that produce a negligible amount of distortion when considered individually - however several of them may cause large distortion to the system). Also, traditional APFs must be installed in the vicinity of the loads that one desires to compensate. However, in a distribution line, as the number of non linear loads might be high and, as these loads might be scattered along the line, the use of one dedicated APF to each non linear loads would not be economically viable. Hence, it is proposed in [22] the use of only one shunt APF to mitigate harmonic propagation on the entire line - instead of the direct compensation of the distorted currents. The basis for using a shunt APF in order to damp resonances, actually, has been introduced in [25]. In that work, the goal was to damp resonances between the grid impedance and the impedance of passive filters and capacitor banks. According with [25], the use of a passive resistance in order to damp the resonances would increase losses. On the other hand, the use of an emulated harmonic resistance can damp the harmonic components without having an influence on the fundamental frequency - hence without dissipative losses. As the APF must emulate a harmonic resistance, this application is known as Resistive Active Power Filter (RAPF).

This approach of damping resonances / harmonic propagation (instead of the conventional local compensation of non-linear loads) is very attractive to be used as an

additional feature to the peak-shaving equipment, as no extra sensors nor additional hardware investment is required. The damping of harmonic propagation functionality has been added by the authors in [26] as a feature to a peak-shaving application (without the necessity of any extra sensors nor additional hardware - other than the ones already used in the peak-shaving application). However, that paper has been written in Portuguese language - which restricts its usage to only a fraction of the readers. Moreover, just like in [18], in [26] the results have also been collected in a 127V test bench. Here the same idea is extended to 13.8kV distribution level. It is important to note that a harmonic damping compensation has already been proposed as a feature in inverter-interfaced distributed generators in references [27]–[29]. In this current paper, a similar feature is proposed for a peak-shaving equipment.

Section II presents the theory of operation of the peak-shaving equipment and its control algorithms. In Section III the added feature of damping of harmonic propagation is presented in detail. Section IV presents the hardware aspects of the developed equipment, including the solutions to some practical issues. Experimental results in a 13.8kV test substation are presented in Section V.

## II. PEAK-SHAVING

Figure 1 presents the three-phase electrical circuit of the peak-shaving equipment. It is composed by the connection of three single-phase independent modules connected through a coupling transformer. Each of these single-phase modules is a cascaded H bridge multilevel converter (although other topologies could have been used as well) described in subsection II-A. The control of each of the single-phase modules is based on reference [18] and is overviewed in Figure 2.

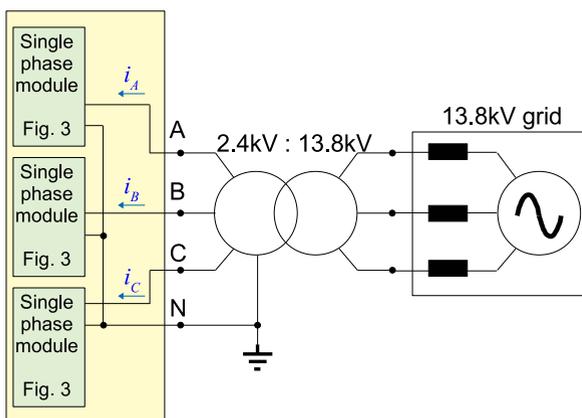


FIGURE 1. Electrical circuit of the three-phase peak-shaving equipment.

The *Decision on AC Power & Battery Control* block (described in subsection II-B) determines the reference value for amplitude of the AC current  $i_{\Phi}^*$  (where  $\Phi$  can be any of the three phases A, B or C). This amplitude can have a positive or negative value (depending if the equipment is injecting power to the grid or charging the battery banks from the grid) and is multiplied by an unitary sinusoid (obtained

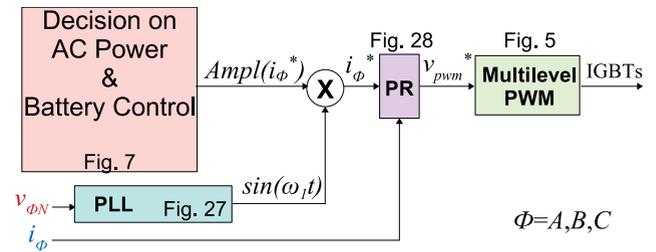


FIGURE 2. Overview of the peak-shaving functionality.

from a digital *PLL*. The appendix A presents the implementation details of the *PLL*. It is important to note that any of the popular *PLL* schemes presented in the review [30] could have been used. From these, the method of [31] has been chosen, as it does not require the tuning of a *PI* controller. The unitary sinusoid is always in phase with the installation site line-neutral voltage  $v_{\phi N}$ . Hence a positive amplitude results in an AC current in phase with the AC voltage and a negative amplitude results in an AC current  $180^\circ$  out of phase with the AC voltage.

The actual AC current  $i_{\phi}$ , generated by the converter, must track its reference with zero error - thus a closed loop controller is used. However, it is important to note that traditional *PI* (Proportional plus Integral) controllers are not able to track sinusoidal references without steady-state errors. Hence, a *PR* (Proportional plus Resonant) controller is used (whose implementation details are presented in the appendix B).

The output of the *PR* controller  $v_{pwm\Phi}^*$  is the reference for the multilevel *PWM* modulator described in subsection II-A.

### A. MULTILEVEL CONVERTER AND PWM MODULATOR

Reference [32] presents a comprehensive review on converter topologies applied to battery energy storage systems. Some of these topologies rely on transformers to elevate the converter output voltage from hundreds of volts to medium voltage levels (at the order of tens of kVs). However, the higher the transform ratio, the higher will be the current that the semiconductors will have to support. In order to avoid the bulky, lossy and costly transformers, [32] also presents multilevel topologies based on series connection of submodules.

A review on multilevel converters for grid interface is presented in [33]. Among them, the Cascaded H-Bridge (CHB) topology (presented in Figure 3) has been chosen, as it is a modular topology and each submodule is the well known H bridge (also known as full bridge) converter. The submodules are connected in series from their AC terminals, which results in isolated DC terminals at each submodule - which, in turn, makes this topology ideal for systems fed with batteries.

Regarding PWM methods for the CHB topology, section 7.4 of [34] discusses about two techniques:

- phase-shift PWM: where the triangular carriers have the same frequency and amplitude, but have a phase shift from each other;
- level-shift PWM: where the triangular carriers have the same frequency but are level shifted, vertically

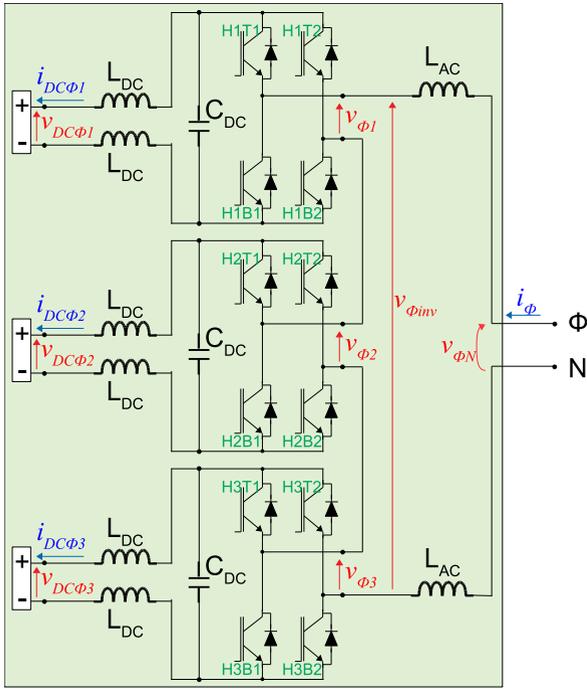


FIGURE 3. Electrical circuit of each of the three single-phase CHB converters of Figure 1.

(as opposed to the horizontal displacement of phase-shift carriers).

According with section 7.4 of [34], the level-shift method presents a better THD (Total Harmonic Distortion) than the phase-shift, however the switchings of power semiconductors are uneven among the bridges (which implies in uneven power losses and stresses) and requires some form of power balance strategy. Hence, the phase-shift method has been chosen, due to the fact that it has, intrinsically, equal distribution of power and semiconductor stresses among the bridges [35] and, also, due to its easy programing on DSPs.

Considering that each of the H-bridge submodules operates with an unipolar pattern [36, pp. 215-218] (switching only between one pole at a time: between  $+v_{DC}$  and  $0V$  and between  $0V$  and  $-v_{DC}$ , as seen on the three upper plots of Figure 4), the number  $m$  of voltage levels at the resulting series output is given by (1), according with [34, p. 124]. Hence, for the three cascaded H-bridges of Figure 3, the resulting number of voltages levels at  $v_{inv\phi}$  equals seven:  $+3 \cdot v_{DC}$ ,  $+2 \cdot v_{DC}$ ,  $+1 \cdot v_{DC}$ ,  $0V$ ,  $-1 \cdot v_{DC}$ ,  $-2 \cdot v_{DC}$  and  $-3 \cdot v_{DC}$ , as seen on the bottom plot of Figure 4.

$$m = 2 \cdot H + 1, \quad (1)$$

where  $H$  is the number of series cascaded H bridges.

The resulting staircase pattern presented at the bottom plot of Figure 4 originates from the intentional phase shift inserted between the triangular carriers of each of the submodules during the generation of PWM pulses. The phase shift  $\phi_{cr}$  among each PWM carrier is given by (2), according with [34, p. 127]. Hence, for the three cascaded H-bridges of Figure 3, the phase shift must be  $60^\circ$  - which results in

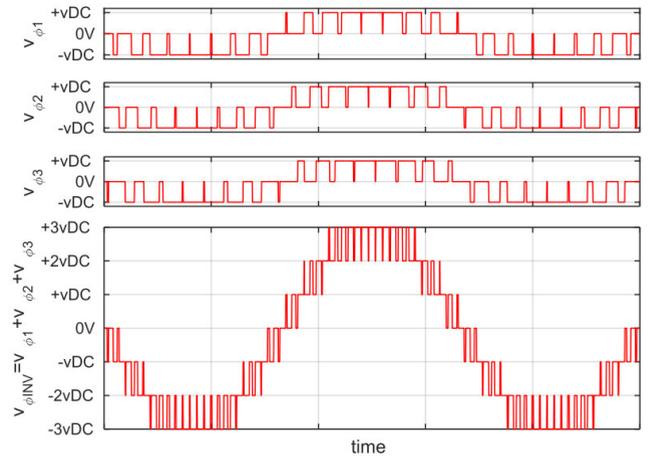


FIGURE 4. Seven level pattern obtained from three unipolar H bridges.

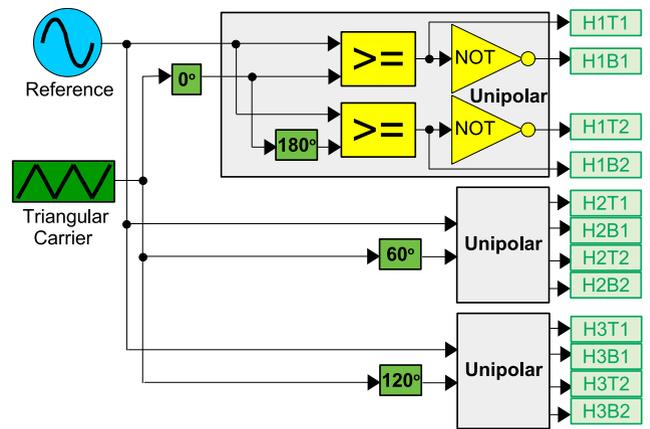


FIGURE 5. Generation of multilevel PWM pulses.

the relative angle of the triangular carriers as  $0^\circ$  (and its complimentary  $180^\circ$ ),  $60^\circ$  (and its complimentary  $240^\circ$ ) and  $120^\circ$  (and its complimentary  $300^\circ$ ). Figure 5 presents a block diagram of the multilevel modulator for three H-bridges. It can be noticed that the well know structure of the unipolar PWM [36, pp. 215-218] is repeated three times - whereas the only difference between them is the phase angle of the triangular carrier. A detailed procedure for programming the PWM modules of the TMS320F28335 DSP aiming multi-level converters is presented in [37]. Also this procedure must be similar for other devices within the C2000 family of Texas Instruments DSPs.

$$\phi_{cr} = \frac{360^\circ}{m - 1} = \frac{360^\circ}{H}. \quad (2)$$

## B. DECISION ON THE AC POWER AND BATTERY CONTROL

Figure 6 presents the proposed discharge profile of the batteries, based on a known demand. Four time marks ( $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  and  $t_4$ ) are specified, where the reference for the DC current  $i_{DC\phi}^*$  varies according to the position of the time of the day in relation to theses time marks.

During the peak time interval (from  $t_2$  until  $t_3$ ), the DC current discharge is maximum, with value  $I_{DCmax}$ .

However, there is a time interval before the peak (from  $t_1$  until  $t_2$ ) where the demand is still growing - hence the DC current follows an increasing ramp (negatively) according with (3). Following the same reasoning, there is a time interval after the peak (from  $t_3$  until  $t_4$ ) where the demand is decreasing - hence the DC current follows a decreasing ramp (negatively) according with (4). Then, after  $t_4$ , the converter starts to recharge the batteries - preparing them for the next injection cycle at the next day.

$$i_{DC\Phi}^*|_{increasing} = I_{DCmax} \cdot \frac{t - t_1}{t_2 - t_1} \quad (3)$$

$$i_{DC\Phi}^*|_{decreasing} = I_{DCmax} \cdot \left(1 - \frac{t - t_3}{t_4 - t_3}\right) \quad (4)$$

Both the discharging and recharging of the batteries take place indirectly, as the AC current is controlled by the PR controller. According with the signal convention of Figures 1 and 3, for an AC current in phase with the AC voltage, the power flows from the grid to the batteries (thus recharging them) with a positive average value on the DC currents. The amplitude of  $i_\Phi$  (in phase with  $v_{\Phi N}$ ) determines how positive is the average value of  $i_{DC\Phi H}$  (where the  $H$  index refers to any of the  $H$  bridges in Figure 3).

Conversely, for an AC current  $180^\circ$  out of phase with the AC voltage, the power flows from the batteries to the grid with a negative average value on the DC currents. The amplitude of  $i_\Phi$  ( $180^\circ$  out of phase with  $v_\Phi$ ) determines how negative is the average value of  $i_{DC\Phi H}$ .

According with Figure 6, the knowledge of the time of the day ( $t$ ) is crucial to whether recharge the equipment batteries or to inject power to grid (and in what amount of injection). To accomplish this, a real-time-clock from a GPS module has been used. This module communicates with the DSP via serial UART protocol. A detailed procedure for UART communication between the TMS320F28335 DSP and the GPS is provided in [18], as well as a procedure to decode the time of the day information from the data received (which also includes several other information).

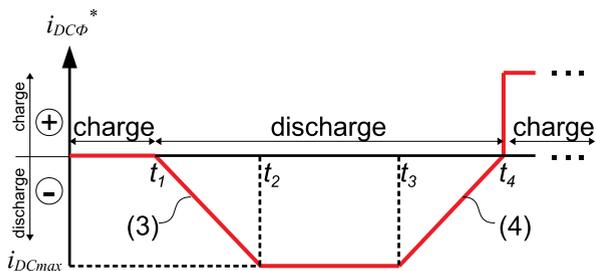


FIGURE 6. Discharge profile for the DC current based on the time of the day.

Figure 7 presents the internal diagram of the *Decision on AC power & Battery Control* block of Figure 2. After, the time of the day information has been received and decoded from the GPS module, the reference for the DC current  $i_{DC\Phi}^*$  can be determined based on the flowchart of Figure 8.

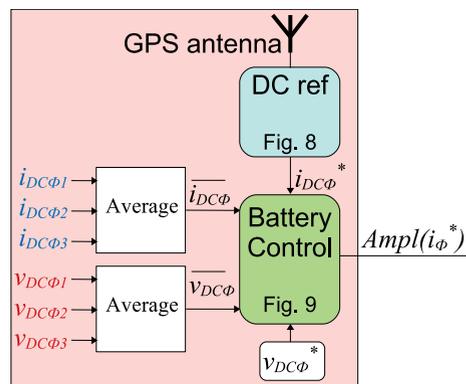


FIGURE 7. Decision on the AC power based on battery measurements and time of the day information.

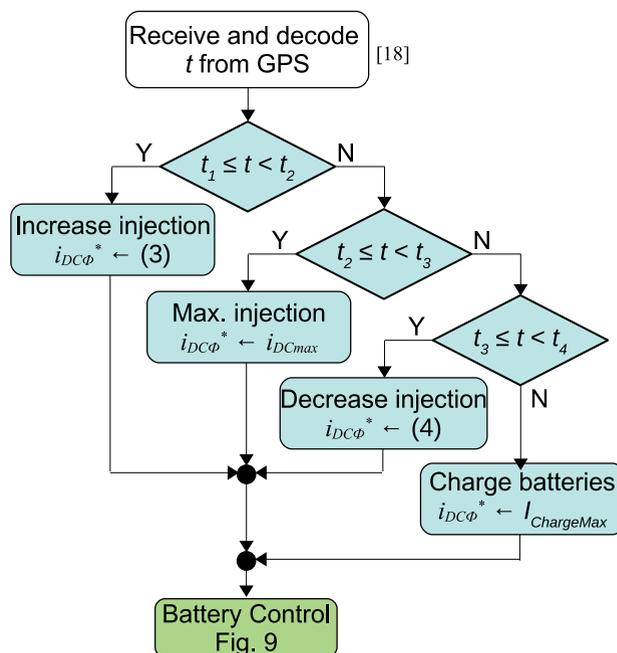


FIGURE 8. Decision on the DC current reference based on the time of the day information.

As informed previously, the DC currents  $i_{DC\Phi H}$  are indirectly controlled by the amplitude of the AC current  $i_\Phi$ , according with the flowchart of Figure 9. Besides the reference for the DC currents  $i_{DC\Phi}^*$ , this block also has as inputs the average value  $\overline{i_{DC\Phi}}$  of the DC currents of all  $H$  bridges at the phase  $\Phi$  ( $i_{DC\Phi H}$ , for  $H = 1, 2, 3$ ), the average value  $\overline{v_{DC\Phi}}$  of the DC voltages of all  $H$  bridges at the phase  $\Phi$  ( $v_{DC\Phi H}$ , for  $H = 1, 2, 3$ ) and the reference for the DC voltage  $v_{DC\Phi}^*$ . It is interesting to note that  $i_{DC\Phi}^*$  is tracked by  $i_{DC\Phi H}$  only during battery discharge and during the stage I of the charging process and that  $v_{DC\Phi}^*$  is tracked by  $v_{DC\Phi H}$  only during the stages II and III of the charging process.

As described in [38] and illustrated in Figure 10, the charging process of Lead Acid batteries is performed in three stages. During Stage I, the currents in the batteries  $i_{DC\Phi H}$  are kept constant (at their reference value  $i_{DC\Phi}^*$ ) while their voltages  $v_{DC\Phi H}$  gradually increase (until reaching their

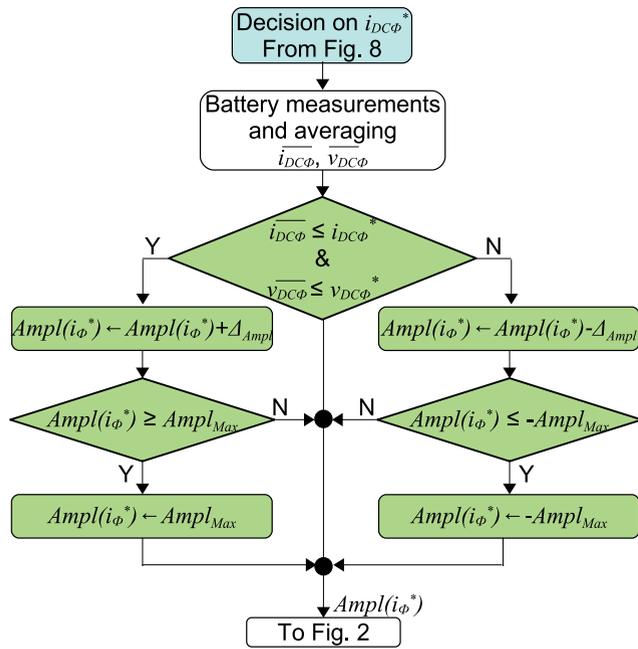


FIGURE 9. Battery control.

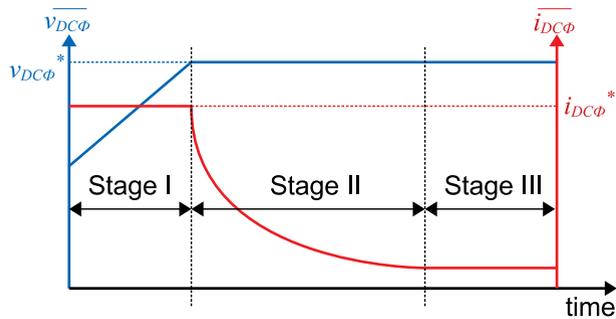


FIGURE 10. Charging of lead acid batteries in three stages [38].

reference value  $v_{DC\Phi^*}$ ). During Stages II and III, the voltages in the batteries  $v_{DC\Phi H}$  are kept constant (at their reference value  $v_{DC\Phi^*}$ ) - however at Stage II the  $i_{DC\Phi H}$  slowly drop from  $i_{DC\Phi^*}$  (when they were in Stage I) until near zero (when they pass to Stage III). During Stage III, the batteries are already fully charged and they draw a minimum current only to keep their voltages “floating” around  $v_{DC\Phi^*}$ . The value of the floating voltage is given by the manufacturers. It is possible to adjust this floating voltage in real time in relation to the batteries temperature, in order to preserve their lifetime [39] - however, here, it is considered the manufacturer recommended value at 25°C.

The flowchart of Figure 9 controls the amplitude of the reference AC current  $i_{\Phi^*}$  by means of its increment/decrement based on the values of  $i_{DC\Phi^*}$ ,  $\overline{i_{DC\Phi}}$ ,  $v_{DC\Phi^*}$  and  $\overline{v_{DC\Phi}}$ . During Stage I charging, the condition  $\overline{v_{DC\Phi}} \leq v_{DC\Phi^*}$  will be always satisfied. Hence, the average value of the DC currents is kept around its reference either by incrementing the amplitude of the AC current ( $Ampl(i_{\Phi^*})$ ) with a step size  $\Delta_{Ampl}$  (when  $\overline{i_{DC\Phi}} \leq i_{DC\Phi^*}$ ) or by decrementing  $Ampl(i_{\Phi^*})$  when  $\overline{i_{DC\Phi}} > i_{DC\Phi^*}$ . On the other hand, during Stages II and III,

the condition  $\overline{i_{DC\Phi}} \leq i_{DC\Phi^*}$  will be always satisfied (as  $i_{DC\Phi}$  is a constant maximum charging current and  $\overline{i_{DC\Phi}}$  drops as the batteries get charged) and  $\overline{v_{DC\Phi}}$  is kept around  $v_{DC\Phi^*}$  either by incrementing or decrementing  $Ampl(i_{\Phi^*})$  with a step size  $\Delta_{Ampl}$ .

Similarly to Stage I charging, when the converter is injecting power from the batteries, the condition  $\overline{v_{DC\Phi}} \leq v_{DC\Phi^*}$  will be always satisfied. However, in this case, the reference for the DC current is negative. Hence  $Ampl(i_{\Phi^*})$  is incremented/decremented negatively, in order to achieve an AC current 180° of phase in relation to the AC voltage.

During all three stages of charge and also during discharge, there is a maximum limit for  $Ampl(i_{\Phi^*})$ , of value  $Ampl_{Max}$ , which is tested at every increment/decrement.

### III. DAMPING OF HARMONIC PROPAGATION

Figure 11 presents the block diagram of the RAPF feature. The damping of harmonic propagation is obtained by the emulation of a harmonic resistance, one for each frequency of interest. From the installation site line-neutral voltage  $v_{\Phi N}$ , the desired harmonic components are obtained (subsection III-A). Based on these harmonic components, the optimized value for each harmonic resistance is calculated (subsection III-B). For each of the harmonic components of the installation site voltage  $v_h$  (where the subscript  $h$  refers to a specific harmonic order), a parcel  $i_h$  of the total harmonic compensating current  $i_{harm}$  is calculated. Finally,  $i_{harm}$  is added to the peak-shaving reference current  $i_{\Phi^*}$  in Figure 2.

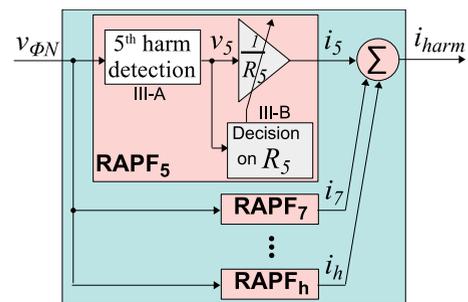


FIGURE 11. Overview of the RAPF feature [26].

#### A. DETECTION OF VOLTAGE HARMONICS

A survey on methods for harmonic detection is presented in [40]. There are presented time domain and frequency methods, whereas the time domain is more appropriate for real time implementation. However, the majority of these time domain methods requires coordinate transforms, which results in more computational effort. Among the frequency domain methods, it can be highlighted those that introduce high gain and zero phase-shift at a desired frequency by means of a second order transfer function with resonant poles. One of these methods is presented in [41] and is, particularly, interesting for single-phase systems (which is the case of this project, where three independent single-phase systems are connected together). This method, at continuous frequency

domain, is implemented as (5).

$$H_h(s) = \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_h^2}, \quad (5)$$

where  $\omega_h$  is the tuned frequency and  $\omega_c$  is the bandwidth of the notch to be generated.

The algorithm of Figure 11 requires one tuned filter for each frequency desired to be damped. Considering the majority of non-linear loads produce distortions at the order of  $6 \cdot n \pm 1$  (where  $n = 1$ , as the superior orders can be considered negligible), it is enough to tune the filters for the 5<sup>th</sup> and the 7<sup>th</sup> harmonics - although some other frequencies might be required at specific cases.

