

LEANDRO COLOMBO MESCOLOTTI

**ESTUDO DE UM COMPENSADOR ESTÁTICO DE REATIVOS UTILIZANDO
CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA SIMÉTRICO**

Alegrete

2017

LEANDRO COLOMBO MESCOLOTTI

**ESTUDO DE UM COMPENSADOR ESTÁTICO DE REATIVOS UTILIZANDO
CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA SIMÉTRICO**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC),
apresentado ao curso de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal do Pampa, como requisito
parcial para a obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Felipe Bovolini Grigoletto

Alegrete

2017

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

M578e Mescolotti, Leandro Colombo

ESTUDO DE UM COMPENSADOR ESTÁTICO DE REATIVOS UTILIZANDO
CONVERTOR MULTINÍVEL EM CASCATA SIMÉTRICO / Leandro Colombo
Mescolotti.

57 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) -- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2017.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. FACTS. I. Título.

LEANDRO COLOMBO MESCOLOTTI

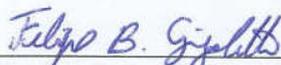
**ESTUDO DE UM COMPENSADOR ESTÁTICO DE REATIVOS UTILIZANDO CONVERSOR
MULTINÍVEL EM CASCATA SIMÉTRICO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 1 de dezembro de 2017.

Banca examinadora:



Prof. Dr. Felipe Bóvolini Grigoletto
Orientador



Prof. Me. Guilherme Sebastião da Silva
UNIPAMPA



Prof. Dr. Giovanni Guarienti Pozzebon
UNIPAMPA

Dedico este trabalho a meus pais Eduardo e Denise, a minha irmã Patricia e a minha esposa Nivia, pelo apoio, compreensão e por todo carinho que recebi ao longo da vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Eduardo e Denise Mescolotti, que me educaram e me ensinaram a paixão pela busca do conhecimento. Obrigado por todo apoio, carinho, incentivo, paciência e compreensão. Espero que, ao longo da minha vida, de alguma forma, possa retribuir tudo o que fizeram por mim, e serei eternamente grato por ter os melhores exemplos de vida que poderia ter, como pais.

Agradeço minha irmã Patricia, que mesmo sendo mais nova, busca não apenas ter sonhos, mas sim conquistas. E nessa busca, acaba incentivando e inspirando todos a sua volta a fazerem o mesmo.

Gostaria de agradecer a minha esposa Nivia, que esteve comigo durante quase toda a graduação, e sempre esteve ao meu lado compartilhando os momentos de glória e enfrentando todos os momentos difíceis. Saiba que tu és uma pessoa muito especial, e serei para sempre grato por vivenciar uma das maiores realizações da vida como minha parceira e companheira.

Agradeço também ao meu amigo Igor, pela tua amizade verdadeira, da qual sempre pude contar para em qualquer momento.

Agradeço também ao meu orientador, Professor Felipe Grigoletto, que me guiou nesses últimos estágios da graduação, e também a todos os professores que contribuíram para minha formação como profissional.

Ao pessoal do Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia (LAFAPE) da USP de São Carlos, e todos os amigos e colegas que participaram junto comigo nessa jornada.

“O desenvolvimento humano depende fundamentalmente da invenção. Ela é o produto mais importante de seu cérebro criativo. Seu objetivo final é o completo domínio da mente sobre o mundo material e o aproveitamento das forças da natureza em favor das necessidades humanas.”

Nikola Tesla

RESUMO

Devido a limitações de transferência de potência em sistemas de transmissão em corrente alternada, foram desenvolvidos conceitos de flexibilização, que aplicam técnicas desenvolvidas a partir da eletrônica de potência. Como sistemas de transmissão e distribuição operam com altos valores de tensão, se faz necessário a utilização de alguma técnica de adequação dos níveis de tensão entre o sistema de alimentação e os conversores. O presente trabalho, apresenta uma topologia multinível aplicada na correção do fator de potência de um sistema de alimentação genérico, podendo assim o conversor ser conectado em subestações ou em unidades consumidoras. Buscou-se no trabalho apresentar as principais técnicas de modulação, as principais topologias multiníveis disponíveis na literatura, e alguns dos métodos de compensação de reativos mais utilizados no mercado atual. Em seguida é apresentado o conversor proposto para a análise da correção do fator de potência, bem como a descrição da conexão do conversor com a rede utilizando a configuração D-STATCOM, e a descrição do sistema de controle proposto aplicado ao conversor.

Palavras-Chave: Conversor Multinível, Compensador Estático de Reativos.

ABSTRACT

Due to limitations of power transfer in AC transmission systems, flexibilization concepts have been developed, applying techniques developed from the power electronics. As transmission and distribution systems operate with high voltage values, it is necessary to use some technique to adjust the voltage levels between the supply system and the inverters. The present work presents a multilevel topology applied in the correction of the power factor of a generic power system, so that the converter can be connected to substations or consumer units. In this paper we present the main modulation techniques, the main multilevel topologies available in the literature, and some of the most commonly used reactive compensation methods in the current market. The proposed converter for power factor correction, as well as the description of the converter connection to the network using the D-STATCOM configuration, and the description of the proposed control system applied to the converter.