As this filter is implemented in a Digital Signal Processor, (5) can be discretized with a Trapezoidal/Tustin method [42], resulting in the difference equation (6). The parameters  $a_{1vh}$ ,  $a_{2vh}$ ,  $b_{0vh}$ ,  $b_{1vh}$  and  $b_{2vh}$  are obtained as (7).

$$v_h^-(t) = -a_{1vh} \cdot v_h^-(t-1) - a_{2vh} \cdot v_h^-(t-2) + b_{0vh} \cdot v_{\Phi N}(t) + b_{1vh} \cdot v_{\Phi N}(t-1) + b_{2vh} \cdot v_{\Phi N}(t-2). \quad (6)$$

$$\begin{cases} a_{0vh} = 4/T_s^2 + 4 \cdot \omega_c/T_s + \omega_h^2; \\ a_{1vh} = [-8/T_s^2 + 2 \cdot \omega_h^2] / a_{0vh}; \\ a_{2vh} = [4/T_s^2 - 4 \cdot \omega_c/T_s + \omega_h^2] / a_{0vh}; \\ b_{0vh} = [4/T_s^2 + \omega_h^2] / a_{0vh}; \\ b_{1vh} = a_{1vh}; \\ b_{2vh} = b_{0vh}, \end{cases} \quad (7)$$

where  $T_s$  is the sampling period.

It is important to note that (5) implements a notch filter. Hence, the signal  $v_h^-(t)$  contains all frequency components of  $v_{\Phi N}(t)$  other than the desired component at order  $h$ . Thus, the desired component  $v_h(t)$  is obtained as (8).

$$v_h(t) = v_{\Phi N}(t) - v_h^-(t). \quad (8)$$

### B. DECISION ON THE HARMONIC RESISTANCE

The harmonic compensating current to be injected into the grid is calculated by the installation site voltage  $v_{\Phi N}$  divided by the desired value of harmonic resistance. In general, the lower the resistance value, the better the damping of harmonic propagation - however, the ratings of the APF are required to be higher. The literature indicates several methods to determine an optimal value for the harmonic resistance. In [43] it has been used a distributed parameter model for the distribution line in order to equate the harmonic resistance with the characteristic impedance of the line - however, this value cannot be a fixed value, as there might be connection/disconnection of capacitor banks according with demand. In order to dynamically obtain the characteristic impedance of the line, an ARIMAX parameter estimator is proposed in [44].

The RAPF emulating the characteristic impedance of the line, however, must be installed at the end of a radial line, as they must act as a matching impedance. Other

(and simpler) methods, only vary the harmonic resistance in order to make the harmonic distortion fall bellow a predefined limit. In [45] the THD of the installation site voltage has been compared against a reference value. Whenever the measured THD is higher than its reference, the harmonic resistance is decremented - also, whenever the THD is bellow its reference, the harmonic resistance is incremented. In [46] the harmonic resistance is calculated for each frequency individually, based on the voltage distortion at that frequency, in order to avoid over compensation at the other frequencies.

Figure 12 presents a flowchart to determine the value of the harmonic resistance to be emulated by the RAPF. It is important to note that the same algorithm must be repeated for all desired frequencies - in case of the experimental results presented in section V, the 5<sup>th</sup> and the 7<sup>th</sup> harmonics.

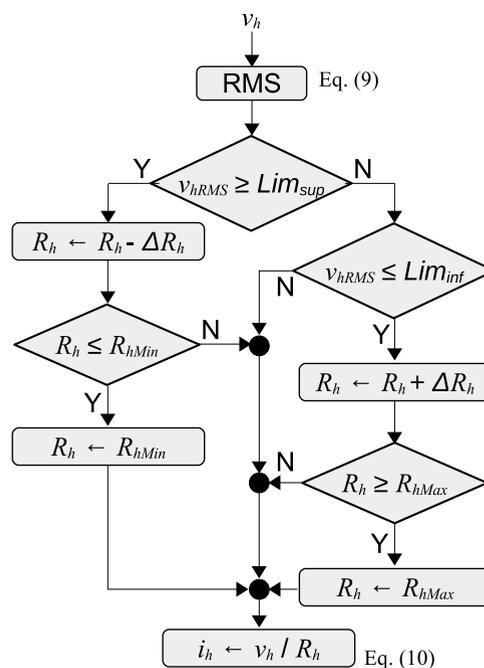


FIGURE 12. Decision on the harmonic resistance and on the compensation current.

The procedure starts with the  $h^{th}$  harmonic component of the installation site voltage, obtained in subsection III-A. Then, the RMS value of this harmonic component is calculated as (9).

$$v_{hRMS} = \sqrt{\frac{1}{n_h} \cdot \sum_{k=1}^{n_h} v_{hk}^2}, \quad (9)$$

where  $n_h$  is number of samples in one period of the  $h^{th}$  order.

The RMS value of the  $h^{th}$  order is compared against a reference value - if superior, then the value of the harmonic resistance  $R_h$  is decremented of a value  $\Delta R_h$  - if inferior, then the value of  $R_h$  is incremented. In both cases, a saturation is performed in order to keep  $R_h$  between the allowed minimum ( $R_{hMin}$ ) and maximum ( $R_{hMax}$ ) values.

Finally, the  $h^{\text{th}}$  order of the compensation current, which will be responsible to emulate the harmonic resistance  $R_h$  at that frequency is calculated as (10).

$$i_h = v_h/R_h. \quad (10)$$

#### IV. DEVELOPED EQUIPMENT

Figure 13 presents a photo with a general view of the developed equipment. It is formed by three independent single phase modules, identified as numbers 1, 2 and 3 - whose power circuits have been illustrated in Figure 3. This photo also shows the three battery banks, identified as numbers 4, 5 and 6, one for each phase. Each phase battery bank, in turn, is formed by three floating series array of 67 lead-acid batteries, resulting in  $67 \cdot 12V = 804V$  (nominal) for each H-bridge.

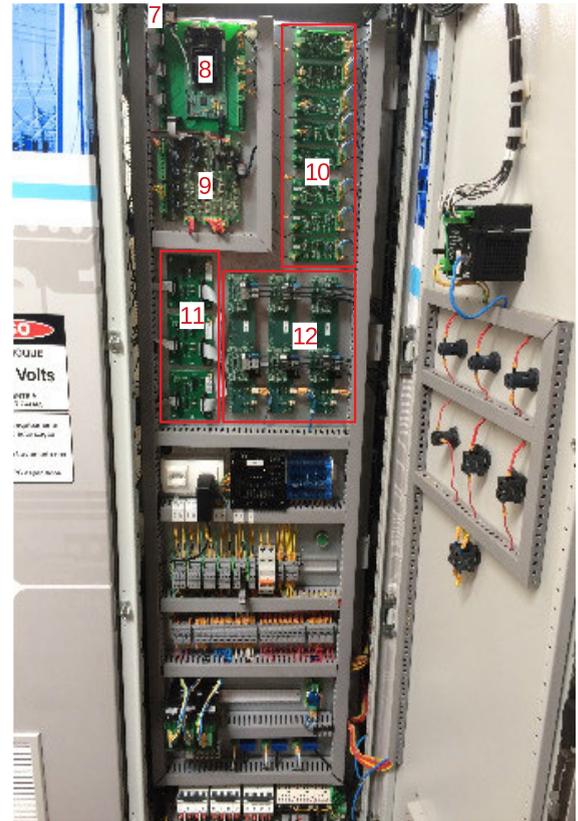


**FIGURE 13.** Photo of the developed equipment (1, 2 and 3) and the battery banks (4, 5 and 6).

Figure 14 presents a photo of the electronics subsystem of one of the three phases. The number 7 identification is the Adafruit GPS board. It communicates with the DSP board (identified as number 8, with a TMS320F28335 processor) via UART (as described in [18]). It should be noted that each phase has its own DSP. This was necessary due to the high number of PWM signals required to control three H-bridges per phase.

Number 9 indicated in Figure 14 is a board with 24V relays and optocouplers, required to interface the TTL 3.3V from the GPIOs of the DSP with contactors and the human-machine-interface (buttons and lamps). The input range of the analog signals on the DSP is from 0V to 3V. Hence the output of the CTs and PTs must be conditioned through operational amplifiers (indicated as number 10). Number 11 indicates circuits that translate the TTL 3.3V from the GPIOs to the 15V of the optical fiber interface boards of number 12. From number 12, optical fibers are connected to the H-bridges, in order to command their IGBTs.

Figure 15 presents a photo of the power subsystem of one of the three phases. It should be noted that there are three shelves, one for each H-bridge of that phase. The number 13 identifications are the DC capacitors of the H-bridges



**FIGURE 14.** Electronics subsystem (of one phase).

while number 14 are the DC inductances ( $C_{DC}$  and  $L_{DC}$ , respectively, connected as indicated in the circuit of Figure 3). The number 15 identifications are 100W resistances part of the pre-charge circuit of the DC capacitors (described in subsection IV-A).

#### A. PRE-CHARGING OF THE DC CAPACITORS

Whenever a step voltage variation is applied to a discharged capacitor, the charging current will result in an impulse, proportional to the capacitance value and also on the step variation ( $i_C(t) = C \cdot dV/dt$ ). In case of the developed equipment, due to the high value of the DC capacitors and, mainly, due to the high value of the DC voltages of the battery banks (804V nominal), the impulse on the current, if not properly dissipated, may trip circuit protections or cause damage to some circuit parts.

A pre-charging circuit, through a series resistance (that is short-circuited after the charging time by a contactor) has been proposed in [47]. In that case, there were no battery banks and the capacitor voltage was controlled from the AC current. Here, due to the battery bank connection, the series resistance should be connected on the DC side. Also, in the case of [47], the contactor had to be rated to support the nominal current of the converter. Here a modification is performed, as presented in Figure 16, in order to allow a small rating DC contactor to conduct during the charging time and be released after, for normal operation of the converter.



FIGURE 15. Power subsystem (of one phase).

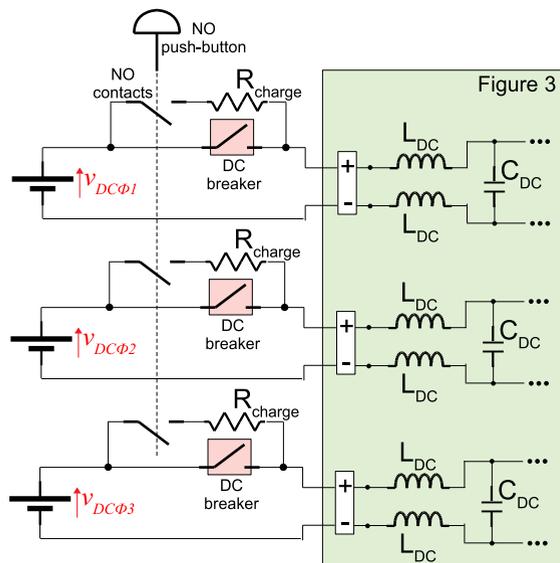


FIGURE 16. Pre-charging circuit of DC capacitors (of one phase).

Whenever the battery banks must be connected to the equipment, the operator must press the normally open (NO) push-button, commanding a small rating DC contactor (also with NO contacts) to insert the charging resistor ( $R_{charge}$  - number 15 in Figure 15) in series with the DC capacitor  $C_{DC}$ . The RC time constant formed between  $R_{charge}$  and  $C_{DC}$  produces a (relatively) slowly rise capacitor voltage - which, in turn, draws a reduced charging current. Once the capacitor

is charged (even, partially charged), the DC breakers can be closed and the equipment is ready to operate. It should be noted that the “slow” rise in the capacitor voltage, actually, correspond to the press and release of the push-button (due to the fact that the electric dynamics are much faster than the perception of the human operator). Figure 17 presents the waveforms of the voltage (CH1 - yellow) on one of the DC capacitors and its charging current (CH2 - green). It can be noticed that, for  $R_{charge} = 100\Omega$  and  $C_{DC} = 6666.7\mu F$  (equivalent capacitance of a series-parallel array of  $10000\mu F$  capacitors), in less than 2s the voltage reaches its nominal value (804V). It can also be noticed that the peak charging current has been limited by the  $100\Omega$  resistance to 8A.



FIGURE 17. Slow pre-charge of DC capacitor using the circuit of Figure 16.

### V. EXPERIMENTAL RESULTS

Figure 18 presents the test 13.8 kV substation used in the experiments. The number 16 identification is a 220V:13800V tree-phase transformer used to provide the 13.8kV grid for the tests and number 17 is the 13.8kV:2.4kV coupling transformer of Figure 1. Numbers 18 indicate the PTs and numbers 19 the CTs. The non numbered elements in the photo were not used in the experiments shown in this paper, as this substation is shared with other projects.

Figure 19 presents the operation of the seven level cascaded H-bridge. The yellow plot is the voltage at the output of one of the H-bridges  $v_{A3}$ , switching between  $+v_{DC}$  and 0V during the positive half cycle and between 0V and  $-v_{DC}$  during the negative half cycle. The output of the other two H-bridges at this phase ( $v_{A2}$  and  $v_{A1}$ ) should be similar. The green plot is the resulting voltage at the output of the seven level CHB converter ( $v_{Ainv} = v_{A1} + v_{A2} + v_{A3}$ ). It can be noticed that this green plot is similar to the bottom plot of Figure 4, apart from the ripple at the DC voltage of each H-bridge. The red plot is the AC current  $i_A$  of that phase. At this particular instant of operation, the equipment is injecting power to the grid, and the AC current is  $180^\circ$  out of phase in relation the converter output voltage, according with the signal convention adopted in Figure 3.

Two experiments have been performed: the peak-shaving operation (subsection V-A) and the voltage harmonics compensation (subsection V-B).



FIGURE 18. Test 13.8 kV substation.

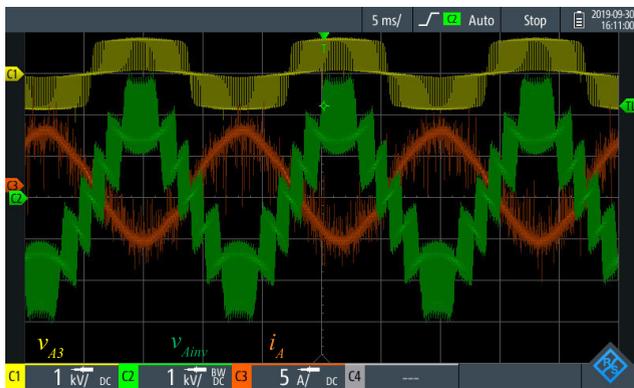


FIGURE 19. Operation of the seven level cascaded H-bridge converter.

### A. PEAK-SHAVING OPERATION

In this experiment, a power and energy logger (by Fluke) has been used to acquire the voltages (at the secondaries of PTs) and the currents (at the secondaries of CTs) at the three phases of the 13.8kV buses, in order to obtain a trend of the three-phase power. Also, an oscilloscope (by Rohde & Schwarz), with logger functionality, has been used to obtain the trends of the DC voltage in one of the battery banks and the current at this same bank.

With a sampling interval of 1 minute, during 16 hours (which were enough to show all stages of operation), the aforementioned signals have been acquired, as presented in Figure 20. The trends show the equipment starting power injection to the grid at 13:00 (following the injection profile of Figure 6). From 13:00 until 14:30, the three-phase power (top plot, black color) increases negatively (according with the signal convention adopted in Figure 3) on a ramp from zero to around -20kW (which was the adopted maximum power for the tests). From 14:30 until 16:30, the equipment is in its maximum (and constant) power injection stage

( $P_{max} = -20kW$ ). From 16:30 until 18:00, the injected three-phase power decreases (negatively) on a ramp from -20kW to zero.

Figure 21 presents the voltages and currents at the 13800V bus (measured at the secondaries of PTs and CTs) at time 15:30 - hence, during maximum power injection into the grid. The upper plots present the three phase-to-ground voltages. The intermediary plots present the three line currents. The lower plots present the voltage and current of a same phase. It can be noticed that the voltage and current are  $180^\circ$  out phase in relation to each other - indicating battery discharge, according with the signal convention adopted in Figure 3.

During the whole injection stage, the monitored battery bank voltage (bottom plot of Figure 20, magenta color) drops from around 890V to around 800V. From 18:00, the battery charging stage starts (consuming a positive power from the grid - according with the signal convention adopted in Figure 3). On this particular test, the stage I of battery charge (constant current - bottom plot, green color) happened from 18:00 until around 22:00, while the battery voltage (magenta) rose linearly until around 890V.

From 22:00 until around 3:00 (of the next day), the batteries were in the stage II of charge - where the batteries voltage (bottom plot of Figure 20, magenta color) are kept constant and their current (bottom plot, green color) slowly drops. From 3:00, the batteries are already in stage III, consuming a minimum power just to keep the floating voltage.

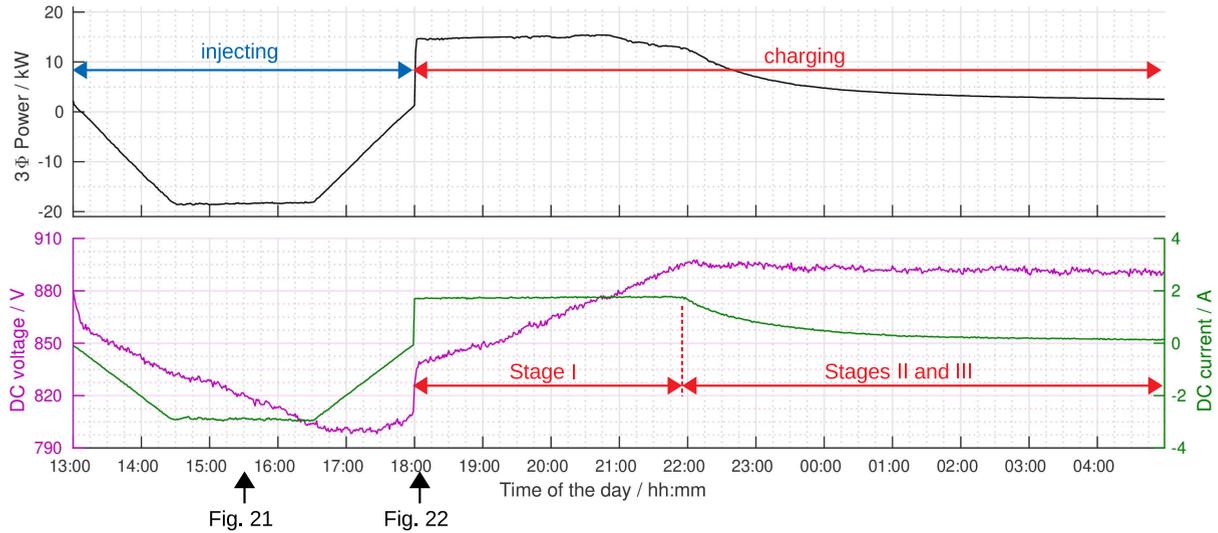
Figure 22 presents the voltages and currents at the 13800V bus (measured at the secondaries of PTs and CTs) just after 18:00 - hence, at the very beginning of stage I charging, when the batteries drain maximum power from the grid. The upper plots present the three phase-to-ground voltages. The intermediary plots present the three line currents. The lower plots present the voltage and current of a same phase. It can be noticed that the voltage and current are in phase in relation to each other - indicating battery charging, according with the signal convention adopted in Figure 3.

### B. VOLTAGE HARMONICS COMPENSATION

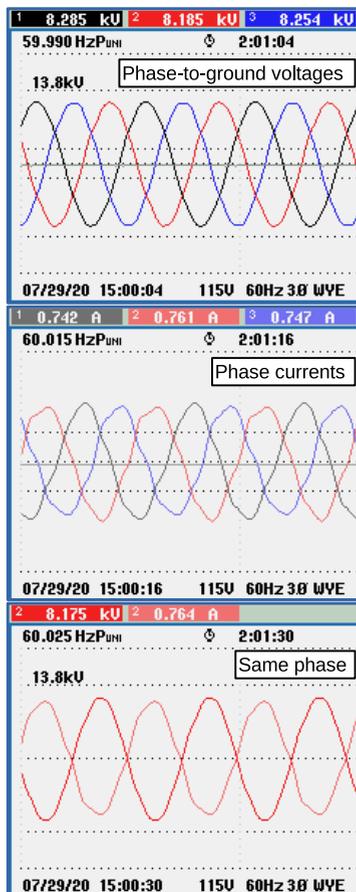
In this experiment, in order to produce the voltage distortion on the 13.8kV substation, a rectifier of voltage source type (with large DC capacitance) has been installed at the 220V side of the input transformer (number 16 in Figure 18).

Figure 23 presents the trends (obtained with the Fluke Power & Energy Analyzer, sampling at each second) of the three-phase power (top plot) and the voltage distortions (bottom plot - showing the trend of the THD, the 5<sup>th</sup> and the 7<sup>th</sup> harmonics). In order to speed up the experiment, the power injection and battery charging profile has been compressed into a 10 minute cycle (instead of 24 hours cycle). In this experiment, two complete cycles are shown: the first one with the harmonic compensation feature ON (from 14:07 until 14:16) and the second one with the harmonic compensation feature OFF (from 14:16 until 14:24).

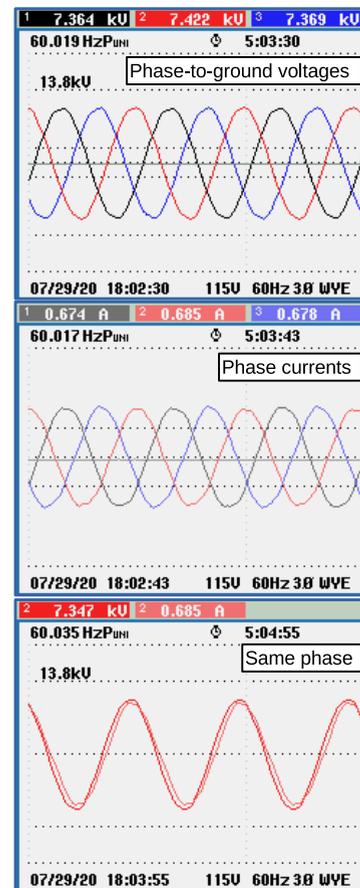
When the voltage harmonics compensation feature is ON (RAPF ON during the first half of Figure 23), the voltage



**FIGURE 20.** Logs of three-phase power at the 13.8 kV side of the transformer and DC voltage and DC current at one of the battery banks, sampled at each minute.



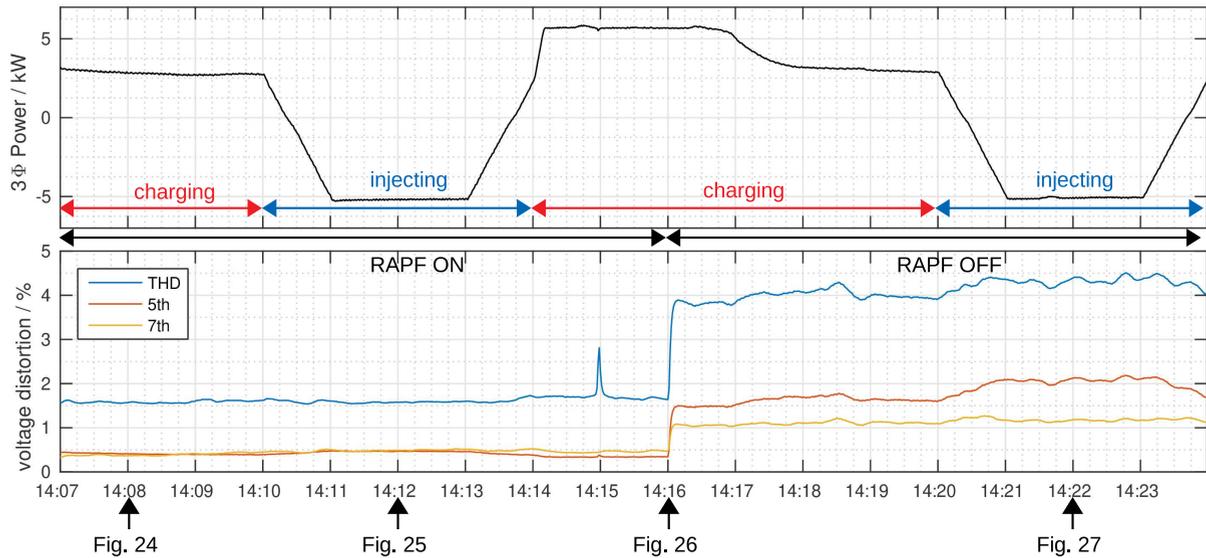
**FIGURE 21.** Voltages and currents at the 13800V bus during maximum power injection to the grid.



**FIGURE 22.** Voltages and currents at the 13800V bus during stage I battery charge.

THD has been measured near 1.5% and the individual distortions for the 5<sup>th</sup> and the 7<sup>th</sup> have been measured around 0.5%. Then, at t = 14:16, the voltage harmonics compensation

feature is turned OFF (RAPF OFF during the last half of the figure). It can be noticed that the THD has increased from 1.5% to between 4% and 4.5%. The measurement



**FIGURE 23.** Logs of three-phase power and voltage distortions, at the 13.8 kV side of the transformer, sampled at each second.

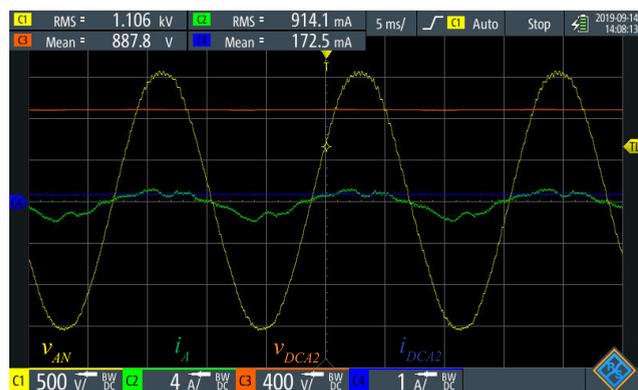
of the individual 5<sup>th</sup> harmonic has increased from 0.5% to between 1.5% and 2%. Also, the measurement of the individual 7<sup>th</sup> harmonic has increased from 0.5% to between 1.0% and 1.3%.

Figures 24 to 27 present the waveforms at each operational stage (with and without harmonic compensation). In these figures, the yellow and the green plots are the AC voltage and AC current (respectively) at the low side of the coupling transformer and the red and blue plots are voltage and current (respectively) in one of the battery banks. The instants of time where each of these measurements were taken have been indicated at the bottom of Figure 23.

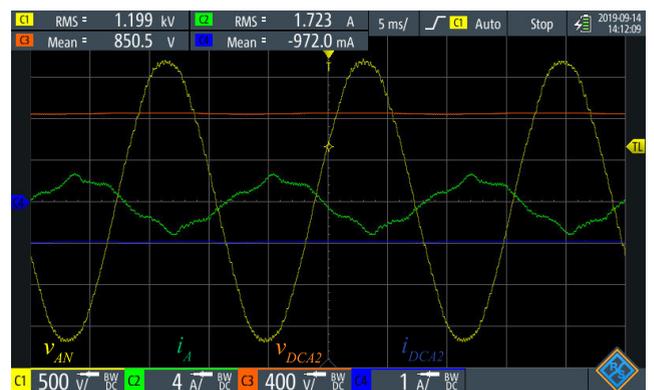
Figure 24 presents the measurements taken at t = 14:08, during stage III of battery charging. In this condition, both the AC current (green plot) and DC current (blue plot) are near their minimum values, in order to keep the batteries at their floating voltages. It can be noticed that the AC current is in phase with the AC voltage (yellow plot) and the DC

current has a positive mean value - indicating battery charge, according with the signal convention adopted in Figure 3. It should be noted that the AC current is distorted in order to emulate the harmonic resistance and damp the harmonic distortion on the AC voltage (seen perfectly sinusoidal - with a THD of about 1.5%, as shown in Figure 23).

Still with the harmonic compensation feature turned ON, Figure 25 presents the measurements taken at t = 14:12, during power injection to the grid. In this condition, the AC current (green plot) is 180° out phase in relation to the AC voltage (yellow plot) and the DC current (blue plot) has a negative mean value - indicating battery discharge, according with the signal convention adopted in Figure 3. It should be noted that the AC current is still distorted and the AC voltage is still perfectly sinusoidal (with a THD of about 1.5%, as shown in Figure 23), as the equipment is emulating the harmonic resistance in order to damp voltage distortion.



**FIGURE 24.** Measurements at 14:08, at the 2.42 kV side of the transformer - Converter charging the batteries - with harmonic compensation feature.



**FIGURE 25.** Measurements at 14:12, at the 2.42 kV side of the transformer - Converter injecting power into the grid - with harmonic compensation feature.



FIGURE 26. Measurements at 14:16, at the 2.42 kV side of the transformer - Converter charging the batteries - without harmonic compensation feature.

Figure 26 presents the measurements taken at  $t = 14:16$ , on stage I of battery charging - and with the harmonics compensation turned OFF. In this condition, the AC current (green plot) is in phase in relation to the AC voltage (yellow plot) and the DC current (blue plot) has a positive mean value - indicating battery charge, according with the signal convention adopted in Figure 3. It should be noted that, as the harmonic compensation has been turned OFF, the AC current is sinusoidal and the AC voltage is distorted (with a THD of about 4%, as shown in Figure 23).

Still with the harmonic compensation feature turned OFF, Figure 27 presents the measurements taken at  $t = 14:22$ , during power injection to the grid. In this condition, the AC current (green plot) is  $180^\circ$  out phase in relation to the AC voltage (yellow plot) and the DC current (blue plot) has a negative mean value - indicating battery discharge, according with the signal convention adopted in Figure 3. It should be noted that the AC current is still sinusoidal and the AC voltage is still distorted (with a THD of about 4.5%, as shown in Figure 23), as the equipment is no longer emulating the harmonic resistance.



FIGURE 27. Measurements at 14:22, at the 2.42 kV side of the transformer - Converter injecting power into the grid - without harmonic compensation feature.

VI. CONCLUSION

This paper has presented the development aspects of a peak-shaving equipment with energy storage based on lead-acid batteries for 13.8kV power systems. The equipment is based on a multilevel converter whose AC port is connected to the grid using a 2.4kV:13.8kV coupling transformer. The topology of the multilevel converter is the cascaded H-bridge. The isolated DC ports of each of the H-bridges are connected to series arrays of 67 batteries of 12V (resulting in 804V nominal voltage on each bridge). A system for safe connection of the batteries to the DC capacitors of the H-bridges has been presented.

In addition, as the power circuit of the peak-shaving equipment is the same circuit of a shunt active power filter, a feature of damping of harmonic voltage (by the emulation of a harmonic resistance) has been included - without the need for any additional resource. It should be noted that, contrary to the traditional shunt active power filters, the emulated harmonic resistance does not require access to the terminals of the non-linear loads. This characteristic is very appealing to distribution systems, where the non-linear loads may be scattered throughout the line.

The paper has presented the algorithms of both functionalities and experimental results have been collected on a 13.8kV test substation.

APPENDIX A  
PHASE LOCKED LOOP - PLL

The PLL block of Figure 2 is detailed in Figure 28. It is based on the digital PLL presented by [31]. The phase error  $\Phi$  between the installation site line-neutral voltage  $v_{\phi N}$  and the unitary sinusoid  $\sin(\omega_1 t)$  is obtained through the principle of the Coulon oscillator (mathematically explained in [31]). The advantage of this procedure is that no tuning parameters are required, other than the nominal amplitude  $A$  of the installation site voltage. A closed loop is used to minimize the phase error  $\Phi$ .

In order to feedback the estimated unitary angle, a digital procedure, based on look-up table, is employed. Hence, the highlighted block in Figure 28 presents a conversion from the phase error  $\Phi$  to the index of the look-up table. The phase error  $\Phi$  corresponds to a number of samples  $N_s$  that must be shifted on look-up table. The relation between

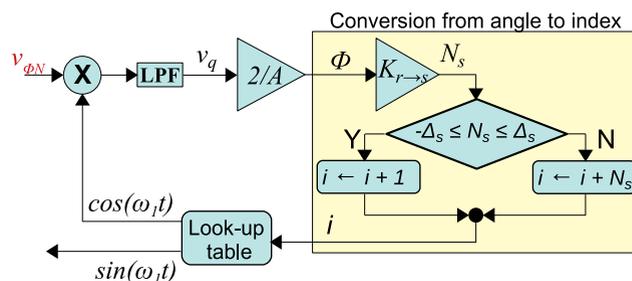


FIGURE 28. Digital PLL based on look-up table.

radians and samples is calculated with (11), where  $f_{nom}$  is the nominal frequency of the grid and  $f_s$  the sampling frequency of controller.

$$K_{r \rightarrow s} = \frac{f_s}{f_{nom} \cdot 2 \cdot \pi}. \quad (11)$$

A hysteresis-band from  $-\Delta_S$  to  $\Delta_S$  is employed in order to tolerate variations on the supply voltage. Whenever the error in terms of number of samples  $N_S$  is within the hysteresis-band, then error between the supply voltage  $v_{\phi N}$  and the unitary sinusoid  $\sin(\omega_1 t)$  is minimal - hence the index  $i$  of lookup table needs only to be increment by 1, preparing for the next sample. On the contrary, if the sample error is high, then  $i$  is incremented by  $N_S$ .

### APPENDIX B PROPORTIONAL PLUS RESONANT CONTROLLER - PR

Figure 29 presents the Proportional plus Resonant controller. It is formed by a proportional controller  $k_p$  (whose function is to improve transient response) and several resonant controllers (whose function is to minimize steady state errors at each of the resonant frequencies). The continuous frequency domain  $s$  for each resonant controller is given by (12).

$$Res_h(s) = \frac{yR_h(s)}{e(s)} = \frac{k_{Rh} \cdot s}{s^2 + \omega_h^2}, \quad (12)$$

where  $k_{Rh}$  is the resonant gain at the resonant frequency  $\omega_h$ .

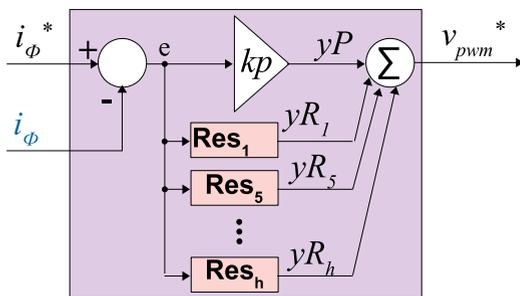


FIGURE 29. Proportional plus resonant controller.

As this controller is implemented in a Digital Signal Processor, (12) can be discretized with a Trapezoidal/Tustin method [42], resulting in the difference equation (13).

$$v_{pwm}^*(t) = k_p \cdot e(t) + \sum_h b_h \cdot k_{Rh} \cdot [e(t) - e(t - 2)] - \sum_h [a_{1h} \cdot y_{Rh}(t - 1) + a_{2h} \cdot y_{Rh}(t - 2)], \quad (13)$$

where  $a_{1h}$ ,  $a_{2h}$  and  $b_h$  are parameters defined by (14), dependent on the sampling time  $T_s = 1/f_s$  and on the resonant frequency  $\omega_h$  for each  $h = 1, 3, 5, 7, 9$ .

$$\begin{cases} a_{0h} = 4/T_s^2 + \omega_h^2; \\ a_{1h} = [-8/T_s^2 + 2 \cdot \omega_h^2] / a_{0h}; \\ a_{2h} = 1; \\ b_i = [2/T_s] / a_{0h}. \end{cases} \quad (14)$$

### ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the following Brazilian Research Agencies CNPq, CAPES, FAPEMIG, and ANEEL R&D for the support of this project.

### REFERENCES

- [1] W. F. Pickard, "Massive electricity storage for a developed economy of ten billion people," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1392–1407, 2015.
- [2] F. Nadeem, S. M. S. Hussain, P. K. Tiwari, A. K. Goswami, and T. S. Ustun, "Comparative review of energy storage systems, their roles, and impacts on future power systems," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 4555–4585, 2019.
- [3] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, "Energy storage systems for transport and grid applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 3881–3895, Dec. 2010.
- [4] H. Hesse, M. Schimpe, D. Kucevic, and A. Jossen, "Lithium-ion battery storage for the grid—A review of stationary battery storage system design tailored for applications in modern power grids," *Energies*, vol. 10, no. 12, p. 2107, Dec. 2017.
- [5] G. Strbac, "Demand side management: Benefits and challenges," *Energy Policy*, vol. 36, no. 12, pp. 4419–4426, Dec. 2008.
- [6] S. J. Chiang, K. T. Chang, and C. Y. Yen, "Residential photovoltaic energy storage system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 3, pp. 385–394, Jun. 1998.
- [7] M. A. Acquah, D. Kodaira, and S. Han, "Real-time demand side management algorithm using stochastic optimization," *Energies*, vol. 11, no. 5, p. 1166, May 2018.
- [8] D. Connolly, H. Lund, B. V. Mathiesen, and M. Leahy, "A review of computer tools for analysing the integration of renewable energy into various energy systems," *Appl. Energy*, vol. 87, no. 4, pp. 1059–1082, Apr. 2010.
- [9] M. Faisal, M. A. Hannan, P. J. Ker, A. Hussain, M. B. Mansor, and F. Blaabjerg, "Review of energy storage system technologies in microgrid applications: Issues and challenges," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 35143–35164, 2018.
- [10] W. F. Pickard, "The history, present state, and future prospects of underground pumped hydro for massive energy storage," *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 2, pp. 473–483, Feb. 2012.
- [11] J. Wang, K. Lu, L. Ma, J. Wang, M. Dooner, S. Miao, J. Li, and D. Wang, "Overview of compressed air energy storage and technology development," *Energies*, vol. 10, no. 7, p. 991, Jul. 2017.
- [12] M. Hedlund, J. Lundin, J. de Santiago, J. Abrahamsson, and H. Bernhoff, "Flywheel energy storage for automotive applications," *Energies*, vol. 8, no. 10, pp. 10636–10663, Sep. 2015.
- [13] D. Akinyele, J. Belikov, and Y. Levron, "Battery storage technologies for electrical applications: Impact in stand-alone photovoltaic systems," *Energies*, vol. 10, no. 11, p. 1760, Nov. 2017.
- [14] S. Kharel and B. Shabani, "Hydrogen as a long-term large-scale energy storage solution to support renewables," *Energies*, vol. 11, no. 10, p. 2825, Oct. 2018.
- [15] J. Torres, P. Moreno-Torres, G. Navarro, M. Blanco, and M. Lazo, "Fast energy storage systems comparison in terms of energy efficiency for a specific application," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 40656–40672, 2018.
- [16] O. Rahman, K. M. Muttaqi, and D. Sutanto, "High temperature superconducting devices and renewable energy resources in future power grids: A case study," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 29, no. 2, pp. 1–4, Mar. 2019.
- [17] C. Rahmann, B. Mac-Clure, V. Vittal, and F. Valencia, "Break-even points of battery energy storage systems for peak shaving applications," *Energies*, vol. 10, no. 7, p. 833, Jun. 2017.
- [18] W. C. Sant'Ana, R. B. Gonzatti, G. Lambert-Torres, E. L. Bonaldi, B. S. Torres, P. A. de Oliveira, R. R. Pereira, L. E. Borges-da-Silva, D. Mollica, and J. S. Filho, "Development and 24 hour behavior analysis of a peak-shaving equipment with battery storage," *Energies*, vol. 12, no. 11, p. 2056, May 2019.
- [19] W. C. Santana, L. E. B. da Silva, L. E. L. de Oliveira, V. F. da Silva, and G. L. Torres, "13.8 kV series active power filter implementation using a noise-tolerant algorithm," in *Proc. IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, Jun. 2004, pp. 958–964.
- [20] C. Guzman, A. Cardenas, and K. Agbossou, "Local estimation of critical and off-peak periods for grid-friendly flexible load management," *IEEE Syst. J.*, vol. 14, no. 3, pp. 4262–4271, Sep. 2020.

- [21] J. R. Hammarstron, A. da Rosa Abaide, B. L. Blank, and L. N. F. da Silva, "Analysis of the electricity tariffs in Brazil in light of the current behavior of the consumers," in *Proc. 53rd Int. Universities Power Eng. Conf. (UPEC)*, Sep. 2018, pp. 1–6.
- [22] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1312–1322, Nov./Dec. 1996.
- [23] E. Hossain, M. R. Tur, S. Padmanaban, S. Ay, and I. Khan, "Analysis and mitigation of power quality issues in distributed generation systems using custom power devices," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 16816–16833, 2018.
- [24] F. Z. Peng, "Application issues of active power filters," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 4, no. 5, pp. 21–30, Sep./Oct. 1998.
- [25] T.-N. Le, M. Pereira, K. Renz, and G. Vaupel, "Active damping of resonances in power systems," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 9, no. 2, pp. 1001–1008, Apr. 1994.
- [26] W. Sant'Ana, R. Gonzatti, G. Lambert-Torres, E. Bonaldi, R. Pereira, L. E. Borges-da Silva, G. Pinheiro, C. H. Silva, D. Mollica, and J. S. Filho, "Implementation of harmonic propagation damping feature on a storage and grid support equipment (in Portuguese)," *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 24, pp. 27–36, Jan./Mar. 2019.
- [27] N. Pogaku and T. C. Green, "Harmonic mitigation throughout a distribution system: A distributed-generator-based solution," *IEE Proc.-Gener. Transmiss. Distrib.*, vol. 153, no. 3, pp. 350–358, May 2006.
- [28] Y. W. Li and J. He, "Distribution system harmonic compensation methods: An overview of DG-interfacing inverters," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 4, pp. 18–31, Dec. 2014.
- [29] J. He, Y. W. Li, R. Wang, and C. Zhang, "Analysis and mitigation of resonance propagation in grid-connected and islanding microgrids," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 1, pp. 70–81, Mar. 2015.
- [30] N. Jaalam, N. A. Rahim, A. H. A. Bakar, C. Tan, and A. M. A. Haidar, "A comprehensive review of synchronization methods for grid-connected converters of renewable energy source," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 59, pp. 1471–1481, Jun. 2016.
- [31] C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, B. K. Bose, and S. U. Ahn, "A digital PLL scheme for three-phase system using modified synchronous reference frame," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 11, pp. 3814–3821, Nov. 2010.
- [32] G. Wang, G. Konstantinou, C. D. Townsend, J. Pou, S. Vazquez, G. D. Demetriades, and V. G. Agelidis, "A review of power electronics for grid connection of utility-scale battery energy storage systems," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 7, no. 4, pp. 1778–1790, Oct. 2016.
- [33] P. A. Bettawar and S. R. Punam, "An inclusive review on various multilevel converter topologies for a grid connected photo-voltaic system," *Int. Res. J. Eng. Technol.*, vol. 6, no. 2, pp. 307–311, Feb. 2019.
- [34] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2006.
- [35] Y. Li, Y. Wang, and B. Q. Li, "Generalized theory of phase-shifted carrier PWM for cascaded H-bridge converters and modular multilevel converters," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 589–605, Jun. 2016.
- [36] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 1995.
- [37] W. Sant'Ana, R. Gonzatti, B. Guimaraes, G. Lambert-Torres, E. Bonaldi, R. Pereira, L. E. B. da Silva, C. Ferreira, L. de Oliveira, G. Pinheiro, C. H. da Silva, C. Salomon, D. Mollica, and J. S. Filho, "Development of a multilevel converter for power systems applications based on DSP (in Portuguese)," in *Proc. 7th Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*, Niteroi-RJ, Brazil, May 2018, pp. 1–6.
- [38] I. Serban and C. Marinescu, "A look at the role and main topologies of battery energy storage systems for integration in autonomous microgrids," in *Proc. 12th Int. Conf. Optim. Electr. Electron. Equip.*, May 2010, pp. 1186–1191.
- [39] W. C. Sant'Ana, R. B. Gonzatti, G. Lambert-Torres, E. L. Bonaldi, P. A. de Oliveira, B. S. Torres, J. G. L. Foster, R. R. Pereira, L. E. Borges-da-Silva, D. Mollica, and J. S. Filho, "Implementation of automatic battery charging temperature compensation on a peak-shaving energy storage equipment," in *Proc. IEEE 15th Brazilian Power Electron. Conf., 5th IEEE Southern Power Electron. Conf. (COBEP/SPEC)*, Dec. 2019, pp. 1–7.
- [40] L. Asiminoael, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Detection is key—harmonic detection methods for active power filter applications," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 13, no. 4, pp. 22–33, Jul. 2007.
- [41] M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1591–1599, Nov. 2002.
- [42] C. L. Phillips and H. T. Nagle, *Digital Control Systems Analysis and Design*, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1995.
- [43] K. Wada, H. Fujita, and H. Akagi, "Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1123–1130, Jul. 2002.
- [44] W. C. Santana, K. Al-Haddad, and L. E. B. da Silva, "Modeling and active damping of harmonic propagation on electric distribution systems," in *Proc. IEEE Electr. Power Energy Conf. (EPEC)*, Montreal, QC, Canada, Oct. 2009, pp. 1–7.
- [45] P. Jintakosonwit, H. Akagi, H. Fujita, and S. Ogasawara, "Implementation and performance of automatic gain adjustment in a shunt-active filter for harmonic damping throughout a power distribution system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 3, pp. 438–447, May 2002.
- [46] T.-L. Lee and S.-H. Hu, "Discrete frequency-tuning active filter to suppress harmonic resonances of closed-loop distribution power systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 137–148, Jan. 2011.
- [47] W. C. Santana, K. Al-Haddad, and L. E. B. da Silva, "Design procedure for an active resonance damper," in *Proc. 36th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON)*, Nov. 2010, pp. 2643–2650.



**WILSON C. SANT'ANA** (Member, IEEE) received the B.S., M.Sc., and D.Sc. degrees in electrical engineering from the Itajuba Federal University (UNIFEI), Itajuba, Brazil, in 2001, 2004, and 2016, respectively.

Since 2011, he has been a Researcher with Gnarus Institute, Itajuba, Brazil. He has experience with the development of hardware and software for microcontrollers, DSPs, and FPGAs. His research interests include condition-based maintenance, frequency response analysis of electric machinery, power electronics, and control systems. He has written the manuscript and a part of the control software, and performed experiments.



**DENIS MOLLICA** received the B.S. degree in electrical and electronics engineering and the MBA degree from Taubate University, Taubate, Brazil, in 2000 and 2005, respectively.

Since 1997, he has been with EDP Brasil, where he served in many positions. He is currently the Executive Manager of the Engineering and Systems of the Energy Distribution unit. He has conceptualized the project, provided the material resources, and has written a part of the manuscript.



**GERMANO LAMBERT-TORRES** (Fellow, IEEE) received the Ph.D. degree in electrical engineering from the Ecole Polytechnique de Montreal, Canada, in 1990.

From 1983 to 2012, he was with the Electrical Engineering Department, Itajuba Federal University (UNIFEI), Itajuba, Brazil, where he was also the Dean of the Research and Graduate Studies, from 2000 to 2004. From 1995 to 1996, he was a Visiting Professor at the University of Waterloo, Waterloo, ON, Canada. Since 2010, he has been the Director of R&D, PS Solucoes, Itajuba. He also serves as a Consultant for many utility companies in Brazil and South America, and has taught numerous IEEE tutorials in the USA, Europe, and Asia. He is the author/editor or coauthor of nine books, more than 30 book chapters, and 50 transactions articles on intelligent systems and nonclassical logic. He has written a part of the manuscript and has conceptualized/supervised the project as a whole.



**BRUNO P. B. GUIMARAES** received the B.S. degree in electrical engineering from Itajuba Federal University (UNIFEI), Itajuba, Brazil, in 2018, where he is currently pursuing the M.Sc. degree in electrical engineering.

Since 2014, he has been a Research Assistant with the Power Electronics and Industrial Control group (GEPCI), Itajuba. His research interests include power electronics and control systems. He has assembled the hardware and performed the experiments.



**GUILHERME G. PINHEIRO** received the B.S. degree in automation and control engineering from Uberaba University, Uberaba, Brazil, in 2010, and the M.Sc. degree in electrical engineering from Itajuba Federal University, in 2016, where he is currently pursuing the D.Sc. degree in electrical engineering.

Since 2017, he has been a Research Assistant with the Power Electronics and Industrial Control Group (GEPCI), Itajuba, Brazil. His research interests include power electronics and control systems. He has assembled the hardware and performed part of the experiments.



**ERIK L. BONALDI** received the B.S., M.Sc., and Ph.D. degrees in electrical engineering from Itajuba Federal University, Itajuba, Brazil, in 1999, 2002, and 2006, respectively.

He is currently the CEO of PS Solutions, Itajuba, Brazil, and also a Research Associate with Gnarus Institute, Itajuba. His research focuses on industrial electronic automation, predictive maintenance, artificial intelligence methodologies, and rough sets classifier. He has conceptualized and supervised the project as a whole.



**RONDINELI R. PEREIRA** (Member, IEEE) received the B.Sc. degree in computation engineering, and the M.Sc. and D.Sc. degrees in electrical engineering from the Itajuba Federal University, Itajuba, Brazil, in 2007, 2009, and 2011, respectively.

From 2010 to 2012, he was a Professor with the Federal Center of Technological Education of Minas Gerais, Leopoldina, Brazil. Since 2013, he has been a Professor at Itajuba Federal University. His research interests include digital signal processing, adaptive filters, control algorithms for active power filters, harmonics, and power quality. He has written a part of the control software and supervised the experiments.



**LUIZ EDUARDO BORGES-DA-SILVA** (Senior Member, IEEE) received the B.S. and M.Sc. degrees in electrical engineering from Itajuba Federal University (UNIFEI), Itajuba, Brazil, in 1977 and 1982, respectively, and the Ph.D. degree from the Ecole Polytechnique de Montreal, Montreal, QC, Canada, in 1988.

In 1998, he was a Visiting Professor with The University of Tennessee, Knoxville, TN, USA. He is currently a Professor with the Department of

Electronic Engineering, UNIFEI. His research focuses on power electronics, electronic power systems, power converters, and applications of adaptive and intelligent control in industrial problems. He has conceptualized and supervised the project as a whole.



**ROBSON BAUWELZ GONZATTI** (Member, IEEE) received the B.Sc. degree in automation and control engineering, and the M.Sc. and D.Sc. degrees in electrical engineering from the Itajuba Federal University, Itajuba, Brazil, in 2011, 2012, and 2015, respectively.

Since 2015, he has been a Professor with the Electrical Engineering Institute, UNIFEI. From 2019 to 2020, he was a Visiting Professor with Florida State University, Tallahassee, FL, USA.

His research interests include power electronics, active power filters, renewable energy resources, and control systems. He has written a part of the control software and has supervised the experiments.



**JOSELINO SANTANA-FILHO** received the B.S. degree in electrical engineering from Mogi das Cruzes University, Mogi das Cruzes, Brazil, in 2004, and the M.B.A. degree from the Getulio Vargas Foundation (FGV), Brazil, in 2011.

He is currently with EDP Brasil, as the Project and Studies Engineer of the Technology Development Division. He has experience in the area of electrical engineering, measurement, as well as control and protection. He has conceptualized the project and provided the material resources.

...

# IMPLEMENTAÇÃO DE FUNCIONALIDADE DE AMORTECIMENTO DE PROPAGAÇÃO HARMÔNICA EM EQUIPAMENTO DE ARMAZENAMENTO E SUPORTE DE REDE

Wilson Sant'Ana<sup>1,2</sup>, Robson Gonzatti<sup>2</sup>, Germano Lambert-Torres<sup>1</sup>, Erik Bonaldi<sup>1</sup>, Rondineli Pereira<sup>2</sup>, Luiz Eduardo Borges-da-Silva<sup>2</sup>, Guilherme Pinheiro<sup>2</sup>, Carlos H. Silva<sup>2</sup>, Denis Mollica<sup>3</sup>,  
Joselino Santana Filho<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Instituto Gnarus, Itajubá – MG, Brasil

<sup>2</sup>Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI, Itajubá – MG, Brasil

<sup>3</sup>EDP São Paulo Distribuição de Energia, São Paulo – SP, Brasil

e-mail: wilson\_santana@ieee.org

**Resumo** – Este trabalho trata do amortecimento de propagação harmônica em linhas de distribuição, visando melhora na qualidade da tensão. A propagação harmônica ocorre devido às ressonâncias entre as impedâncias indutivas do sistema e bancos de capacitores utilizados em filtros passivos e compensadores de reativos, amplificando a distorção causada por cargas não lineares nas proximidades, e pode ser amortecida através do uso de filtros ativos emulando resistências harmônicas. Esta abordagem (ao invés do uso convencional dos filtros ativos shunt para diretamente compensar as correntes harmônicas) é muito atrativa para sistemas de distribuição, aonde as cargas não lineares estão distribuídas e inacessíveis. A contribuição principal deste artigo é a implementação desta resistência harmônica em um equipamento de armazenamento de energia e suporte de rede como uma funcionalidade extra, sem necessidade de sensores adicionais. Resultados experimentais são apresentados em uma bancada de testes.

**Palavras-chave** – Amortecimento de Ressonâncias, Conversores Multiníveis, Filtros Ativos, Resistência Harmônica.

## IMPLEMENTATION OF HARMONIC PROPAGATION DAMPING FEATURE ON A STORAGE AND GRID SUPPORT EQUIPMENT

**Abstract** – This work discusses harmonic propagation damping on distribution lines, aiming for better voltage quality. The harmonic propagation is due to resonances between the inductive impedances of the system and the capacitor banks installed in passive filters and reactive power compensators, amplifying the distortion caused by non-linear loads nearby, and can be damped with the use of active filters emulating harmonic resistances. This approach (instead of the conventional use of shunt active filters to directly compensate harmonic currents) is very attractive for distribution systems, where the

non-linear loads are distributed and inaccessible. The main contribution of this paper is the implementation of this harmonic resistance in an energy storage and grid support equipment as an extra feature, without the need of additional sensors. Experimental results are presented in a test bench.

**Keywords** – Active Power Filters, Harmonic Resistance, Multilevel Converters, Resonance Damping.

### I. INTRODUÇÃO

Os fundamentos da teoria de filtros ativos de potência foram introduzidos no início da década de 1970. Com os avanços da eletrônica de potência, durante a década de 1980, filtros ativos de potência (APF, do inglês *Active Power Filter*) tiveram aplicações práticas. Uma revisão de literatura com mais de 200 publicações relacionadas a APFs é apresentada em [1]. Esta referência classificou os APFs baseado no tipo de conversores (VSI: *Voltage Source Inverters* ou CSI: *Current Source Inverters*), topologia (série, paralelo ou híbrido) e sistema de tensões (monofásico, trifásico ou trifásico a quatro fios). A configuração dos APFs irá depender, basicamente, da sua aplicação; mas, usualmente, VSIs são preferidos, devido ao fato de serem mais leves, mais baratos e terem menores perdas do que os CSIs. Quando se necessita compensar correntes (com harmônicos, parcelas reativas ou desequilíbrios) os filtros do tipo paralelo [2] são as soluções consideradas mais adequadas; embora uma solução híbrida possa ser considerada a mais econômica, dado o custo reduzido dos conversores com especificação de potência mais baixa. Quando se necessita compensar tensões (com harmônicos, desequilíbrios, afundamentos ou elevações) os filtros do tipo série [3] são considerados as soluções mais adequadas e os híbridos as mais econômicas.

Outro fator importante a se considerar, ao selecionar a topologia do APF, é o tipo de carga. De acordo com [4], as cargas não lineares podem ser classificadas em dois tipos: cargas fontes de correntes harmônicas e cargas fontes de tensões harmônicas. O espectro harmônico de alguns tipos de carga, tais como os retificadores com indutância CC alta o suficiente para manter a corrente constante, é independente dos parâmetros da rede de alimentação; neste caso, estas cargas são chamadas cargas fontes de correntes harmônicas.

Artigo submetido em 13/07/2018. Primeira revisão em 02/09/2018. Aceito para publicação em 28/11/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.1.0018>

Por outro lado, algumas cargas, como os retificadores com alta capacitância CC, têm tensões de entrada independentes dos parâmetros da rede de alimentação; neste caso, estas cargas são chamadas cargas fontes de tensões harmônicas. O espectro harmônico das correntes das cargas fontes de tensão é fortemente afetado pelos parâmetros da rede de alimentação.

Conforme observado, o conhecimento prévio do tipo de carga é essencial para um projeto otimizado e eficiente de filtros ativos. Entretanto, isto nem sempre é possível. Segundo [5], é difícil identificar o comportamento das cargas como fonte de tensão ou de corrente, pois isto depende, além do que está sendo imposto pela carga, da tensão em seu ponto de instalação. De acordo com [6], as cargas não lineares podem ser classificadas como cargas identificáveis e cargas não identificáveis. As cargas identificáveis são cargas de grande potência, que a concessionária conhece e sabe onde se localizam, pois impactam o sistema. Já as cargas não identificáveis são pequenas cargas que não representam problemas individualmente, mas podem impactar o sistema como um todo. Outro problema dos filtros ativos/híbridos é o fato deles precisarem ser instalados nas vizinhanças das cargas que se deseja compensar. Como o número de cargas em uma linha de distribuição pode ser alto, não seria viável economicamente o uso de um filtro para cada uma delas. Logo, ao invés de se utilizar um filtro ativo para cada carga, [6] propõe o uso de um único filtro paralelo para compensar a propagação harmônica na linha inteira. Então, apenas os efeitos (a propagação harmônica) precisariam ser tratados, ao invés de se tratar as causas (as correntes harmônicas). Portanto, seria possível a utilização de um filtro ativo de baixa potência, operando como um resistor harmônico (conhecido como RAPF ou *Resistive Active Power Filter* em algumas referências [7]–[9]), independentemente do tipo de carga e da localização destas cargas.

Os fundamentos da utilização de um filtro ativo paralelo como resistor harmônico foram, na verdade, introduzidos por [10]. O objetivo do trabalho desta referência era o amortecimento de ressonâncias entre as impedâncias da rede e os filtros passivos e bancos de capacitores (usados na compensação de reativos). Segundo os autores, o uso de resistores passivos para o amortecimento destas ressonâncias aumentaria as perdas. Por outro lado, o uso de um resistor harmônico ativo amortece apenas as componentes harmônicas e não influencia na componente fundamental, logo não há perdas. Desde então, vários autores [8], [9], [11]–[14] vêm trabalhando técnicas de otimização do valor da resistência harmônica a ser utilizada, sob circunstâncias variadas, estas técnicas serão melhor discutidas na seção II.B.

Esta abordagem de amortecimento de ressonâncias/propagação harmônica (ao invés da compensação local de cargas não lineares) é particularmente interessante e muito promissora caso utilizada como uma funcionalidade adicional nos diversos tipos de equipamentos que realizam interface com o sistema de distribuição, como os apresentados em [15], especialmente no contexto atual de redes inteligentes, geração distribuída e sistemas de armazenamento de energia. Em [16] é proposto e simulado o uso desta funcionalidade em sistemas de geração distribuída. O presente trabalho trata da implementação

desta funcionalidade em um equipamento de suporte de rede, desenvolvido pelos autores em [17]. O equipamento de [17] trabalha armazenando energia em horários de baixa demanda e injetando potência na rede durante picos de demanda. No presente trabalho, sem qualquer custo adicional com sensores ou necessidade de conhecimento prévio das cargas não lineares, o equipamento também passa a amortecer a propagação harmônica da linha, contribuindo para melhor qualidade da tensão da linha.

A seção II detalha a funcionalidade de amortecimento de propagação harmônica. Como esta funcionalidade precisa emular comportamentos resistivos em determinadas frequências, as componentes harmônicas da tensão são detectadas. Os valores das resistências a serem emuladas são estimados com base nas componentes harmônicas detectadas. As correntes harmônicas a serem injetadas na rede, visando comportamento resistivo, são controladas com uso de compensadores do tipo Proporcional-Ressonante. Resultados experimentais são apresentados na seção III. A seção IV apresenta as conclusões.

## II. AMORTECIMENTO DE PROPAGAÇÃO HARMÔNICA

A Figura 1 apresenta o circuito do equipamento desenvolvido em [17]. Este circuito é formado por um conversor multinível com três pontes H em cascata [18] operando como fonte de corrente. Cada ponte H é alimentada por um banco de baterias. As baterias são carregadas pela rede durante os períodos de baixa demanda. Durante os períodos de pico de consumo, a energia armazenada nas baterias é devolvida à rede. O equipamento é ligado ao sistema de distribuição através de um transformador de acoplamento. Nesta figura, a linha de distribuição é representada por indutâncias, capacitâncias e cargas lineares e não lineares, distribuídas ao longo da linha. As indutâncias e capacitâncias distribuídas apresentam frequências de ressonâncias que podem ser excitadas pelas cargas não lineares presentes no sistema, distorcendo ainda mais as tensões na linha.

Visando amortecer essas ressonâncias, exatamente o mesmo *hardware* da Figura 1, apenas com uma adição de funcionalidade em *software*, pode ser utilizado. Esta funcionalidade sobrepõe componentes em frequências harmônicas específicas à corrente na fundamental utilizada na transferência de potência entre a rede e os bancos de baterias. O amortecimento das ressonâncias é obtido através da emulação de resistências harmônicas, uma para cada frequência de interesse. O comportamento resistivo do equipamento é obtido com base no diagrama em blocos da Figura 2. Primeiramente, calculam-se as componentes harmônicas da tensão no ponto de instalação. Estas componentes são, então, utilizadas tanto para a estimação das resistências harmônicas quanto para o cálculo das componentes harmônicas da corrente a ser injetada na rede. A parcela harmônica da corrente ( $i_{harm}$ ) é somada à parcela na fundamental ( $i_{fund}$ ) e, ambas, constituem a referência de um controlador Proporcional Ressonante (PR) para a corrente CA do conversor ( $i_s$ ). Por fim, a saída do controlador PR modula os sinais de gatilhos dos IGBTs das pontes (tal qual procedimento descrito em [18]). As sub-seções a seguir detalham as sub-funcionalidades das Figuras 1 e 2.

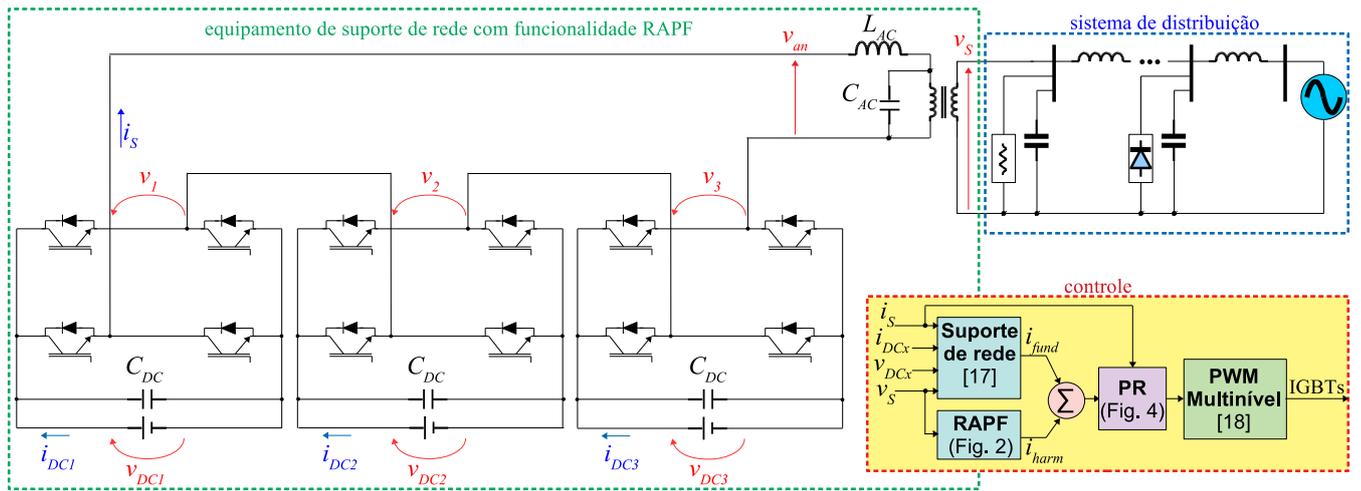


Fig. 1. Controle e circuito de potência do equipamento ligado a um sistema de distribuição genérico.

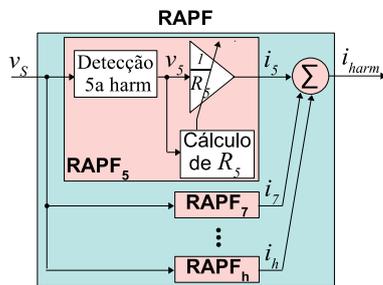


Fig. 2. Diagrama em blocos para o cálculo das componentes harmônicas da corrente, visando emulação de resistências harmônicas.

### A. Detecção das Componentes Harmônicas da Tensão

Uma revisão de literatura sobre métodos de detecção harmônica pode ser vista em [19]. São apresentadas técnicas no domínio do tempo e da frequência, sendo as no domínio do tempo mais apropriadas para implementação em tempo real. Entretanto, muitas destas técnicas requerem transformações de coordenadas, o que também acarreta em esforço computacional elevado. Dentre as técnicas no domínio do tempo que não necessitam transformação de coordenadas, destacam-se as que introduzem altos ganhos em uma frequência específica e defasagem nula através de funções de transferência de segunda ordem com polos ressonantes. Uma destas técnicas é apresentada em [20] e é, particularmente, atrativa para sistemas monofásicos. Esta técnica é implementada no domínio contínuo da frequência  $s$  como (1).

$$H_h(s) = \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_h^2}, \quad (1)$$

sendo  $\omega_h$  a frequência de sintonia do filtro e  $\omega_c$  a largura de banda do *notch* a ser gerado.

Utiliza-se um *notch* para cada frequência que se deseja compensar. Considerando que a maioria das cargas não lineares produz distorções de ordem  $6 \cdot n \pm 1$  (com  $n = 1$ , uma vez que as ordens superiores são consideradas desprezíveis), são suficientes *notches* sintonizados na 5ª e na 7ª harmônicas. Para cargas monofásicas, ainda pode surgir uma componente na 3ª harmônica.

Como esta técnica será implementada em um sistema digital, (1) pode ser discretizada pelo método Trapezoidal/Tustin [21], resultando na equação às diferenças (2). Os parâmetros  $a_{1vh}$ ,  $a_{2vh}$ ,  $b_{0vh}$ ,  $b_{1vh}$  e  $b_{2vh}$  são obtidos através de (3).

$$v_h^-(t) = -a_{1vh} \cdot v_h^-(t-1) - a_{2vh} \cdot v_h^-(t-2) + b_{0vh} \cdot v_s(t) + b_{1vh} \cdot v_s(t-1) + b_{2vh} \cdot v_s(t-2). \quad (2)$$

$$\begin{cases} a_{0vh} = 4/T_s^2 + 4 \cdot \omega_c/T_s + \omega_h^2; \\ a_{1vh} = [-8/T_s^2 + 2 \cdot \omega_h^2]/a_{0vh}; \\ a_{2vh} = [4/T_s^2 - 4 \cdot \omega_c/T_s + \omega_h^2]/a_{0vh}; \\ b_{0vh} = [4/T_s^2 + \omega_h^2]/a_{0vh}; \\ b_{1vh} = a_{1vh}; \\ b_{2vh} = b_{0vh}, \end{cases} \quad (3)$$

sendo  $T_s$  o período de amostragem dos sinais.

É importante notar que, devido a (1) implementar um *notch*, o sinal  $v_h^-(t)$  contém todas as componentes da tensão  $v_s(t)$  exceto a componente de ordem  $h$ . Desta forma, a componente  $v_h(t)$  é obtida através de (4).

$$v_h(t) = v_s(t) - v_h^-(t). \quad (4)$$

### B. Determinação da Resistência Harmônica e da Corrente de Compensação

A corrente de compensação a ser injetada na rede é calculada pela distorção harmônica de tensão dividida pelo valor desejado da resistência harmônica. Em geral, quanto mais baixa a resistência, melhor será a compensação. Entretanto, maior deverá ser a especificação de potência do filtro. A literatura indica diversas formas de determinação do valor ideal para a resistência harmônica do filtro. Em [11] se utiliza um modelo de parâmetros distribuídos da linha de distribuição de forma a se fazer a resistência harmônica igual à impedância característica da linha. Entretanto, esse valor é fixo e não leva em consideração variações de carga ou conexão/desconexão de bancos de capacitores de acordo com a demanda. Visando a obtenção da impedância característica

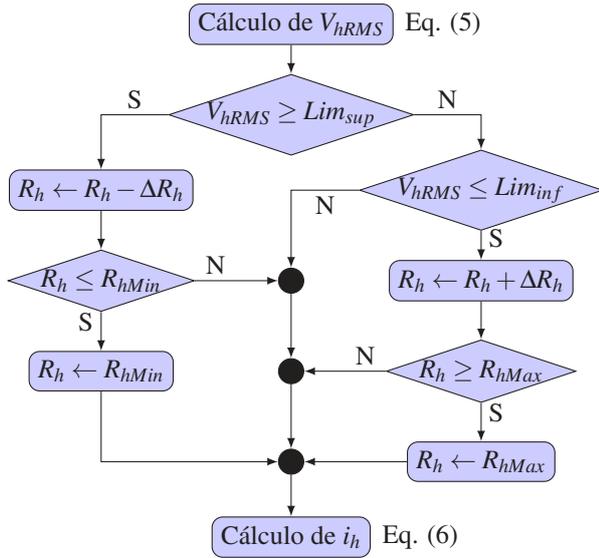


Fig. 3. Determinação da resistência harmônica e da corrente de compensação.

da linha de forma dinâmica, um estimador de parâmetros do tipo ARIMAX (Auto **R**egressive **I**ntegrated **M**oving **A**verage with **e**xternal input) é utilizado em [12]. Naquele trabalho, a tensão no barramento de instalação (parte autoregressiva com média móvel) é modelada em função da corrente do RAPF (entrada externa) e de distúrbios não mensuráveis (modelados como integradores excitados por ruído branco). A otimização de uma função de custo faz a associação dos parâmetros do modelo convergir para a impedância característica da linha.

Os RAPF emulando a impedância característica da linha, entretanto, necessitam estar instalados no fim de uma linha radial, dado que funcionam como um casamento de impedâncias. Outras técnicas mais simples, apenas tomam como referência a distorção de tensão no ponto de instalação do filtro e variam a resistência de forma que esta distorção fique dentro de certos limites pré-estabelecidos. Em [13] o THD da tensão no local de instalação é comparado contra um valor de referência (menor do que 3%). Se o valor calculado é maior do que sua referência, a resistência é decrementada e se o valor calculado é menor do que sua referência, a resistência é incrementada. Em [14] se calcula uma resistência harmônica para cada frequência a ser compensada, baseada na distorção de tensão naquela frequência. Desta forma, impedindo sobrecompensação em outras frequências.

Tem-se na Figura 3 um fluxograma para o cálculo da resistência harmônica a ser emulada pelo filtro. É importante notar que o mesmo algoritmo deve ser repetido para todas as frequências de interesse.

O algoritmo se inicia com a extração da componente harmônica de ordem  $h$  da tensão no ponto de instalação ( $v_h$ ), aplicando-se o procedimento da subseção II.A. Em seguida o valor RMS desta tensão é calculado através de (5).

$$V_{hRMS} = \sqrt{\frac{1}{n_h} \cdot \sum_{k=1}^{n_h} v_{h_k}^2}, \quad (5)$$

sendo  $n_h$  o número de pontos correspondente a um período da onda de ordem  $h$ .

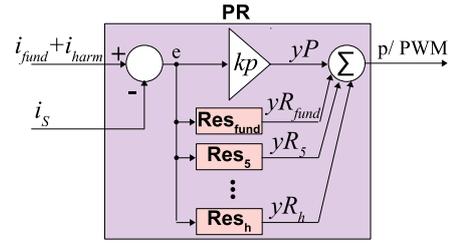


Fig. 4. Diagrama em blocos do controlador Proporcional Ressonante.

O valor RMS da componente harmônica  $h$  é comparado com um valor de referência. Caso superior, o valor da resistência harmônica  $R_h$  é decrementando de um valor  $\Delta R_h$ . Caso inferior, o valor é incrementado. Em ambos os casos, existe uma saturação em um valor mínimo  $R_{hMin}$  ou em um valor máximo  $R_{hMax}$ .

Por fim, a corrente de compensação instantânea, que fará com que o equipamento emule a resistência  $R_h$  para a frequência de ordem harmônica  $h$  é calculada como (6).

$$i_h = v_h / R_h. \quad (6)$$

### C. Controle da Corrente Harmônica por Compensador PR

De forma que a corrente CA na saída do conversor ( $i_s$ ) siga corretamente sua referência (que contém uma parcela na fundamental,  $i_{fund}$ , e uma parcela harmônica,  $i_{harm}$ ) sem erro em regime permanente, foi utilizado um controlador do tipo proporcional ressonante (PR) [22]–[24], sintonizados para cada frequência de interesse, conforme Figura 4. O ganho proporcional  $k_p$  atua principalmente no regime transitório, amplificando o erro  $e$  entre a corrente medida e sua referência e gerando uma resposta proporcional a esse erro. Entretanto, como a referência possui componentes senoidais, é necessário inserir polos ressonantes na malha, de forma a se minimizar o erro em regime permanente para essas frequências. A função de transferência no domínio contínuo da frequência  $s$  para os blocos ressonantes da Figura 4 é dada por (7).

$$Res_h(s) = \frac{yR_h(s)}{e(s)} = \frac{k_{Rh} \cdot s}{s^2 + \omega_h^2}, \quad (7)$$

sendo  $k_{Rh}$  o ganho ressonante na frequência harmônica  $\omega_h$ .

Como este controlador será implementado em um sistema digital, (7) pode ser discretizada pelo método Trapezoidal/Tustin [21], resultando na equação às diferenças (8). Os parâmetros  $a_{1ih}$ ,  $a_{2ih}$ ,  $b_{0ih}$ ,  $b_{1ih}$  e  $b_{2ih}$  são obtidos através de (9).

$$yR_h(t) = -a_{1ih} \cdot yR_h(t-1) - a_{2ih} \cdot yR_h(t-2) + b_{0ih} \cdot k_{Rh} \cdot [e(t) - e(t-2)]. \quad (8)$$

$$\begin{cases} a_{0ih} = 4/T_s^2 + \omega_h^2; \\ a_{1ih} = [-8/T_s^2 + 2 \cdot \omega_h^2] / a_{0ih}; \\ a_{2ih} = 1; \\ b_{ih} = [2/T_s] / a_{0ih}. \end{cases} \quad (9)$$

A saída do controlador PR resulta na referência de tensão para o modulador PWM. O procedimento de programação dos módulos PWM do DSP TMS320F28335, para o controle de

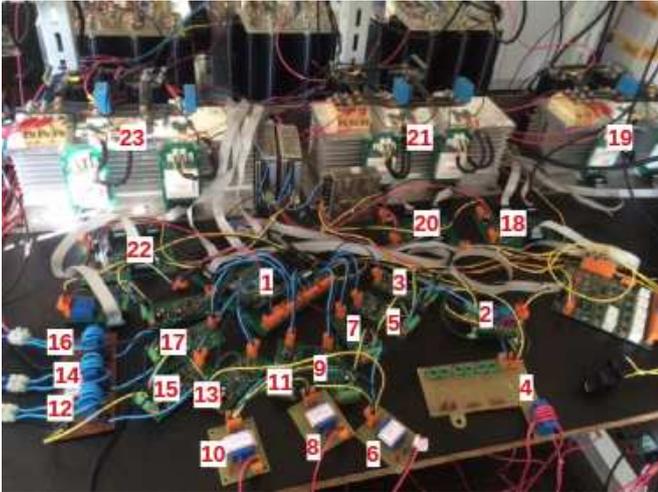


Fig. 5. Fotografia da bancada montada em [17] para os testes, cujos elementos são identificados na Tabela I.

TABELA I

Identificação da Numeração da Bancada de Testes da Figura 5 em Relação às Grandezas Indicadas na Figura 1.

1	DSP TMS320F28335
2	sensor Hall $v_S$
3	condicionamento OpAmps $v_S$
4	sensor Hall corrente $i_S$
5	condicionamento OpAmps $i_S$
6,8,10	sensor Hall $v_{DC1,2,3}$
7,9,11	condicionamento OpAmps $v_{DC1,2,3}$
12,14,16	sensor Hall $i_{DC1,2,3}$
13,15,17	condicionamento OpAmps $i_{DC1,2,3}$
18,20,22	interface optoacopladores
19,21,23	pontes H com IGBTs

três pontes H em cascata, é apresentado em [18].

### III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 5 apresenta uma fotografia da bancada de testes montada em [17], com seus elementos identificados na Tabela I. Os parâmetros do sistema são dados na Tabela II. O processamento dos algoritmos da seção II é realizado em um DSP TMS320F28335, da Texas Instruments. Os sinais analógicos das tensões e correntes são medidos através de sensores por efeito Hall e passam por condicionamentos de forma que se adequem aos níveis de tensão de entrada ( $0 \sim 3V$ ) do conversor AD do DSP. Os sinais são amostrados a uma taxa de 10kHz.

Visando demonstrar a eficiência da funcionalidade RAPF, uma montagem emulando uma linha de distribuição mais longa e com carga não linear do tipo fonte de tensão (com alta capacitância CC) foi utilizada, tal qual Figura 6. Com esta montagem, a carga do tipo fonte de tensão produz distorções na 3<sup>a</sup> (carga monofásica), 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas (sendo a distorção na 7<sup>a</sup> ainda de baixa magnitude). Visando elevar a distorção na 7<sup>a</sup>, o banco de capacitores é sintonizado com a indutância da linha para esta frequência. Um contator permite realizar os testes com e sem o banco de capacitores, de forma que se possa analisar a compensação sob diferentes condições

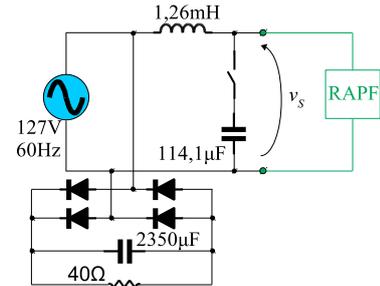


Fig. 6. Circuito emulando linha de distribuição com carga não linear do tipo fonte de tensão.

da rede.

A seguir, são feitas análises em regime permanente e transitório da compensação. Em todas as situações o algoritmo da Figura 3 é iniciado com (para  $h = 3, 5, 7$ )  $R_h = 2,0\Omega$ ,  $\Delta R_h = 40,0\mu\Omega$ ,  $R_{hMax} = 5,0\Omega$ ,  $R_{hMin} = 0,3\Omega$ ,  $Lim_{sup} = 1,2\%$  e  $Lim_{inf} = 0,5\%$ .

#### A. Análise em Regime Permanente

São analisadas as condições em que o banco de capacitores CA da Figura 6 está conectado e desconectado da linha, o que implica em diferentes perfis harmônicos na tensão.

##### 1) Banco de capacitores conectado à rede:

As Figuras 7 e 8 apresentam o caso do equipamento operando com a função de compensação de propagação harmônica desativada. A Figura 7 apresenta os sinais no domínio do tempo. Tem-se em amarelo a tensão no ponto de instalação do equipamento ( $v_S$ ) e em roxo sua corrente CA  $i_S$ . Tem-se em azul a tensão no banco de baterias de um dos elos CC ( $v_{DC1}$ , a tensão nos outros dois elos é similar). Tem-se em verde a corrente de um dos bancos de baterias ( $i_{DC1}$ , a corrente dos outros dois bancos é similar). Na condição apresentada as baterias já estão quase totalmente carregadas, logo existe uma pequena corrente em 60Hz em  $i_S$ . Da mesma forma,  $i_{DC1}$  apresenta, além do ripple em 120Hz, um pequeno valor médio negativo, indicando a carga das baterias. Nota-se que a tensão  $v_S$  é bastante distorcida e seu conteúdo harmônico será analisado na Figura 8.

A Figura 8 apresenta o espectro de frequências harmônicas da tensão no ponto de instalação do equipamento para o caso em que não se realiza a compensação de propagação harmônica. Nota-se que o THD é 7,8% e as distorções mais proeminentes são 2,7% na 3<sup>a</sup>, 5,9% na 5<sup>a</sup> e 4,0% na 7<sup>a</sup> harmônicas. Observa-se que as harmônicas de ordem superior são todas desprezíveis.

Ao se ativar a função de compensação de propagação harmônica, o sistema se inicia com uma resistência de  $2,0\Omega$  para as frequências na 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas. De acordo com o fluxograma da Figura 3, para a situação apresentada acima, as resistências são decrementadas até que as distorções nestas frequências fiquem abaixo de 1,2%. Nesta condição, as resistências harmônicas se estabilizam em torno de  $R_3 = 0,363\Omega$ ,  $R_5 = 0,408\Omega$  e  $R_7 = 0,791\Omega$ .

As Figuras 9 e 10 apresentam o caso do equipamento operando com a função de compensação de propagação harmônica ativada. A Figura 9 apresenta os sinais no domínio do tempo. Comparando-se a tensão  $v_S$  (amarelo) com a tensão apresentada para o caso sem compensação (Figura

**TABELA II**  
Parâmetros da Bancada de Testes.

Fonte	127V
Transformador	127 V/ 440 V - 2,5 kVA
Indutor de filtro ( $L_{AC}$ )	2,77 mH
Capacitor de filtro ( $C_{AC}$ )	10 $\mu$ F
Baterias	Chumbo-Ácido 60 Ah 12 V
Banco equivalente (em cada conversor)	3 baterias em série (totalizando 36 V)
Esquema de modulação	Phase Shift PWM
Frequência de chaveamento	4980 Hz por ponte

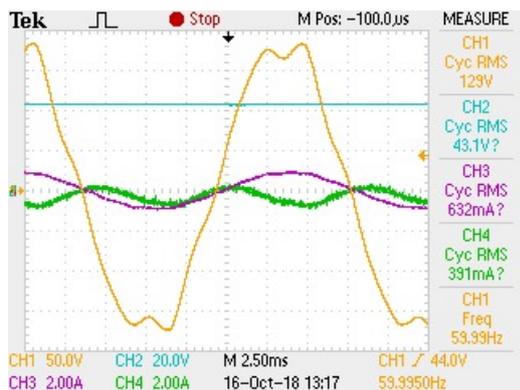


Fig. 7. Oscilografias para a condição sem compensação de propagação harmônica e com o banco de capacitores da Figura 6 conectado à rede.

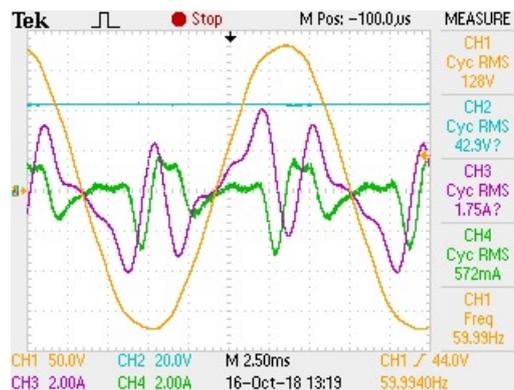


Fig. 9. Oscilografias para a condição com compensação de propagação harmônica ativada e com o banco de capacitores da Figura 6 conectado à rede.

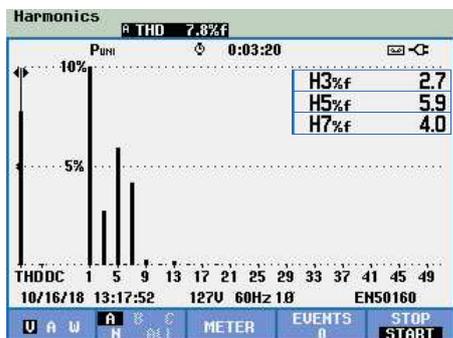


Fig. 8. Espectro harmônico da tensão da rede para a condição sem compensação de propagação harmônica e com o banco de capacitores da Figura 6 conectado à rede.

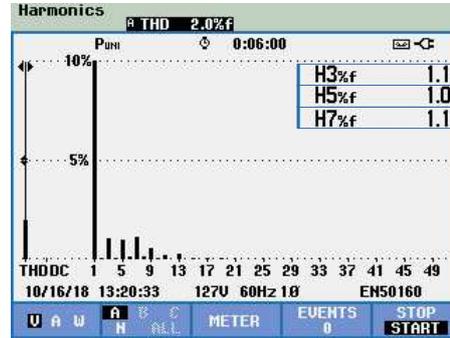


Fig. 10. Espectro harmônico da tensão da rede para a condição com compensação de propagação harmônica ativada e com o banco de capacitores da Figura 6 conectado à rede.

7), fica clara a melhora na forma de onda. Tem-se em roxo a corrente CA do equipamento ( $i_S$ ). Na condição apresentada, além da corrente na fundamental destinada a regular a tensão nas baterias, nota-se que o equipamento injeta parcelas harmônicas. Essas parcelas harmônicas são providas pelo banco de baterias, cuja corrente (verde), além do valor médio negativo, apresenta as componentes harmônicas sob forma de ripple. Entretanto, observa-se que o ripple na tensão do banco de baterias (azul) permanece desprezível (em relação a seu valor de referência).

A Figura 10 apresenta o espectro de frequências harmônicas da tensão no ponto de instalação do equipamento para o caso em que se realiza a compensação de propagação harmônica. Nota-se que, em caparação com a Figura 8, o THD cai de 7,8% para 2,0%. A distorção na 3ª harmônica cai de

2,7% para 1,1%. A distorção na 5ª harmônica cai de 5,9% para 1,0%. A distorção na 7ª harmônica cai de 4,0% para 1,1%.

### 2) Banco de capacitores desconectado da rede:

As Figuras 11 e 12 apresentam o caso do equipamento operando com a função de compensação de propagação harmônica desativada. A Figura 11 apresenta os sinais no domínio do tempo. Tem-se em amarelo a tensão no ponto de instalação do equipamento ( $v_S$ ) e em roxo sua corrente CA ( $i_S$ ). Tem-se em azul a tensão no banco de baterias de um dos elos CC ( $v_{DC1}$ , a tensão nos outros dois elos é similar). Tem-se em verde a corrente de um dos bancos de baterias ( $i_{DC1}$ , a corrente dos outros dois bancos é similar). Na condição apresentada as baterias já estão quase totalmente carregadas, logo existe



Fig. 11. Oscilografias para a condição sem compensação de propagação harmônica e com o banco de capacitores da Figura 6 desconectado da rede.

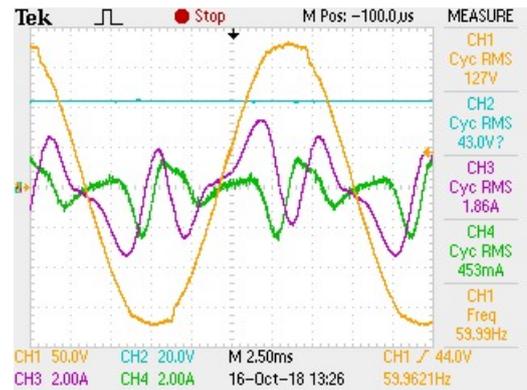


Fig. 13. Oscilografias para a condição com compensação de propagação harmônica ativada e com o banco de capacitores da Figura 6 desconectado da rede.

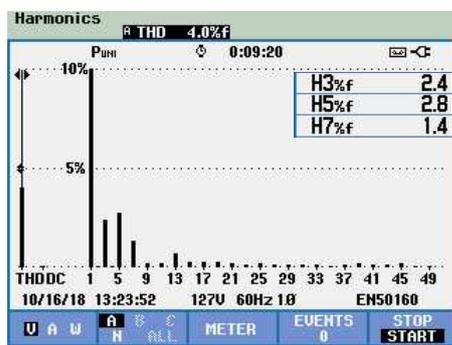


Fig. 12. Espectro harmônico da tensão da rede para a condição sem compensação de propagação harmônica e com o banco de capacitores da Figura 6 desconectado da rede.

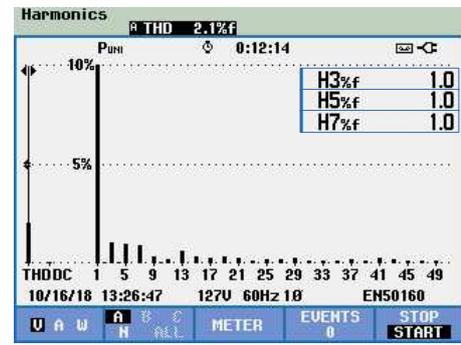


Fig. 14. Espectro harmônico da tensão da rede para a condição com compensação de propagação harmônica ativada e com o banco de capacitores da Figura 6 desconectado à rede.

uma pequena corrente em 60Hz em  $i_S$ . Da mesma forma,  $i_{DC1}$  apresenta, além do ripple em 120Hz, um pequeno valor médio negativo, indicando a carga das baterias. Nota-se que a tensão  $v_S$  não é perfeitamente senoidal e seu conteúdo harmônico será analisado na Figura 12.

A Figura 12 apresenta o espectro de frequências harmônicas da tensão no ponto de instalação do equipamento para o caso em que não se realiza a compensação de propagação harmônica. Nota-se que o THD é 4,0% e as distorções mais proeminentes são 2,4% na 3ª, 2,8% na 5ª e 1,4% na 7ª harmônicas. Observa-se que as harmônicas de ordem superior são todas desprezíveis.

É importante notar que a distorção apresentada já está abaixo dos limites impostos tanto pela norma IEEE-Std-519-2014 [25] quanto pelo PRODIST [26]. Entretanto, como forma de demonstrar a funcionalidade de compensação, foi estabelecido para o equipamento um limite superior individual de 1,2% para cada frequência harmônica a ser compensada.

Ao se ativar a função de compensação de propagação harmônica, o sistema se inicia com uma resistência de 2,0Ω para as frequências na 3ª, 5ª e 7ª harmônicas. De acordo com o fluxograma da Figura 3, para a situação apresentada acima, as resistências são decrementadas até que as distorções nestas frequências fiquem abaixo de 1,2%. Nesta condição, as resistências harmônicas se estabilizam em torno de  $R_3 = 0,357\Omega$ ,  $R_5 = 0,486\Omega$  e  $R_7 = 1,998\Omega$ .

As Figuras 13 e 14 apresentam o caso do equipamento operando com a função de compensação de propagação

harmônica ativada. A Figura 13 apresenta os sinais no domínio do tempo. Comparando-se a tensão  $v_S$  (amarelo) com a tensão apresentada para o caso sem compensação (Figura 7), fica clara a melhora na forma de onda. Tem-se em roxo a corrente CA do equipamento ( $i_S$ ). Na condição apresentada, além da corrente na fundamental destinada a regular a tensão nas baterias, nota-se que o equipamento injeta parcelas harmônicas. Essas parcelas harmônicas são providas pelo banco de baterias, cuja corrente (verde), além do valor médio negativo, apresenta as componentes harmônicas sob forma de ripple. Entretanto, observa-se que o ripple na tensão do banco de baterias (azul) permanece desprezível (em relação a seu valor de referência).

A Figura 14 apresenta o espectro de frequências harmônicas da tensão no ponto de instalação do equipamento para o caso em que se realiza a compensação de propagação harmônica. Nota-se que, em caparação com a Figura 12, o THD cai de 4,0% para 2,1%. A distorção na 3ª harmônica cai de 2,4% para 1,0%. A distorção na 5ª harmônica cai de 2,8% para 1,0%. A distorção na 7ª harmônica cai de 1,4% para 1,0%.

### B. Análise do Transitório

São analisados o comportamento do THD e das distorções na 3ª, 5ª e 7ª harmônicas em dois tipos de transitórios.

Primeiramente, com a função RAPF desativada, o banco de capacitores da Figura 6 está conectado à rede, causando a distorção mais severa, conforme Figuras 7 e 8. A Figura 15,



Fig. 15. Evolução dos indicadores de qualidade da tensão  $v_S$  no instante de ativação da funcionalidade RAPF.

obtida com um *logger* de qualidade de energia, apresenta o instante da ativação da função RAPF. As amostras da tensão  $v_S$  são obtidas a cada 0,25s. Cada divisão mostrada na tela corresponde a um intervalo de 5s. Tem-se, em preto, o THD percentual, calculado pelo *logger* e em azul, vermelho e verde, as distorções percentuais para a 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas, respectivamente. Observa-se que, imediatamente à ativação da funcionalidade RAPF todos os indicadores de qualidade já melhoram, dada a resistência harmônica inicial de 2,0 $\Omega$ . A partir deste ponto, as resistências são apenas ajustadas em função do fluxograma da Figura 3. Para as condições mostradas na Figura 15, o tempo de ajuste é menor do que 5s. Neste intervalo, tanto o THD quanto as distorções individuais só decaem, até atingirem as condições mostradas nas Figuras 9 e 10.

Um segundo tipo de transitório, que pode ocorrer sob operação do equipamento, é o chaveamento de banco de capacitores. Isto modifica o perfil harmônico da tensão na linha. Portanto, com a funcionalidade RAPF ativada, o *logger* inicia seus registros com o banco de capacitores desconectado da rede. Nesta condição, as distorções estão todas controladas em um nível mínimo, de acordo com as Figuras 13 e 14. A Figura 16 apresenta o instante da ativação da conexão do banco de capacitores da Figura 6 à rede. Observa-se que, imediatamente à conexão do banco existe um aumento momentâneo do THD e da distorção na 7<sup>a</sup> harmônica, dado que o valor deste banco entra em ressonância com o valor da indutância da linha nesta frequência. Como a resistência para a 7<sup>a</sup> harmônica estava oscilando em torno de  $R_7 = 1,998\Omega$ , conforme discutido na seção III.A.2, a distorção na 7<sup>a</sup> tenderia a aumentar. Entretanto, de acordo com o fluxograma da Figura 3, o valor desta resistência se ajusta de forma que a distorção volte para um nível abaixo do limite pré-estabelecido. Para as condições mostradas na Figura 16, o tempo de ajuste é cerca de 3s. Neste intervalo, tanto o THD quanto a distorção na 7<sup>a</sup> harmônica só decaem, até atingirem as condições mostradas nas Figuras 9 e 10. É importante notar que as distorções na 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> harmônicas (sinais em azul e vermelho) não se alteram.

#### IV. CONCLUSÕES

Este trabalho abordou a implementação de uma funcionalidade (sem custos adicionais) de amortecimento de propagação harmônica em um equipamento de armazenamento e suporte de rede desenvolvido previamente.

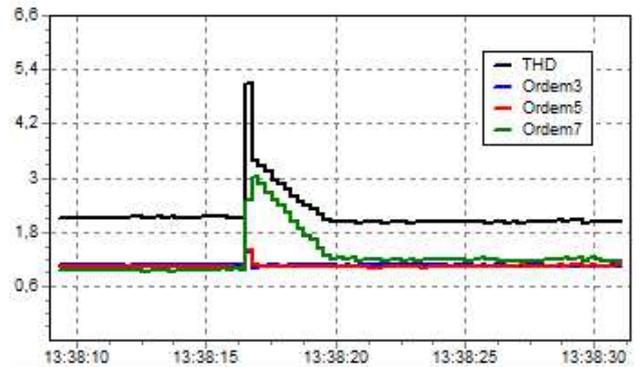


Fig. 16. Evolução dos indicadores de qualidade da tensão  $v_S$  no instante de conexão do banco de capacitores da Figura 6, com funcionalidade RAPF ativada durante a transição.

A propagação harmônica é um fenômeno resultante da ressonância entre as impedâncias indutivas do sistema com bancos de capacitores e pode ser excitada por cargas não lineares nas proximidades. O princípio do amortecimento da propagação harmônica através do uso de um filtro ativo foi apresentado. É importante notar que, ao contrário do uso convencional dos filtros ativos paralelo, não é necessário o conhecimento prévio nem o acesso aos terminais das cargas não lineares que excitam a ressonância. Isto faz com que essa utilização seja muito atrativa para linhas de distribuição, aonde as cargas não lineares estão distribuídas. Resultados experimentais foram apresentados comprovando que o equipamento original (desenvolvido para armazenamento e suporte de rede) também pôde diminuir a distorção harmônica na tensão em seu local de instalação.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer às seguintes instituições pelo apoio financeiro prestado: CNPq, CAPES, FAPEMIG e P&D ANEEL.

#### REFERÊNCIAS

- [1] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, Oct. 1999, doi:10.1109/41.793345.
- [2] L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, A. Goedel, "Filtro ativo de potência paralelo aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios", in *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 18, no. 1, pp. 782–792, fev 2013, doi: 10.18618/REP.2013.1.782792.
- [3] J. R. de Souza Martins, D. A. Fernandes, F. F. Costa, M. B. de Rossiter Correa, "Compensação de tensão trifásica em cargas sensíveis baseada em um sistema de controle repetitivo e mínimos quadrados", in *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 22, no. 3, pp. 237–245, set 2017, doi:10.18618/REP.2017.3.2681.
- [4] F. Z. Peng, "Application issues of active power filters", in *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 4, no. 5, pp. 21–30, Sep./Oct. 1998, doi:10.1109/2943.715502.
- [5] H. K. M. Paredes, P. H. F. dos Reis, S. M. Deckmann, "Caracterização de cargas lineares e não lineares em condições de tensões não senoidais", in *Revista*

- Eletronica de Potencia*, vol. 22, no. 1, pp. 50–62, mar 2017, doi:10.18618/REP.2017.1.2647.
- [6] H. Akagi, “New trends in active filters for power conditioning”, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1312–1322, Nov./Dec. 1996, doi:10.1109/28.556633.
- [7] X. Sun, J. Zeng, Z. Chen, “Site Selection Strategy of Single-Frequency Tuned R-APF for Background Harmonic Voltage Damping in Power Systems”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 135–143, Jan 2013, doi: 10.1109/TPEL.2011.2179121.
- [8] X. Sun, R. Han, H. Shen, B. Wang, Z. Lu, Z. Chen, “A Double-Resistive Active Power Filter System to Attenuate Harmonic Voltages of a Radial Power Distribution Feeder”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6203–6216, Sept 2016, doi:10.1109/TPEL.2015.2500913.
- [9] H. Bai, X. Wang, F. Blaabjerg, “A Grid-Voltage-Sensorless Resistive-Active Power Filter With Series LC-Filter”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 4429–4440, May 2018, doi:10.1109/TPEL.2017.2717183.
- [10] T.-N. Le, M. Pereira, K. Renz, G. Vaupel, “Active damping of resonances in power systems”, in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 2, pp. 1001–1008, Apr. 1994, doi:10.1109/61.296284.
- [11] K. Wada, H. Fujita, H. Akagi, “Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder”, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1123–1130, Jul./Aug. 2002, doi: 10.1109/TIA.2002.800584.
- [12] W. C. Santana, K. Al-Haddad, L. E. B. da Silva, “Modeling and Active Damping of Harmonic Propagation on Electric Distribution Systems”, in *Proceedings of the IEEE Electrical Power and Energy Conference EPEC '09*, Montreal, Canada, Oct. 2009, doi:10.1109/EPEC.2009.5420880.
- [13] P. Jintakosonwitt, H. Akagi, H. Fujita, S. Ogasawara, “Implementation and performance of automatic gain adjustment in a shunt-active filter for harmonic damping throughout a power distribution system”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 438–447, May 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.1004252.
- [14] T. L. Lee, S. H. Hu, “Discrete Frequency-Tuning Active Filter to Suppress Harmonic Resonances of Closed-Loop Distribution Power Systems”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 137–148, Jan 2011, doi:10.1109/TPEL.2010.2052833.
- [15] P. Tenti, T. Caldognetto, S. Buso, D. I. Brandao, “Control of utility interfaces in low-voltage microgrids”, in *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 20, no. 4, pp. 373–382, nov 2015, doi: 10.18618/REP.2015.4.2556.
- [16] N. Pogaku, T. C. Green, “Harmonic mitigation throughout a distribution system: a distributed-generator-based solution”, in *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 153, no. 3, pp. 350–358, May 2006, doi:10.1049/ip-gtd:20050086.
- [17] W. Sant’Ana, R. Gonzatti, G. Lambert-Torres, E. Bonaldi, R. Pereira, L. E. B. da Silva, C. H. Silva, G. Pinheiro, D. Mollica, J. S. Filho, “Suporte e formação de micro-redes através de conversor multinível”, in *Anais do XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA2018*, Joao Pessoa-PB, Brazil, Set 2018, doi:10.20906/CPS/CBA2018-0485.
- [18] W. Sant’Ana, R. Gonzatti, B. Guimaraes, G. Lambert-Torres, E. Bonaldi, R. Pereira, L. E. B. da Silva, C. Ferreira, L. de Oliveira, G. Pinheiro, C. H. da Silva, C. Salomon, D. Mollica, J. S. Filho, “Development of a multilevel converter for power systems applications based on DSP”, in *Anais do VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, Niteroi-RJ, Brazil, maio 2018, doi:10.1109/SBSE.2018.8395608.
- [19] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, “Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications”, in *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 22–33, Jul./Aug. 2007, doi:10.1109/MIA.2007.4283506.
- [20] M. J. Newman, D. N. Zmood, D. G. Holmes, “Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems”, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1591–1599, Nov 2002, doi:10.1109/TIA.2002.804739.
- [21] C. L. Phillips, H. T. Nagle, *Digital Control Systems Analysis and Design*, 3rd ed., Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey, 1995.
- [22] R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, “Hybrid active power filter applied to harmonic compensation of current-source type and voltage-source type nonlinear loads”, in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1257–1262, Oct. 2013, doi:10.1109/COBEP.2013.6785277.
- [23] S. A. O. da Silva, L. B. G. Campanhol, V. D. Bacon, L. P. Sampaio, “Single-phase grid-connected photovoltaic system with active power line conditioning”, in *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 20, no. 1, pp. 8–18, fev 2015, doi: 10.18618/REP.2015.1.008018.
- [24] C. X. Rocha, J. R. Camacho, E. A. A. Coelho, W. A. Parreira, “Selective three-phase current reference generation using multi-resonant method for shunt active power filter”, in *Revista Eletronica de Potencia*, vol. 22, no. 1, pp. 19–30, mar 2017, doi: 10.18618/REP.2017.1.2642.
- [25] “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, in *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, June 2014, doi:10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [26] ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica, “PRODIST - Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica”, *revisão 10*, 2018.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Wilson Cesar Sant'Ana** Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá (2001), mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (2004 e 2016, respectivamente). Atualmente é pesquisador adjunto no Instituto Gnarus. Tem experiência com desenvolvimento de hardware e software para microcontroladores, DSPs e FPGAs. Possui interesses profissionais nas áreas de manutenção preditiva de máquinas elétricas, eletrônica de potência e sistemas de controle.

**Robson Bauwelz Gonzatti** Possui graduação em Engenharia de Controle e Automação pela Universidade Federal de Itajubá (2011), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (2012) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (2015). Atualmente é Professor Adjunto A da Universidade Federal de Itajubá. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica Industrial, Sistemas e Controles Eletrônicos. Atuando principalmente nos seguintes temas: Filtro Ativo Híbrido, Controle, Compensação Harmônica.

**Germano Lambert-Torres** Diretor de Pesquisa e Desenvolvimento da PS Soluções, desde 2010. Pesquisador-Associado e Coordenador do Conselho Técnico-Científico do Instituto Gnarus, desde 2012. Professor Titular da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI), 1983-2012. Instrutor e Consultor da FUPAI, desde 1983. Engenheiro Eletricista, formado pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá (EFEI), em 1982. Mestre em Engenharia Elétrica pela EFEI, em 1986. Doutor em Engenharia Elétrica pela École Polytechnique de Montreal, Canadá, em 1990. Tem sido Consultor e Instrutor de diversas concessionárias de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica no Brasil e no exterior, agências reguladoras, como ANEEL e ANP, e empresas como Petrobras, CSN e Vale. É Fellow do IEEE.

**Erik Leandro Bonaldi** Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá (1999), mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (2002 e 2006, respectivamente). Atualmente é sócio-gerente da PS Soluções e pesquisador associado ao Instituto Gnarus. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Automação Eletrônica de Processos Elétricos e Industriais, atuando principalmente nos seguintes temas: manutenção preditiva, análise da assinatura elétrica, inteligência artificial e rough sets classifier.

**Rondineli Rodrigues Pereira** Professor de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI. É doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (2011). Possui mestrado em Engenharia Elétrica (2009) e graduação em Engenharia da Computação (2006) pela Universidade Federal de Itajubá. Atua nas áreas de Eletrônica de Potência, Processamento Digital de Sinais, Algoritmos de Controle para Filtros Ativos de Potência, Filtragem Adaptativa e Sistemas de Controle.

**Luiz Eduardo Borges da Silva** Graduação e Mestrado em Engenharia Elétrica pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá (1977 e 1982, respectivamente) e doutorado em

Engenharia Elétrica pela Ecole Polytechnique de Montreal (1988). Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Itajubá. Desde 1996 Coordenador do Grupo de Eletrônica e Controle Industrial da UNIFEI. Membro de diversas comissões governamentais e agências reguladoras, tais como: Ministério da Educação, Ministério de Ciência, Tecnologia e Inovação e Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Membro da Fundação de Pesquisa e Assessoramento à Indústria (FUPAI) desde 1978 e Fundação de Ensino, Pesquisa e Extensão de Itajubá (FAPEPE) desde 2005. É Senior Member do IEEE.

**Guilherme Gonçalves Pinheiro** Doutorando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá. Mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (2016). Graduado em Engenharia Elétrica com ênfase em Automação e Controle pela Universidade de Uberaba (2010). Possui experiência em supervisão de manutenção, instrumentação e processos industriais para indústrias de alimentos. Além de conhecimentos em sistemas supervisórios, controladores lógico programáveis, proteção, geração e distribuição de energia elétrica.

**Carlos Henrique da Silva** Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de São João Del-Rei (2002), mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Itajubá (2005 e 2009, respectivamente). É professor adjunto da Universidade Federal de Ouro Preto. Atualmente, pós-doutorando na Universidade Federal de Itajubá. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Sistemas Elétricos de Potência. Atua principalmente nos seguintes temas: Filtros Ativos e DSP.

**Denis Mollica** Possui graduação em Engenharia Elétrica e MBA em Gerência Empresarial, Engenharia Elétrica e Eletrônica pela Universidade de Taubaté, em 2000 e 2005, respectivamente. É pós-graduado pela Fundação Getúlio em Governança de TI, Governança Avançada de TI (2010). Está na EDP Brasil desde 1997, onde ocupou diversos cargos, atualmente é Gestor Executivo de Engenharia e Sistemas da Unidade de Distribuição de Energia.

**Joselino Santana Filho** Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade de Mogi das Cruzes (2004). É pós-graduado pela Fundação Getúlio no curso MBA em Gestão Empresarial (2011). Atualmente é Engenheiro Eletricista de Estudos e Projetos da área de Desenvolvimento Tecnológico da Bandeirante Energia S A. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Medição, Controle, Correção e Proteção de Sistemas Elétricos de Potência. Atualmente está voltado para a convergência da Distribuição ao Smart Grid.

**Anexo B - Trabalhos Completos  
Publicados em Anais de Congressos**

---

# Grid Connected PV with Storage System Simulation for Distribution Grid Supporting

Guilherme Gonçalves Pinheiro  
GEPCI  
Federal University of Itajuba - UNIFEI  
Itajuba – MG, Brazil  
guilhermegpinheiro@gmail.com

Wilson Cesar Sant'Ana  
Gnarus Institute  
Itajuba – MG, Brazil  
wilson\_santana@ieee.org

Germano Lambert-Torres  
Gnarus Institute  
Itajuba – MG, Brazil  
germanoltorres@gmail.com

Nelson Alejandro Herrera Gómez  
Federal University of Itajuba - UNIFEI  
Itajuba – MG, Brazil  
ignelsonherrera@gmail.com

Robson Bauwelz Gonzatti  
GEPCI  
Federal University of Itajuba - UNIFEI  
Itajuba – MG, Brazil  
bauwelz@gmail.com

Bruno Pinto Braga Guimarães  
GEPCI  
Federal University of Itajuba - UNIFEI  
Itajuba – MG, Brazil  
brunopb4@gmail.com

Paulo F. Ribeiro  
Federal University of Itajuba - UNIFEI  
Itajuba – MG, Brazil  
paulo.f.ribeiro.ee@gmail.com

Rondineli Rodrigues Pereira  
GEPCI  
Federal University of Itajuba - UNIFEI  
Itajuba – MG, Brazil  
rondinelirp@gmail.com

Carlos Henrique da Silva  
GEPCI  
Federal University of Ouro Preto – UFOP  
Ouro Preto – MG, Brazil  
carlosedas@gmail.com

**Abstract**—Grid-connected battery-based storage systems allow several applications for distribution grids and it have been widely discussed today. This work applies some features of a DC-AC converter using a grid connected 471.5kWp photovoltaic system with an integrated storage system. Focusing in details for developing simulations of this system type, a single-phase inverter model was designed with: a DC-DC buck converter to PV power dispatch control, a bidirectional DC-DC buck-boost converter for battery charging and discharging and a single-phase NPC full-bridge for 4.16kV connected through a transformer to 13.8kV distribution grid. In addition, it presents the applied local loads behavior, control strategies and converters design. As a result, a photovoltaic inverter with storage system and its operation for distribution grid supporting is presented which means, to provide ancillary services to the grid, such as: local load power factor compensation and an hourly-basis active power dispatching. Thus, allowing mitigation of transmission and distribution technical losses and improvements in voltage profile. Simulation results demonstrated an approach to delivering active and reactive power for medium voltage distribution grids maintaining the source at unity power factor.

**Keywords**—NPC, Storage, PV, Distribution Grids, Bidirectional Buck-Boost

## I. INTRODUCTION

Energy storage technologies are an opportunity to using battery-based systems for grid-connected purposes. The use of distributed generation (e.g. renewable energies) are providing a reduction of future large power plants investments. Through the point of view of an entire power system, it can decrease the environmental impacts necessary to feed the total system demand, which allows reduction of: oil-based power sources and transmission and distribution technical losses.

When using storage systems, solar and wind power can be dispatched in an hourly basis providing support for distribution grid, like local voltage regulation and hourly active power delivery specially in heavy grid load conditions [1], [2].

With battery-based energy storage, its short operating lifetime and high cost are the main issues [3]. The use of BESSs (i.e. Battery Energy Storage Systems) requires a huge economic investment in today prices but should become affordable in few years [1]. Thus, in a long term high costs will be easily justified.

In fact, since storage plants could increase the robustness and availability of the main grid, future electricity markets for economic motivation should need to provide different rules to energy billing for storage systems owners [4]. It means different hourly prices for dispatchable energies to sale energy from renewable resources similar as any other conventional generator connected to the utility.

As explained in [2], [5], power electronics devices with integrated energy storage can be used to provide power system stability, enhanced distribution capability, and improved power quality. It means an important role in maintaining system reliability and can be used to providing ancillary services to the grid [5], [6]. Also, this is an important cost/benefit consideration when adding energy storage systems.

The BESS can be connected using a single DC-AC converter as shown in Fig. 1. However, in this work for control a PV plant and a storage system simultaneously using a single DC-AC converter. It was required more two DC-DC conversion stages resulting in: a buck DC-DC converter to PV power dispatch control, a bidirectional buck-boost DC-DC converter for battery charging and discharging operation, and a single-phase NPC (Neutral Point Clamped) Full-Bridge DC-AC converter [7] connected to the 2.4kV through a transformer to 7.967kV distribution grid (i.e. phase-neutral).

The low-cost option for most applications still are lead-acid batteries requiring bulky installations with limited lifetime, being one of the main drawbacks [5].

In addition, it is important to know that at charging and discharging times, the battery must not exceed their nominal

current, preventing either deep charges or discharges allowing an optimized lifetime [2].

This work basically presents the simulation results of the system shown in Fig. 2. The main topic is the design and simulation of a storage system with grid connected PV (Photovoltaic System) to show the operation of a battery charging and discharging process. Also, providing P&Q (i.e. active and reactive power) grid supporting being this, the main contribution of this work, i.e.: a demonstration of the possibility of maintaining the grid source in the unit power factor independent of local loads characteristics through the inverter compensation and simultaneously dispatch active power. Nevertheless, the islanded mode was not applied, focusing just in grid connected inverters for distribution grid ancillary services.

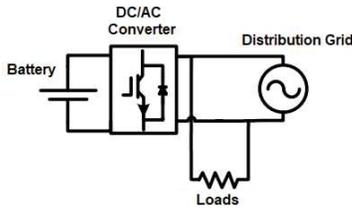


Fig. 1. Grid Connected Storage System

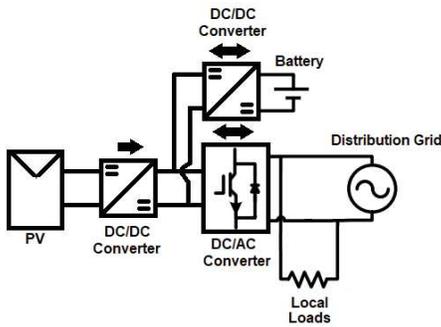


Fig. 2. Grid Connected PV with Storage

The next sections can be described as follows: Section II presents comments about storage features then, section III shows the methodology of the performed simulation. Also, section IV shows the simulation model setup and section V presents the control design details. Finally presents the results and conclusions of the work.

## II. MAIN STORAGE SYSTEMS PURPOSES

Energy storage can solve local substation issues (e.g. voltage problems, defer investment in upgrades, etc.). When placed on distribution circuits, energy storage can provide the increasing of system capacity, while providing support to the grid.

Automatically, it is known that main large generators output is reduced when there are distributed generation. Unlike generation, storage used for reserve capacity does not always discharge, it just has to be ready to discharge when needed [4].

On the customer side it can shave the peak load. Also, energy would be stored when there is no transmission congestion, and it would be discharged to reduce peak transmission capacity requirements.

In loads without a proper management, energy demand behavior causes numerous fluctuations and imbalance between generation and costumers.

Reference [3] shows an integration of a supercapacitor with storage to increase the life cycle of the batteries during fast response for mitigate fluctuations and in [1] is proposed an approach to use storage in medium voltage distribution grids with PV, this application can be applied also using only the storage system as shown in Fig. 1, in which stored excess electricity during low energy demand periods can be discharged during peak load moments. If power dispatching is priced per hour, then storage plant operations are flexible [4].

Moreover, electricity storage can be used by end-users to reduce their overall costs for the energy service by decreasing their load demand during peak periods specified by the utility.

In addition, these power plants could be strategically placed within the grid at central locations providing Watts/Var support near large loads.

Thus, in an unmanaged power system during periods of peak demand, the need and cost for more transmission capacity increases along with access charges [4]. Transmission congestion may also lead to increased costs and requires careful planning and should be considered on a case-by-case basis.

The location of a storage system within the grid with respect to other generation, transmission, and loads plays a critical role in the effectiveness for eliminating the real-time demand on the grid [4].

Storage systems can be used as an uninterruptible power supply for stand-alone or islanded application as demonstrated in reference [8]. Also, [8] shows recommended charging/discharging process for lead-acid batteries.

In conclusion, there is the need for changes in regulatory rules and economical motivations for distribution grid operators and end-users, because it directly impacts investments and many other services that storage could provide to the power system.

## III. METHODOLOGY

The simulation was defined in a 60 seconds base-time. The local loads behavior, storage charging and discharging

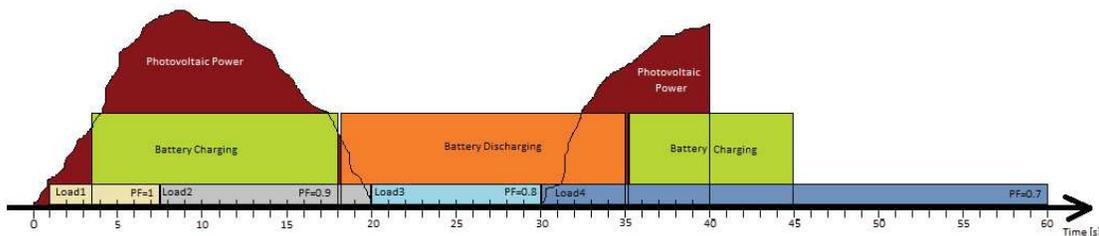


Fig. 3. Methodology and historic operation diagram.

operation and the startup were done using the Matlab/Simulink® S-function Builder.

The methodology as shown in Fig. 3, can be described as follows:

*Startup:* PV starts reproducing a typical sunny day and then the Load1 (PF=1) is inserted.

*At 3.5 seconds:* batteries are charged during 3.5 to 18s.

*At 7.5 seconds:* Load2 (PF=0.9) is inserted and the Load1 is removed.

*At 18 seconds:* buck-boost converter starts discharging the batteries during 18 to 35s.

*At 20 seconds:* Load2 is removed and Load3 (PF=0.8) is inserted.

*At 30 seconds:* Load4 (PF=0.7) is inserted until the end of simulation and Load3 is removed. Also restarting dispatching photovoltaic power during 30 to 40s. In addition, the charging process restarts at 35s.

*At 40 seconds:* PV control is turned-off stopping the photovoltaic power dispatching.

*At 45 seconds:* charging process is turned-off.

*45 to 60 seconds:* only Load4 is on and the DC-AC converter continuously compensates the grid output at unity power factor (i.e. from startup to the end of simulation).

#### IV. SIMULATION MODEL

The power system parameters were defined as shown in Table I, including four local loads. Also, Table I presents the voltage power source data and its series R-L impedance.

This simulation was developed based on a grid connected single-phase application integrated with lead-acid batteries to provide local distribution grid supporting.

With respect to the inverter, it is an association of 1885 PV modules of 250Wp resulting in 471.25kWp at STC (i.e. Standard Test Conditions – i.e. 25°C | 1000W/m<sup>2</sup>), including 138 lead-acid batteries (i.e. 24V / 180Ah) in series association.

The battery Simulink model provides parameters and graphs of several battery types. About the battery autonomy, which means how much time a storage can continuously discharge while it is not totally empty can be represented in Fig. 4. Also, first graph shows in grey the nominal discharge area and discharge curve for nominal current.

TABLE I. POWER SYSTEM SETUP

Local Loads Data – 2.4kV			
Loads	$R+jX$   $R-L$	$S$ [kVA]	PF
Load1	38.45 + j0   38.45Ω - 0mH	150kW-j0kVAr	1
Load2	34.61 + j16.73   34.61Ω - 44.37mH	135kW-j65.38kVAr	0.9
Load3	30.76 + j23.1   30.76Ω - 61.19mH	120kW-j90kVAr	0.8
Load4	26.91 + j27.45   26.91Ω - 72.83mH	105kW-j107.12kVAr	0.7

Voltage Power Source Data			
7.96kV	1.13 + j0.99	1.13Ω	2.632mH
60Hz			

Fig. 4 shows the voltage behavior for four discharging currents (i.e. 36A, 60A, 90A and 180A), it represents that discharging with a 36A (i.e. nominal battery current) the storage system will be totally empty after 5 hours of operation; for discharging with 60A it will be totally empty less than 3 hours; for discharging with 90A it will be empty in less than 2

hours and for discharging with 180A it will be empty in less than 1 hour.

Nevertheless, an over discharging condition will speed-up the battery aging and cause overtemperatures, as at 60A discharging current (i.e. more than 36A). Thus, for this simulation we choose 36A of current control reference (i.e. set-point) for both charging and discharging controllers; it is a value defined according to Fig. 4, preventing battery stress and optimizing its life-time.

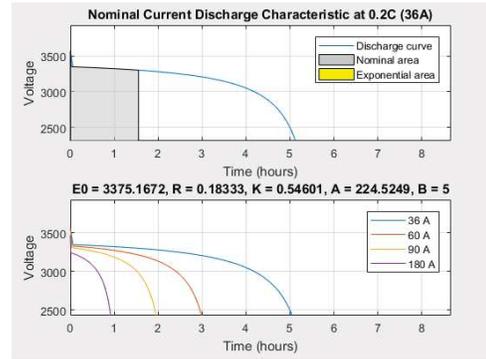


Fig. 4. Battery association nominal discharge area and autonomy time

Each stage of the simulation setup as shown in Fig. 5 can be defined as follows:

- Bidirectional Buck-Boost DC-DC converter for battery charging and discharging control.
- A Buck DC-DC converter for PV voltage maximum power point tracking.
- And a DC-AC Transformerless NPC full-bridge topology to interface the DC-Link with the AC grid.

The choosing idea to the use of transformerless NPC full-bridge topology is because its capability applications for: medium voltage, medium power rating (i.e. central inverters), non-galvanic isolation requirements, and capability for out of unitary power factor operation using transformerless topologies (i.e. its act in capacitive mode) [7], [9], [10].

Photovoltaic inverters recent trends show that it should be capable to inject reactive power into the grid. It is an interesting topic for nowadays grid-connected PV systems [7], [9], [10].

Additionally, in this section, each component (i.e. inductors and capacitors) applied in each stage of the inverter are presented.

The component selection of a bidirectional buck-boost was defined based in [11], the buck converter components was defined based in equations applied in [12] and the DC-AC NPC converter component selection was applied from [13].

Resulting in the Table II simulation setup based in the following operating data:

- Total storage series association voltage – 3300V
- Storage nominal output power –130kW
- PV modules voltage in the maximum power point at STC – 4408V

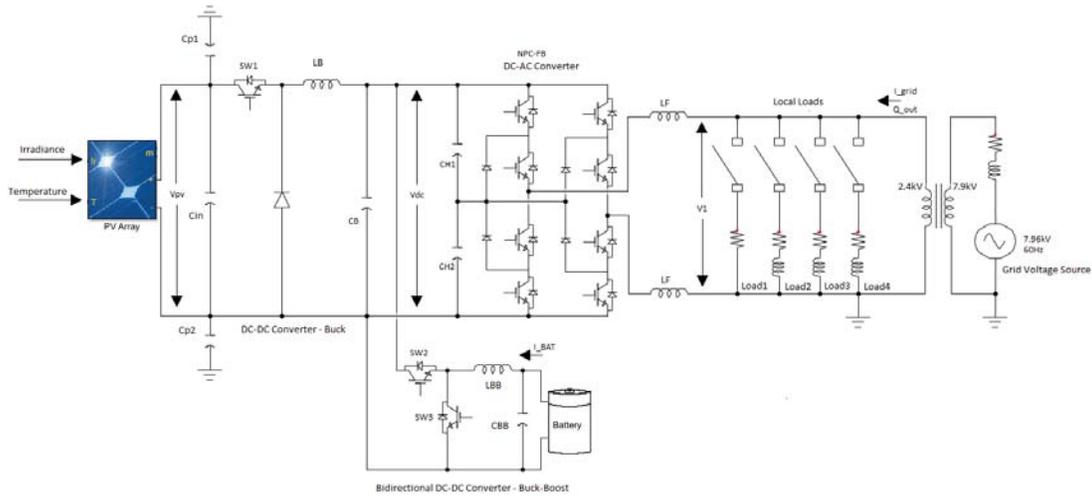


Fig. 5. Power System Configuration

- DC-Link voltage – 4150V
- Inverter apparent power rating – 600kVA
- Switching frequency – 5kHz

In addition, PV modules association was defined as 13 lines of 145 of 250Wp series modules resulting in a total PV power at STC of 471.25kWp.

TABLE II. SIMULATION SETUP

Parameter	Value
Input PV Capacitor – Cin	1312 $\mu$ F
Buck Inductor – LB	2.63mH
Buck Capacitor – CB	0.54 $\mu$ F
DC Link Capacitor – CH1, CH2	10000 $\mu$ F
Battery Capacitor – CBB	2.42 $\mu$ F
Battery Inductor – LBB	4mH
Output Filter Inductor – LF1, LF2	5.5mH
Parasitic Capacitances – Cp1, Cp2	6 $\mu$ F

## V. CONTROL SYSTEM

This section briefly explains the control system and measurements techniques.

Firstly, Fig. 6 shows the NPC Full-bridge PWM modulation result. Respectively, in (a) is presented the inverter output for both voltage and current demonstrating the multilevel (5 levels) DC/AC converter of provided by NPC modulation strategy [7], [10]. And Fig. 6 (b) presents the voltage and current after the L filter compensating Load4 reactive power (PF=0.7) and delivering 450kW PV power.

About the applied controllers, the equation used is based in a discrete PI as shown in (1).

Table III shows Matlab/Simulink applied parameters.

TABLE III. PI CONTROLLERS PARAMETERS

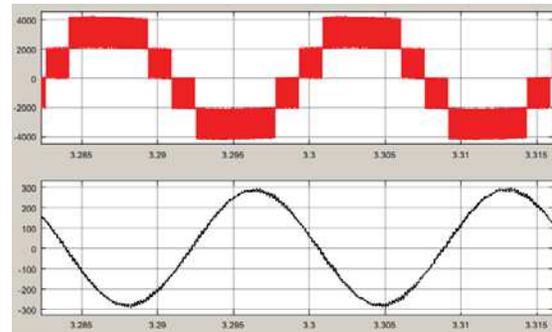
Parameter	Value
Time Domain	Discrete
Integrator Method	Trapezoidal (Tustin)
Sample Time - Ts	8.317 $\mu$ s
Compensator Type	Ideal PI

$$\frac{mi(z)}{e(z)} = Kp \cdot \left( 1 + I \cdot \left( \frac{Ts}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \right) \right) \quad (1)$$

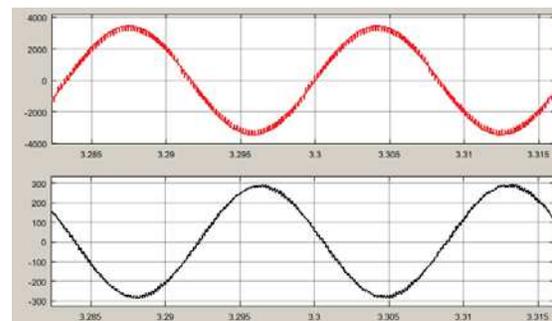
Where:  $e(z)$  - PI input and  $mi(z)$  - PI output.

And the integrator gain can be defined as the inverse of integration-time as shown in (2).

$$I = \frac{1}{T_i} \quad (2)$$



(a)



(b)

Fig. 6. (a) Voltage and Current NPC Full-Bridge Modulation Result and (b) Voltage and Current Inverter AC output

For control tuning, after the design of the simulation setup, the open loop step was applied for system identification and definition of the PI parameters for each control loop. As shown in reference [14], oftentimes, it is not practical to obtain the transfer function of the system analytically, the system may be closed and the coupling between its variables

and components are not fully recognizable. Since the transfer function is a representation of the system from the input to the output, the response of an open loop step can lead to a representation of the system even if the internal construction and dynamics feelings is unknown.

Thus, next subsections show a brief description of the control setup.

#### A. DC/AC Converter Control

For DC-AC converter simulation the applied measurements and synchronism used in its controllers are based on MSRF technique [8].

A phase locked loop is the main algorithm for grid-connected PV inverters. For single-phase applications, a good approach in Real-Time Digital Signal Processing Implementation is using MSRF-PLL (Modified Synchronous Reference Frame – Phase Locked Loop) as presented in [8], [15].

The PLL algorithm models a Phase Lock Loop (PLL) closed-loop control system, which tracks the frequency and phase of a sinusoidal signal by using an internal frequency oscillator. The control system adjusts the internal oscillator frequency to keep the phases difference to 0 (i.e. Grid voltages with inverter output voltages).

Fig. 7 shows the DC/AC converter control, composed by two PI controllers which controls the output reactive power to fix always in 0Var manipulating the modulation index (mi) applied in PWM modulation. Also, the second control loop maintains the VDC voltage at its reference (4140V) leading or lagging the angle  $\delta$  from the synchronized PLL voltage measurement.

The applied signal for PWM modulation can be represented by (3).

$$S_{pwm} = mi \cdot \sin(\omega t \pm \delta) \quad (3)$$

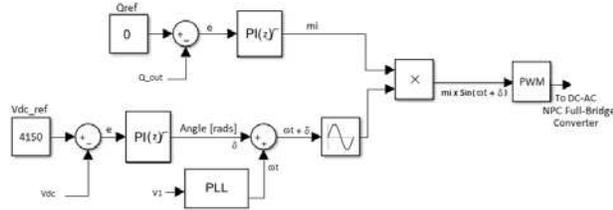


Fig. 7. DC/AC Converter Control

Also, Table IV presents parameters for both PI controllers, VDC control loop and Q control loop.

TABLE IV. DC/AC CONTROL

DC-Link Voltage Controller	
Kp	-0.00004
I	140
Reactive Power Controller	
Kp	-0.00000012
I	85

Additionally, MSRF can be a good approach in single-phase digital signal processing implementations for RMS voltage, current and P&Q measurements.

The reactive power measurement used in Q control loop feedback was done using MSRF technique. Thus, as shown in

Fig. 8 block diagram, the PLL output is multiplied by two orthogonal signals (i.e.  $\sin(\omega t)$  and  $\cos(\omega t)$ ) transforming the components in DC components (i.e.  $v_d$ ,  $i_d$  and  $i_q$ ) after signals pass through a low pass filter.

It is known that the provided MSRF output signals are peak values, and for P&Q measurements we need the effective values. So  $v_d$ ,  $i_d$  and  $i_q$  results in:  $V_{dm} = \frac{V_d}{\sqrt{2}}$ ,  $I_{dm} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$  and  $I_{qm} = \frac{I_q}{\sqrt{2}}$ .

The instantaneous active and reactive power in dq-frame [16] can be defined as:

$$P = V_{dm} \cdot I_{dm} + V_{qm} \cdot I_{qm} \quad (4)$$

$$Q = V_{qm} \cdot I_{dm} - V_{dm} \cdot I_{qm} \quad (5)$$

If the PLL is in phase with the voltage  $V_{qm} = 0$ , so:

$$P = V_{dm} \cdot I_{dm} \quad (6)$$

$$Q = -V_{dm} \cdot I_{qm} \quad (7)$$

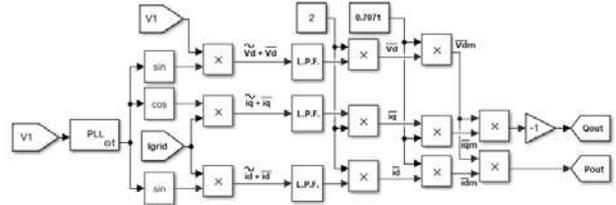


Fig. 8. Single-Phase P&Q measurements using MSRF

Fig. 8 block diagram shows the P&Q measurements using MSRF.

#### B. PV DC/DC Converter Control

The Buck converter control, applies the incremental conductance MPPT algorithm for PV voltage reference generation and its controller output provides the duty cycle for SW1 PWM modulation (Fig. 5 and Fig. 9).

TABLE V. PV DC/DC CONVERTER CONTROL

Buck Controller	
Kp	-0.0005
I	20

A block diagram shown in Fig. 9 defines the PV control loop. Also, Table V shows the PI controller tuning parameters.

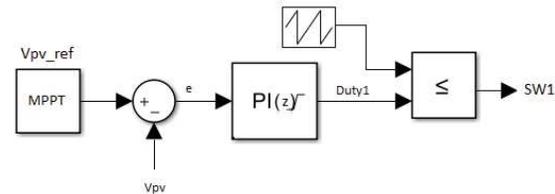


Fig. 9. VPV Controller

#### C. Storage DC/DC Buck-Boost Controllers

The bidirectional buck-boost converter can conduct current in both directions. It provides energy flowing for charging and discharging battery process.

Based on [11] implementations, SW2 and SW3 doesn't work simultaneously (Fig. 5). When the SW2 works SW3 doesn't work, thus its in Buck mode (charging - Fig. 10). On the other hand, when the switch SW2 doesn't work the SW3 works, and the circuit works in Boost mode (discharging Fig. 11). In addition, while one switch (e.g. SW2) does not operate (it remains in a blocking state).

As shown in Fig.10 the feedback controller uses  $I_{BAT}$  measurement for charging process which uses  $-36A$  (i.e. battery nominal current) as reference.

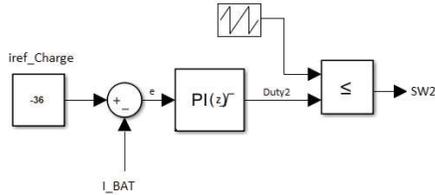


Fig. 10. Charging Controller – Buck mode

Fig.11 shows the discharging controller using  $I_{BAT}$  measurement for discharging process with  $+36A$  (i.e. battery nominal current) as control reference.

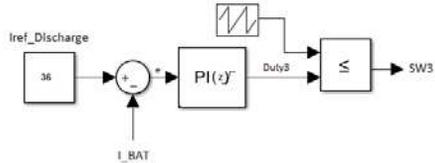


Fig. 11. Discharging Controller – Boost mode

Using the MATLAB S-Function Builder both controllers are operated in predefined instants. Thus, turning-off the PWM output of the charging controller when the discharging controller is working and vice-versa.

Finally, Table VI shows the PI tuning parameters for charging and discharging processes.

TABLE VI. BUCK-BOOST CONTROLLERS	
<b>Charging</b>	
$K_p$	-0.0001
$I$	160
<b>Discharging</b>	
$K_p$	0.000035
$I$	150

The next section presents the simulation results.

## VI. RESULTS

Section VI presents the main simulation results, regarding about the active and reactive power measurements, positive values means importing power and negative values means exporting to the grid. Initially Fig. 12 presents the local loads behavior, starting with a resistive load. Then, R-L loads are inserted in sequence increasing the inductive reactance, and decreasing the resistive characteristics representing a constant apparent power of 150kVA.

Fig. 14 present the DC Power output generation of the photovoltaic modules, starting representing a typical sunny day. The DC-link voltage behavior is shown in Fig. 15 with the manipulation of the angle  $\delta$  for VDC control loop.

Fig. 16 shows the inverter active power output delivering the total active of storage plus PV power and in Fig. 17, we can see the inverter in a capacitive mode dispatching reactive power for compensate the local loads PF.

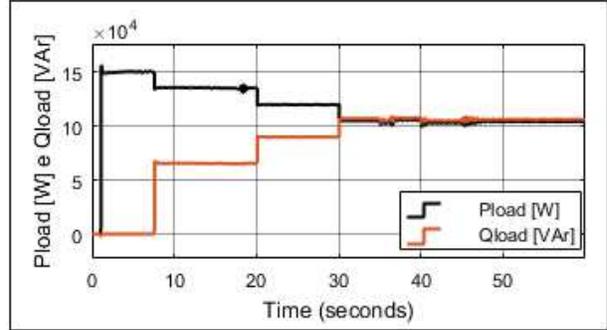


Fig. 12. Loads active [W] (in black) and reactive power [VAr] (in brown)

Fig. 13 shows the decreasing of the loads power factor, starting with PF=1 and ending with PF=0.7 as explained in the proposed methodology (Fig. 3).

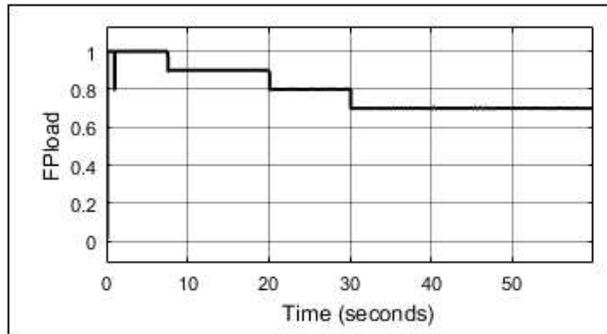


Fig. 13. Loads power factor (PF)

In addition, the grid output active power is shown in Fig. 18 presenting moments that the local power system exports energy to the grid and of importing energy times. An important instant of this result is after forty seconds which the active power became positive demonstrating a charging of the storage system from the grid and at the end of simulation the inverter stops the charging process and the grid continues feeding the active power of Load4 (105kW).

The Fig. 19 shows the grid output reactive power that performs a quasi-constant value of zero. It means that through the point of view of the distribution grid, the local power system has essentially resistive characteristics.

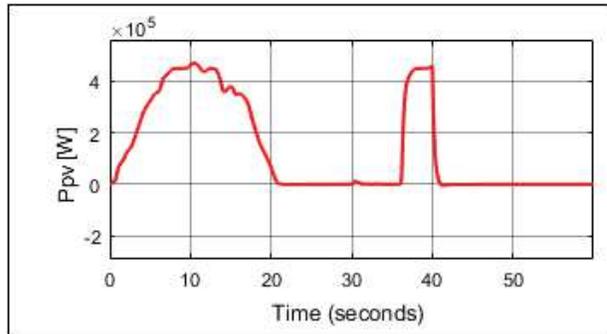


Fig. 14. PV power output [W]

Fig. 20 shows the grid power factor. We can see that the power factor behavior is unitary (i.e.  $PF = P/S$ ) with active power directions (i.e. importing or exporting) changes. At the first second of simulation, there is a transient caused by initial charging of inverter capacitors. After this, the inverter stars its normal operation.

Finally, Fig. 21 shows the DC batteries power that presents the charging and discharging process according to methodology. Thus, the state of charge (SOC %) is shown at Fig. 22 starting with 85% then respectively, charging, discharging and charging again.

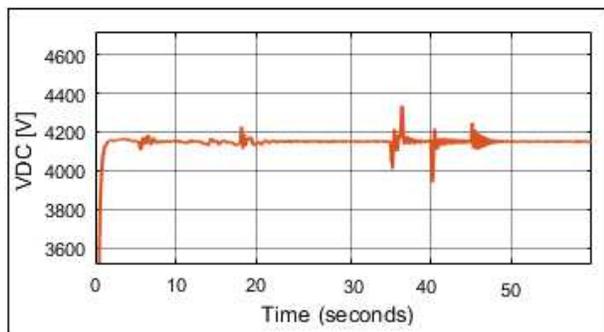


Fig. 15. VDC [V]

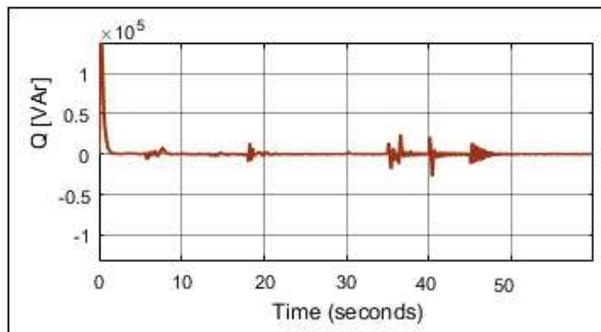


Fig. 19. Grid output reactive power [VAR]

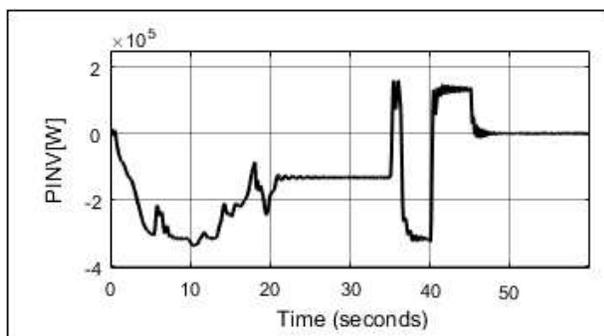


Fig. 16. Inverter output active power [W]

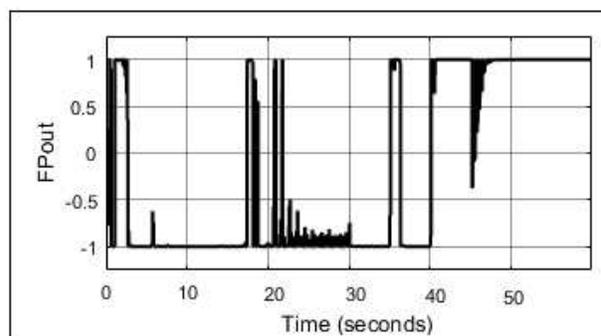


Fig. 20. Output power factor (PF)

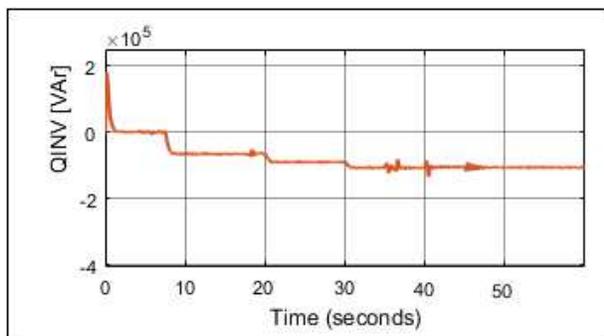


Fig. 17. Inverter output reactive power [VAR]

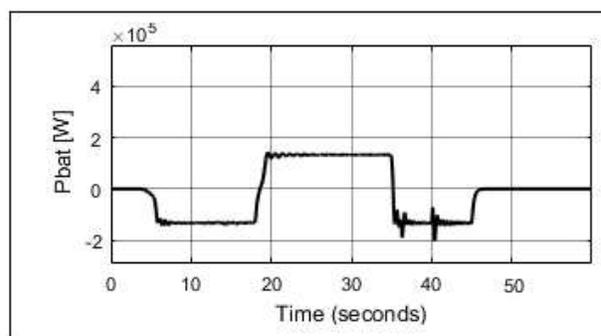


Fig. 21. Battery DC power [W]

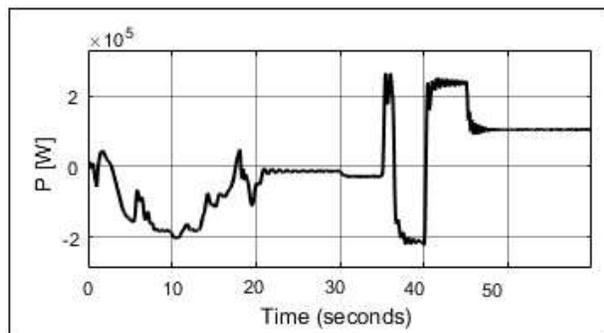


Fig. 18. Grid output active power [W]

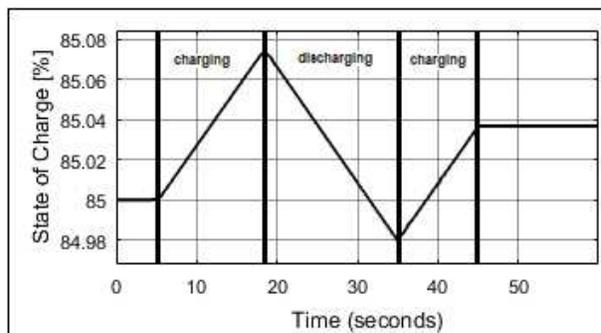


Fig. 22. State of Charge (SOC %)

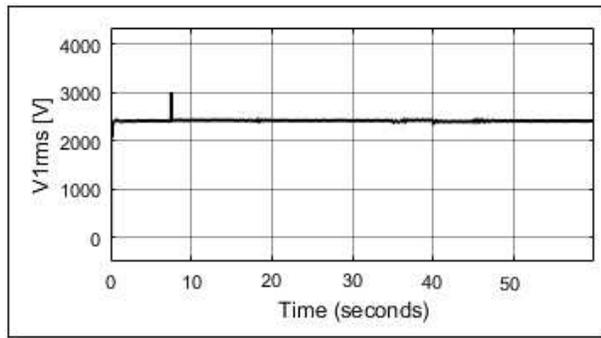


Fig. 23. Rms Voltage at PCC

Fig. 23 shows the RMS voltage measurement in the point of common coupling (PCC).

At the end of simulation, the battery process stops after 45 seconds. The small SOC variation range is because in 60 seconds of simulation for the battery designed discharging time (i.e.  $\approx 5$  hours) it is a small-time charging/discharging duration.

## VII. CONCLUSIONS

The simulation results presented the main behaviors of a PV with storage system for distribution grid supporting. The control strategies and control dynamics needs improvements in transient response and steady state errors specially for battery behavior because there is DC voltage changings during both local loads and PV irradiance variations.

This system design showed the features of a grid connected system for importing and exporting active power in an hourly basis while continuously compensates the local power factor to be fixed at unity. Even without the storage and PV processes, the DC/AC converter continuously dispatch reactive power according local loads PF characteristics.

In conclusion, the main topic of this paper is a recent trend and it is a basic tool for more control accuracy and robustness strategies.

## VIII. REFERENCES

- [1] M. Brenna, F. Foadelli, M. Longo, and D. Zaninelli, "Energy Storage Control for Dispatching Photovoltaic Power," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [2] F. Perez, J. F. Custódio, V. G. de Souza, H. K. R. Filho, E. M. Motoki, and P. F. Ribeiro, "Application of energy storage elements on a PV system in the smart grid context," in *2015 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM)*, 2015, pp. 751–756.
- [3] U. Manandhar, N. R. Tummuru, S. Kumar, A. Ukil, G. H. Beng, and K. Chaudhari, "Validation of Faster Joint Control Strategy for Battery and Supercapacitor Based Energy Storage System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [4] *DOE/EPRI Electricity Storage Handbook in Collaboration with NRECA*. Washington, D.C.: United States. National Nuclear Security Administration ;, 2015.
- [5] P. F. Ribeiro, B. K. Johnson, M. L. Crow, A. Arsoy, and Y. Liu, "Energy storage systems for advanced power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 12, pp. 1744–1756, Dec. 2001.
- [6] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, "Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 3881–3895, Dec. 2010.
- [7] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [8] R. B. Gonzatti *et al.*, "Implementation of a grid-forming converter based on modified synchronous reference frame," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 2116–2121.
- [9] F. Faraji, S. M. Mousavi G., A. Hajirayat, A. A. M. Birjandi, and K. Al-Haddad, "Single-stage single-phase three-level neutral-point-clamped transformerless grid-connected photovoltaic inverters: Topology review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 80, pp. 197–214, Dec. 2017.
- [10] C. A. Rojas, S. Kouro, D. Edwards, B. Wu, and S. Rivera, "Five-level H-bridge NPC central photovoltaic inverter with open-end winding grid connection," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 4622–4627.
- [11] G. Zhang, Y. Dai, and J. Cui, "Design and Realization of a Bi-directional DC/DC Converter in photovoltaic power system," 2016.
- [12] G. G. Pinheiro, J. M. de C. Filho, and B. D. Bonatto, "Modeling, simulation and comparison analysis of an installed photovoltaic system using RTDS," in *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2016, pp. 1–8.
- [13] M. Islam, S. Mekhilef, and M. Hasan, "Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 45, pp. 69–86, May 2015.
- [14] N. S. NISE, *ENGENHARIA DE SISTEMAS DE CONTROLE*. LTC 2012.
- [15] C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, B. K. Bose, and S. U. Ahn, "A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 11, pp. 3814–3821, Nov. 2010.
- [16] N. Akel, M. Pahlevaninezhad, and P. Jain, "A D-Q rotating frame reactive power controller for single-phase bi-directional converters," in *2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2014, pp. 1–5.

Comitê de Estudos B4 – HVDC e Eletrônica de Potência

**COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA BLOQUEIO HARMÔNICO  
UTILIZANDO UM FILTRO ATIVO SÉRIE EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO**

**G. G. PINHEIRO\***  
Univ. Federal de Itajubá  
Brasil

**W. C. SANT'ANA**  
Instituto Gnarus  
Brasil

**R. R. PEREIRA**  
Univ. Federal de Itajubá  
Brasil

**R. B. GONZATTI**  
Univ. Federal de Itajubá  
Brasil

**B. P. B. GUIMARÃES**  
Univ. Federal de Itajubá  
Brasil

**G. LAMBERT-TORRES**  
Instituto Gnarus  
Brasil

**L. E. B. DA SILVA**  
Univ. Federal de Itajubá  
Brasil

**D. MOLLICA**  
EDP - SP Distribuição  
Brasil

**J. S. FILHO**  
EDP - SP Distribuição  
Brasil

**C. H. DA SILVA**  
Univ. Federal de Ouro Preto  
Brasil

**E. L. BONALDI**  
Instituto Gnarus  
Brasil

***Resumo** – Trata-se de uma aplicação de um compensador para mitigação harmônica instalado em série com a linha de distribuição por meio de um transformador que seja capaz de reproduzir uma impedância alta para frequências harmônicas e uma impedância nula para a componente fundamental, realizando o bloqueio harmônico entre dois ramais interligados. Este artigo visa demonstrar através de simulações no Matlab/Simulink, o uso de um filtro ativo série, promovendo uma comparação do desempenho de duas técnicas de controle realimentadas por corrente: a referência síncrona e o controlador proporcional ressonante. Estes algoritmos são aplicados a um filtro ativo série em uma rede malhada em 13,8kV. Nos resultados obtidos, o modelo do filtro ativo de potência série analisado demonstra de forma efetiva a capacidade de bloqueio harmônico. Ou seja, com um filtro ativo série realizando o bloqueio, o conteúdo harmônico presente em um ramal não se propaga para o outro ramal, mesmo eles estando fisicamente interligados.*

***Palavras-chave:** Filtro Ativo Série – Distribuição – Bloqueio Harmônico*

## 1 INTRODUÇÃO

O conteúdo harmônico presente em cargas não lineares prejudica a qualidade de energia ao longo dos ramais de redes distribuição. Tradicionalmente, a conexão de filtros ativos de potência série (FAPS) são usados para compensação de distorções de tensão, afundamentos e desequilíbrios (também chamados de DVR – *dynamic voltage restorers* quando realizam estas duas últimas funções), enquanto filtros ativos de potência paralelos (FAPP) são aplicados para mitigar distorções harmônicas de corrente e compensação de fator de potência. De forma clássica, o filtro ativo de potência série não é utilizado para compensar o conteúdo harmônico de corrente [1]–[6]. Este artigo trata basicamente da demonstração em simulações utilizando o Matlab/Simulink referente ao uso do FAPS para realizar o bloqueio harmônico [7], [8] (i.e.: isolamento harmônico) aplicado a redes em 13,8 kV.

---

\* E-mail: guilhermegpinheiro@ieec.org

Se o FAPS for usado para compensar somente o conteúdo harmônico de corrente ou uma configuração híbrida, a potência aparente (e.g. tamanho e capacidade) do filtro é pequena quando comparado com um FAPS para compensação de distorções de tensão, afundamentos e desequilíbrios, resultando um equipamento de tamanho e custo reduzido [9]–[16].

O uso do FAPS para esse propósito impede que o conteúdo harmônico de corrente presente no ramal 1 se propague para o ramal 2 quando estes são interligados em um anel, melhorando indiretamente também a qualidade da tensão. Além disso, esta aplicação pode ser implementada em uma rede radial, quando se tem apenas um ramal alimentando cargas não lineares proporcionando melhoria da qualidade de energia vista pelo alimentador.

Com relação ao sistema de controle, algoritmos baseados em transformações de coordenadas são uma boa opção para este tipo de aplicação. As duas principais técnicas utilizadas para o controle do Filtro Ativo são fundamentadas na Teoria da Potência Instantânea e na Referência Síncrona. Outra técnica que vem sendo utilizada nos últimos anos para controle de filtros ativos e conversores PWM em geral, é o denominado controlador Proporcional Ressonante, que possui a vantagem de ser aplicado diretamente nos sinais medidos, sem necessidade de transformadas [17], [18].

O fato de um FAPS para bloqueio harmônico ser capaz de reproduzir uma impedância alta para frequências harmônicas e uma impedância nula para a componente fundamental, pode ser entendida de forma análoga a uma impedância ativa, o que configura o conceito de *Smart Impedance*, [17]–[19] (utilizada na literatura em outras aplicações, como Filtros Ativos Híbridos Paralelos) na qual é possível sintonizar múltiplas frequências simultaneamente proporcionando uma impedância alta para cada componente harmônica.

Observa-se que os compensadores série baseados em inversores de frequência possuem um menor número de publicações quando comparado aos compensadores paralelos, devido ao menor interesse da indústria e por dificuldades de implementação de forma segura e de baixo custo.

O tema abordado aqui, é uma tendência atual e de grande interesse da comunidade científica, pois, de fato com o presente aumento das instalações de equipamentos eletroeletrônicos e de eletrônica de potência conectados ao sistema elétrico de distribuição, proveniente também das energias renováveis e da geração distribuída, soluções para melhoria da qualidade de energia tornou-se um desafio para a indústria de energia.

Serão apresentados resultados das duas técnicas para dois ramos interligados, na presença de cargas não lineares, e em condições de variações de carga. Também para um único ramal alimentando cargas não lineares tipo fonte de corrente e tipo fonte de tensão [20] com o FAPS realimentado por corrente. Nas simulações desenvolvidas foram implementadas duas técnicas: a referência síncrona trifásica e o controlador proporcional ressonante, a fim de demonstrar e comparar o desempenho e a versatilidade destes algoritmos para implementações em processadores digitais de sinais.

Este trabalho foi dividido em 6 seções. Portanto, apresentou-se nesta introdução uma breve descrição das aplicações de compensadores série para mitigação harmônica e bloqueio presentes na literatura.

A seguir, serão descritas as técnicas de controle utilizadas nas simulações. Na seção 3 descreve-se o sistema de potência e do filtro ativo série envolvido.

Por fim, de forma comparativa, usando a referência síncrona e o controlador proporcional ressonante, apresenta-se os resultados inicialmente para uma rede radial com cargas não lineares, seguindo com o FAPS inserido em um anel finalizando com resultados do comportamento do filtro durante variações de cargas não lineares.

## **2 ALGORITMOS DE CONTROLE PARA MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS**

As descrições dos sistemas de controle investigados são basicamente fundamentados em [17]–[19] que se aplicam ao tema estudado neste trabalho, dentre outras aplicações.

Conforme já mencionado anteriormente, optou-se por avaliar o desempenho de duas técnicas de mitigação harmônica que serão brevemente descritas a nesta seção.

### **2.1 Referência Síncrona Trifásica**

A SRF (*Synchronous Reference Frame*) é uma transformação de coordenadas para um sistema de referência síncrono, com esta técnica é possível obter tanto as componentes alternadas múltiplas da fundamental (i.e. conteúdo harmônico) quanto somente a componente fundamental da medida desejada (dependendo do tipo de filtro utilizado – i.e. passa baixas ou passa-altas), o que permite a implementação em tempo real através de processamento digital de sinais.

Apresenta-se na Fig. 1 o diagrama de blocos implementado nas simulações que aplica a teoria da referência síncrona trifásica. Nesta técnica, todos os sinais são deslocados dos 60 Hz, permitindo que as componentes fundamentais do sistema possam ser transformadas nas componentes desejadas do sistema envolvido (e.g. a componente fundamental ou, neste caso, o conteúdo harmônico).

As correntes ou tensões de interesse, do sistema de coordenadas **abc** (do sistema trifásico) são transformadas para o sistema de referência estacionário **αβ0**, através da Transformada de *Clarke*. As componentes **αβ0** são transformadas do sistema estacionário para o sistema síncrono **dq** através da Transformada de *Park* conforme Fig. 1.

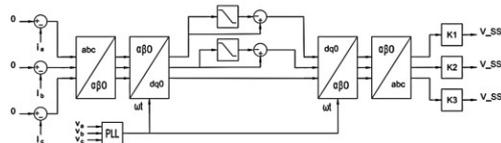


Fig. 1. Sistema de Controle com a Referência Síncrona Realimentada por Corrente

A transformada de *Park* requer dois vetores unitários  $\sin(\omega t)$  e  $\cos(\omega t)$ , em fase e a  $90^\circ$ , respectivamente, com a tensão ou corrente do sistema. Estes sinais são obtidos através de um PLL (*Phase Locked Loop*). O PLL é um algoritmo rastreia a frequência e o ângulo da componente fundamental da tensão da rede.

A saída da transformada de *Park* fornece as componentes  $i_d$  e  $i_q$  (ou  $v_d$  e  $v_q$ ) podem ser decompostas em componentes contínuas e alternadas, conforme (1) e (2):

$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \quad (1)$$

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \quad (2)$$

Obs.: A componente  $i_0$  é a componente de sequência zero do sistema (ver Fig. 1), utilizada em sistemas em desequilíbrio entre as fases.

As componentes contínuas ( $\bar{i}_d$ ,  $\bar{i}_q$ ) representam a componente fundamental, ou seja, 60Hz. E as componentes alternadas ( $\tilde{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$ ) representam o conteúdo harmônico. Neste trabalho, as componentes necessárias para realizar a mitigação são as componentes alternadas ( $\tilde{i}_d$ ,  $\tilde{i}_q$ ).

Para realizar a extração somente do conteúdo harmônico de (1) e (2) conforme Fig.1 utiliza-se um filtro passa altas, obtido através de um filtro passa baixas. A simples implementação do filtro passa altas a partir de um filtro passa baixas é uma solução que permite remover a componente contínua presente em  $i_d$  e  $i_q$ , conforme (3) e (4), sem deslocamento de fase, neste caso.

$$\tilde{i}_d = i_d - \bar{i}_d \quad (3)$$

$$\tilde{i}_q = i_q - \bar{i}_q \quad (4)$$

Então, para converter novamente para o eixo de coordenadas **abc** aplica-se a Transformada Inversa de *Park* e depois a Transformada Inversa de *Clarke*. Ou seja, sinais de corrente representados no sistema **dq** são convertidos para **αβ0** e depois retorna-se depois para o sistema de coordenadas **abc** (ver Fig. 1). Assim, estes sinais **abc** obtidos são multiplicados por um ganho proporcional depois das transformações e são aplicados ao filtro ativo série envolvido.

## 2.2 Controlador Proporcional Ressonante

Neste item, apresenta-se o uso do controlador proporcional ressonante, que é derivado dos tradicionais controladores PI, porém modificado para trabalhar com sinais alternados (PR) conforme Fig. 2 que é o diagrama de blocos implementado para a realimentação por corrente para a fase 1.

Para o controle da tensão harmônica a ser aplicada ao filtro ativo série usando o controle proporcional ressonante, utiliza-se um termo ressonante para cada frequência harmônica a ser compensada conforme (5).

$$H_{AC}(s) = K_p + \sum \frac{K_{rh}s}{s^2 + (h \cdot \omega_0)^2} \quad (5)$$

Onde  $h$  é a ordem do harmônico compensado.  $\omega_0$  é a frequência fundamental do sistema em rad/s. E  $K_p$  e  $K_{rh}$  são os ganhos proporcional e do termo ressonante respectivamente.

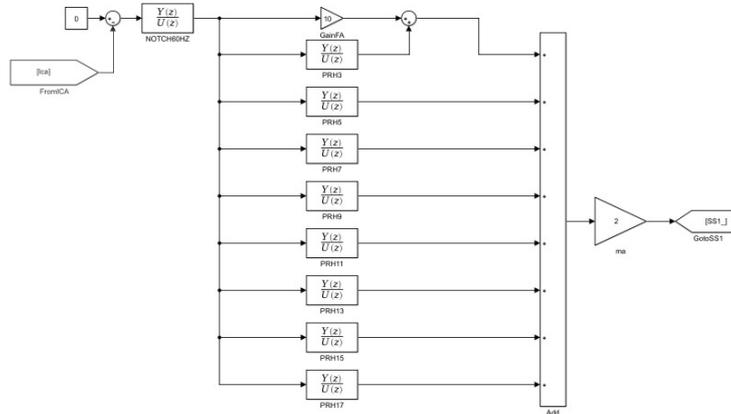


Fig. 2. Controlador Proporcional Ressonante Realimentado por Corrente para a fase 1

Observa-se que o termo proporcional  $K_p$  apresenta ganho constante para todo o espectro, e que a componente fundamental não deve ser afetada pelo compensador harmônico como na SRF. Essa influência é causada pela imposição de tensão de 60 Hz o acarreta um consumo de potência ativa no filtro ativo. Portanto, a componente fundamental deve ser atenuada, restando somente os harmônicos.

Para isso, utiliza-se o filtro sintonizado para sistemas monofásicos, ou filtro *notch* conforme (6).

$$H_a(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (6)$$

Em que,  $\omega_0$  é a frequência de sintonia do filtro – 60Hz e,  $\omega_c$  é a frequência que define a largura de banda do filtro (BW).

O filtro sintonizado implementado na entrada da malha possui corte em 60 hertz e largura de banda de 5 Hertz. Conforme mostrado na Fig. 2, o Controlador Proporcional Ressonante implementado aqui possui um termo ressonante para cada frequência harmônica a ser compensada, ou seja, optou-se para compensar o 3º, 5º, 7º, 9º, 11º, 13º, 15º e 17º harmônico de corrente.

### 3 METODOLOGIA

O sistema elétrico envolvido utiliza basicamente um sistema de potência trifásico típico de distribuição de média tensão em 13,8 kV com dois ramais interligados utilizando o software Matlab/Simulink.

No ponto em que estes ramais se conectam inseriu-se um filtro ativo série com o propósito de realizar o bloqueio harmônico, conforme simbolizado na Fig. 3. Observa-se também (ver Fig. 3) os parâmetros do modelo do sistema de potência envolvido.

Com relação a este filtro ativo, aplicou-se uma fonte de tensão controlada que simboliza o modelo de um inversor de frequência, proporcionando uma simulação reduzida, na qual permite implementar posteriormente um modelo apurado após a validação das técnicas de controle.

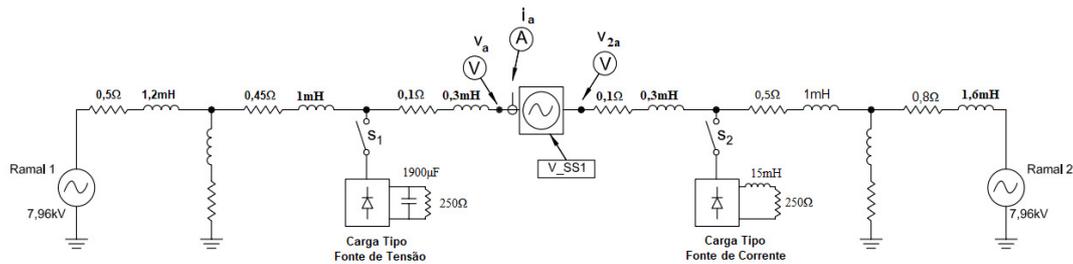


Fig. 3. Diagrama Elétrico das Simulações

Para as simulações definiu-se dois cenários de 0,3 segundos, o primeiro com a referência síncrona trifásica e o segundo com o controlador proporcional ressonante. Trata-se de 2 Cenários cada um com duas simulações (uma com a inserção de uma carga tipo fonte de tensão e outra com a inserção de uma carga tipo fonte de corrente).

A fim de realizar uma análise comparativa de desempenho entre as técnicas estudadas, definiu-se o seguinte histórico de operação:

- A simulação é iniciada sem o filtro ativo série com apenas cargas lineares inseridas;
- Aos 0,05 segundos, uma das cargas não lineares é inserida no sistema;
- Aos 0,15 segundos inicia-se a operação do filtro ativo série;
- Então, simulação é finalizada aos 0,3 segundos.

### 3.1 Sem Compensação

Entre 0,05 segundos e 0,15 segundos, o sistema está sem a mitigação harmônica e os ramos estão interligados (ver Fig. 4, Fig. 5, Fig. 6 e Fig. 7).

Carga Tipo Fonte de Tensão no Ramal 1

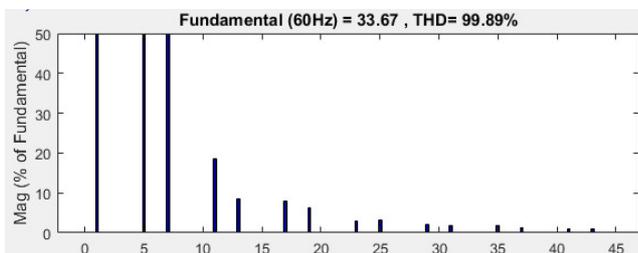


Fig. 4.  $i_a$

Carga Tipo Fonte de Corrente no Ramal 2

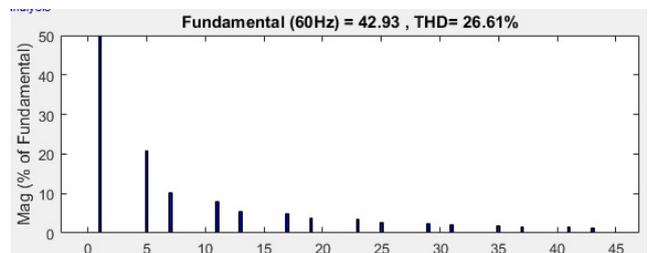


Fig. 5.  $i_a$

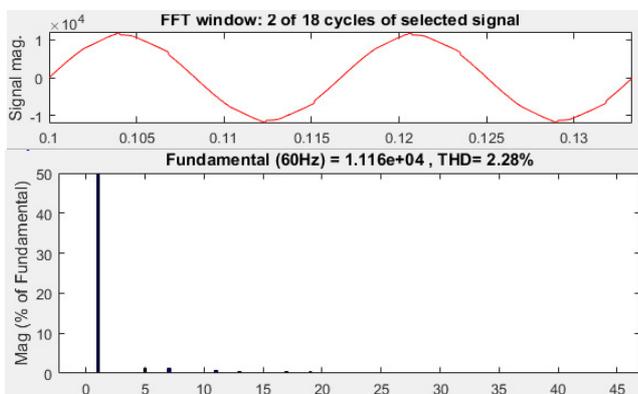


Fig. 6.  $V_a$  e  $V_{2a}$

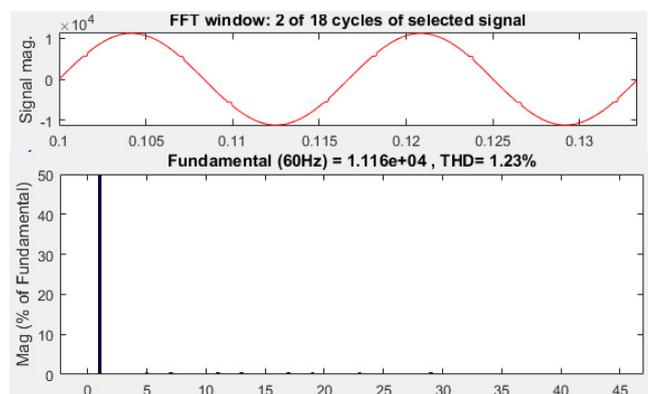


Fig. 7.  $V_a$  e  $V_{2a}$

Neste instante coletou-se os resultados apresentados sem a compensação para posterior análise. Mostrando que as distorções de tensão e de corrente se propagam por todo o sistema envolvido quando se interliga os dois ramais sem a realização do bloqueio harmônico.

Na Fig. 4 observa-se o espectro harmônico da corrente  $i_a$  com um THD de 99,89% para somente a carga tipo fonte de tensão inserida no Ramal 1. Na Fig.5 apresenta-se o espectro harmônico da corrente  $i_a$  com um THD de 26,61% para somente a carga tipo fonte de corrente inserida no Ramal 2.

O perfil das tensões  $V_a$  e  $V_{2a}$  é mostrado na Fig. 6 juntamente com seu espectro harmônico com um THD de 2,28%. Apresenta-se também na Fig. 7 o perfil da tensão  $V_a$  e  $V_{2a}$  com seu espectro harmônico com THD de 1,23%.

## 4 RESULTADOS

Para uma melhor visualização dos resultados conforme descrito anteriormente na metodologia, apresenta-se respectivamente na Fig. 8 e também na Fig. 9 os sinais medidos de corrente  $i_a$  e o sinal de tensão imposto  $V_{SS1}$  para a entrada dos dois tipos de cargas não lineares.

Nas próximas subseções, será realizada a comparação do desempenho das duas técnicas de mitigação harmônica, na função de bloqueio.

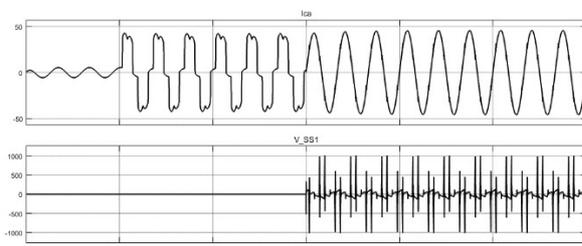


Fig. 8. Com carga tipo fonte de corrente

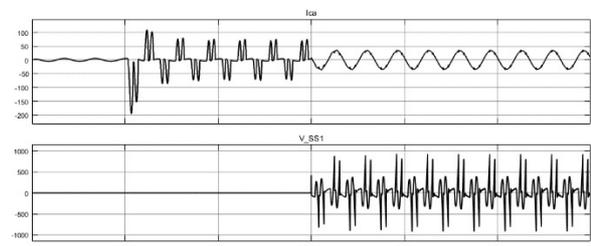


Fig. 9. Com carga tipo fonte de tensão

### 4.1 Resultados para Carga Tipo Fonte de Tensão

Para carga tipo fonte de tensão, observou-se que o desempenho das técnicas de controle permaneceram idênticas na função de bloqueio harmônico, portanto não foi necessário apresentar resultados para cada tipo de carga. Na Fig. 10 tem-se a corrente  $i_a$  apresentando um THD de 4,01%, um valor consideravelmente menor do que anteriormente apresentado sem a compensação.

A Fig. 11 e a Fig. 12 apresenta respectivamente as tensões terminais  $V_a$  e  $V_{2a}$  sendo que,  $V_a$  possui um THD de 3,46%, um valor maior do que a tensão medida sem compensação. No entanto  $V_{2a}$  passou a ter um THD de 0,49% pois como a carga tipo fonte de tensão está no Ramal 1, o Ramal 2 praticamente passa a não ser afetado pela distorção harmônica da carga tipo fonte de tensão inserida no Ramal 1, demonstrando a capacidade do filtro ativo série de realizar o bloqueio.

## Referência Síncrona e Controlador Proporcional Ressonante

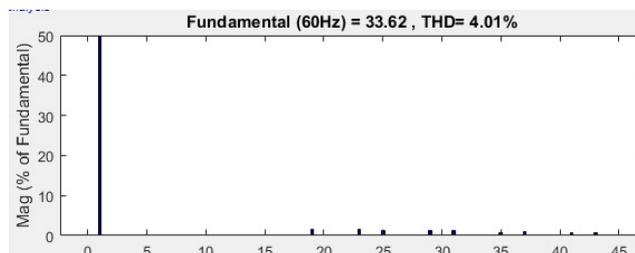


Fig. 10.  $i_a$

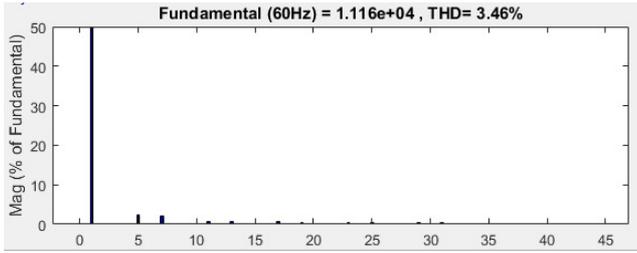


Fig. 11.  $V_a$

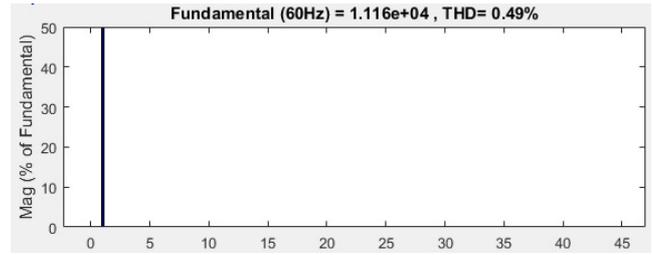


Fig. 12.  $V_{2a}$

## 4.2 Resultados Para Carga Tipo Fonte de Corrente

Na segunda análise dos resultados, há somente a carga tipo fonte de corrente no ramal 2. Observa-se na Fig. 13 e Fig.14 que na presença de uma carga tipo fonte de corrente, o espectro harmônico  $i_a$  de permaneceu similar aos resultados da subseção 4.1 para as duas técnicas de controle, respectivamente com THD de 4,01% para a referência síncrona e um THD de 3,86%.

Nas medições das tensões  $V_a$  e  $V_{2a}$  (Ver Fig. 15, Fig. 16, Fig. 17 e Fig. 18), observa-se a capacidade de bloqueio harmônico para as duas técnicas de controle. Estes resultados permitem interpretar que, como a carga tipo fonte de corrente está inserida no Ramal 2, o Ramal 1 praticamente não sofre influencias na distorção de tensão presente no Ramal 2 quando realiza-se o bloqueio harmônico em ramais interligados.

### Referência Síncrona

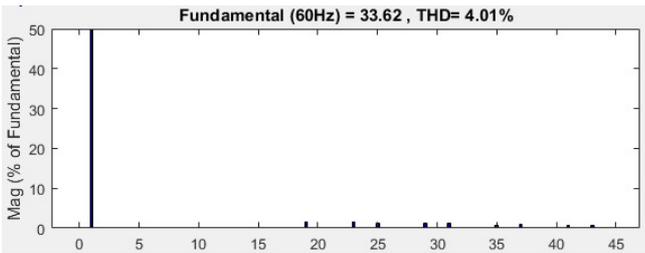


Fig. 13.  $i_a$

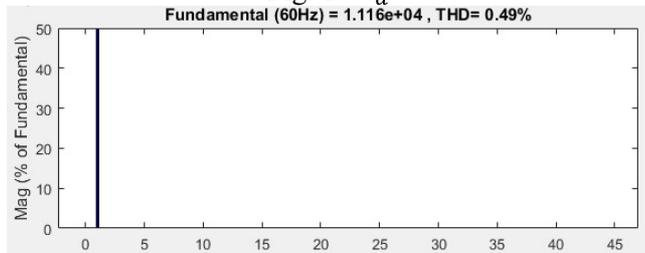


Fig. 15.  $V_a$

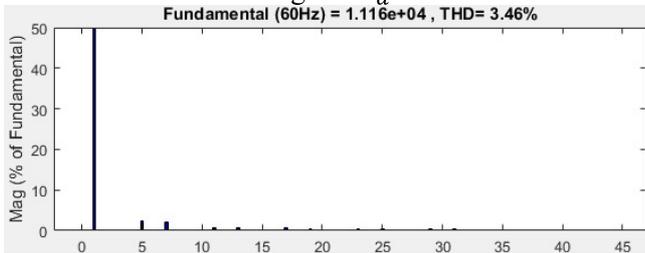


Fig. 17.  $V_{2a}$

### Controlador Proporcional Ressonante

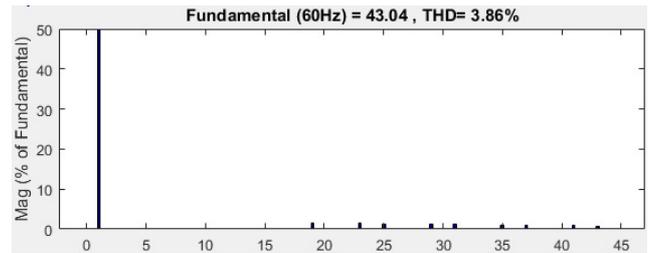


Fig. 14.  $i_a$

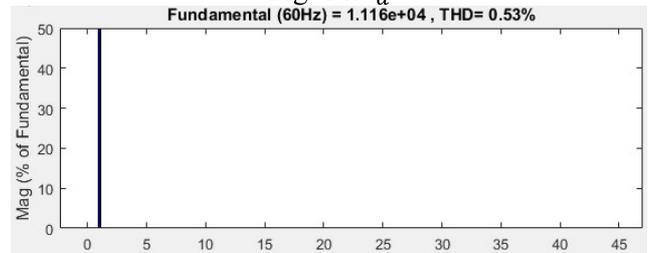


Fig. 16.  $V_a$

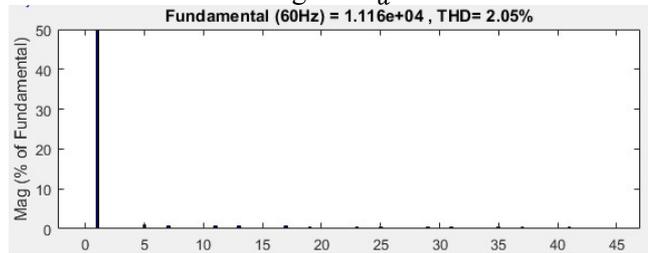


Fig. 18.  $V_{2a}$

## 5 CONCLUSÕES

O uso do filtro ativo de potência série demonstra de forma efetiva a capacidade de bloqueio harmônico, e as duas técnicas de controle analisadas são praticamente equivalentes em desempenho, quando devidamente sintonizadas.

De fato, os espectros de frequência das tensões mostram a capacidade de isolamento harmônica, ou seja, com um filtro ativo série realizando o bloqueio, o conteúdo harmônico presente em um ramal não se propaga para o outro ramal, mesmo eles estando fisicamente interligados.

Quanto às técnicas analisadas, as duas são aplicáveis e observa-se que o controlador proporcional ressonante não necessita de um algoritmo PLL, o que implica em menor capacidade de processamento para implementações em tempo real em Processadores Digitais de Sinais.

Por outro lado, o uso da referência síncrona necessita de um algoritmo PLL. Além disso, quando realizada a compensação em série em um circuito em anel, o perfil de corrente mostra-se capaz de mitigar as distorções de corrente presentes em toda a rede malhada proporcionando melhoria também no perfil de tensão.

O uso do FAPS pode ser uma opção para aplicações em redes de distribuição que demandam alta qualidade de energia, porém necessita de um sistema de proteção e by-pass para que em condições de falta o equipamento série não sofra nenhum dano e não corte a alimentação da carga ou ramal envolvido em caso de eventuais falhas, sendo estes detalhes relativos a pesquisas futuras.

## 6 REFERÊNCIAS

- [1] G. W. Chang and W. C. Chen, "A new reference compensation voltage strategy for series active power filter control," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1754–1756, Jul. 2006.
- [2] E. R. Ribeiro and I. Barbi, "Harmonic Voltage Reduction Using a Series Active Filter Under Different Load Conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1394–1402, Sep. 2006.
- [3] P. Acuna, L. Moran, and J. Dixon, "Current harmonics compensation for electrolytic processes using a series active scheme," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 8, pp. 1254–1261, Sep. 2012.
- [4] F. Mekri, M. Machmoum, N. Ait-Ahmed, and B. Mazari, "A comparative study of voltage controllers for series active power filter," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 6, pp. 615–626, Jun. 2010.
- [5] S. George and V. Agarwal, "A DSP-Based Control Algorithm for Series Active Filter for Optimized Compensation Under Nonsinusoidal and Unbalanced Voltage Conditions," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 302–310, Jan. 2007.
- [6] J. Roldán-Pérez, J. L. Zamora-Macho, M. Ochoa-Giménez, and A. García-Cerrada, "A steady-state harmonic controller for a series compensator with uncertain load dynamics," *Electric Power Systems Research*, vol. 150, pp. 152–161, Sep. 2017.
- [7] D. Li, M. Song, J. Hu, Y. Luo, X. Xiao, and K. Yang, "Improved series active power filter with fundamental and harmonic magnetic flux hybrid compensation," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 1038–1045, 2018.
- [8] O. S. Senturk and A. M. Hava, "High-Performance Harmonic Isolation and Load Voltage Regulation of the Three-Phase Series Active Filter Utilizing the Waveform Reconstruction Method," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 2030–2038, Nov. 2009.
- [9] J. Tian, Q. Chen, and B. Xie, "Series hybrid active power filter based on controllable harmonic impedance," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 142–148, Jan. 2012.
- [10] P. Salmeron and S. P. Litran, "Improvement of the Electric Power Quality Using Series Active and Shunt Passive Filters," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 1058–1067, Apr. 2010.
- [11] A. Varschavsky, J. Dixon, M. Rotella, and L. Moran, "Cascaded Nine-Level Inverter for Hybrid-Series Active Power Filter, Using Industrial Controller," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2761–2767, Aug. 2010.
- [12] L. Jianben, D. Shaojun, C. Qiaofu, and T. Kun, "Modelling and industrial application of series hybrid active power filter," *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 8, pp. 1707–1714, Sep. 2013.
- [13] M. A. Mulla, C. Rajagopalan, and A. Chowdhury, "Hardware implementation of series hybrid active power filter using a novel control strategy based on generalised instantaneous power theory," *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 592–600, Mar. 2013.
- [14] A. Javadi, A. Hamadi, L. Woodward, and K. Al-Haddad, "Experimental Investigation on a Hybrid Series Active Power Compensator to Improve Power Quality of Typical Households," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 4849–4859, Aug. 2016.

- [15] Y. Naderi, S. H. Hosseini, S. Ghassem Zadeh, B. Mohammadi-Ivatloo, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 93, pp. 201–214, Oct. 2018.
- [16] D. Li, K. Yang, Z. Q. Zhu, and Y. Qin, "A Novel Series Power Quality Controller With Reduced Passive Power Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 773–784, Jan. 2017.
- [17] R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, and G. Lambert-Torres, "Smart Impedance: A New Way to Look at Hybrid Filters," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 2, pp. 837–846, Mar. 2016.
- [18] R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, and G. Lambert-Torres, "Using Smart Impedance to Transform High Impedance Microgrid in a Quasi-Infinite Busbar," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 1, pp. 428–436, Jan. 2017.
- [19] R. B. Gonzatti, "Filtro Ativo Híbrido na Transformação de Microrredes com Alta Impedância em Barramento Quasi-infinito.," Aug. 2015.
- [20] F. Z. Peng, "Harmonic sources and filtering approaches," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 18–25, Jul. 2001.