Keywords: Multilevel Converter, Static Reactive Compensator.

Sumário

RESUMO.....	7
ABSTRACT	8
1 INTRODUÇÃO	11
1.1 Considerações Iniciais.....	11
1.2 Justificativa.....	12
1.3 Objetivos	13
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	14
2.1 Compensadores de Reativos	14
2.1.1 Bancos de Capacitores	14
2.1.2 Máquina Síncrona	16
2.1.3 FACTS	17
2.2 Conversores Multiníveis	21
2.2.1 Conversor Multinível com Neutro Grampeado A Diodo.....	21
2.2.2 Conversor Multinível com Capacitor Flutuante.....	22
2.2.3 Conversor Multinível Modular.....	24
2.2.4 Conversor Multinível em Cascata.....	25
2.3 Técnicas de Modulação.....	27
2.3.1 Forma de Onda Quase-Quadrada (Nearest Level Control).....	29
2.3.2 Eliminação Seletiva de Harmônicos	30
2.3.3 Modulação Por Largura de Pulso	31
2.3.4 Modulação Híbrida	35
3 DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA	37
3.1 Considerações Iniciais.....	37
3.2 Controle.....	40
3.2.1 Mudança de Referencial	40
3.2.2 Malha de Captura de Fase.....	42

3.2.3 Potência Instantânea Complexa	43
3.2.4 Controle da Potência ativa	44
3.2.5 Controle dE Corrente	45
3.2.6 Controle Individual Da Tensão Dos Capacitores.....	46
4 ANÁLISE DE RESULTADOS.....	47
4.1 Dados.....	47
4.2 Resposta do Controle de Corrente	47
4.3 Resposta do Controle de Tensão dos Capacitores	48
4.4 Tensão e Corrente de Saída do Conversor.....	49
4.5 Análise do FP e da Potência Aparente.....	52
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	54
5.1 Sugestões Para Trabalhos Futuros	54
REFERÊNCIAS.....	55

1 INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Iniciais

As fontes geradoras de energia elétrica, frequentemente encontram-se muito distantes dos centros de consumo, o que dificulta a transmissão de grandes quantidades de potência. Um dos sistemas mais estudados atualmente é a transmissão em corrente contínua (HVDC), que demonstra ser mais eficiente do que o modelo atual para longas distâncias, em corrente alternada. Porém, o mercado atual oferece uma certa resistência à transmissão em corrente contínua, devido ao custo inicial de implementação de conversores CA-CC/CC-CA, e a redução da confiabilidade do sistema, devido ao elevado número de dispositivos semicondutores nesses conversores.

Dentre as limitações da transmissão de energia em corrente alternada, pode-se destacar a transmissão para longas distâncias, que provoca uma acentuada queda do nível da tensão ao longo da linha, devido à alta impedância, relativamente superior à linhas em corrente contínua. Em linhas com distâncias superiores a 400 Km, é necessária a instalação de subestações intermediárias, com dispositivos para restauração dos níveis de tensão.

Outro fator que está diretamente relacionado com o nível de tensão, e que também é impactado de forma negativa, principalmente no sistema de distribuição, é o fator de potência (FP), que mede a relação entre a potência ativa drenada pelos consumidores, potência que realiza trabalho, e a potência aparente, potência total drenada pela unidade consumidora. A potência aparente, é a soma vetorial entre a potência ativa e a potência reativa, sendo que, a potência reativa é a potência drenada que não realiza trabalho, e está relacionada com a criação dos campos eletromagnéticos em cargas indutivas e ou capacitivas.

O Fator de Potência é um número que varia entre zero e um, sendo que, quando o fator de potência tem valor unitário, toda potência drenada está de fato realizando trabalho, e quando o valor do FP assume valores próximos a zero, implica que praticamente toda potência drenada não está sendo convertida em trabalho. Por exemplo, um fator de potência de 0.5, significa que metade da potência drenada pela unidade consumidora não está de fato realizando trabalho útil, o que implica em

investimento em equipamentos para distribuição de maior potência sem realmente haver necessidade.

Usualmente, nas subestações, são instalados bancos de capacitores em série com a linha de transmissão, que operam em momentos de alto consumo de energia, para reduzir a impedância indutiva da linha e elevar o nível de tensão, e para momentos de baixo consumo, são inseridos bancos reativos em paralelo com a linha, minimizando o Efeito Ferranti, ou seja, sobretensões devido a capacitância natural da linha frente ao solo. E para corrigir o FP, são instalados nos sistemas de distribuição, bancos de capacitor em paralelo, o que provoca um aumento nos níveis de tensão a padrões aceitáveis.

Entretanto, em meados dos anos 90, surgiu o conceito de FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), que tratam de dispositivos que utilizam técnicas provenientes do advento da eletrônica de potência, responsáveis por tornar estáveis os níveis de tensão em sistemas de transmissão em corrente alternada, tornando-os mais eficientes, e/ou aumentando o Fator de Potência, o que permite uma maior transferência de potência.

Dentre os dispositivos de regulação de tensão, o dispositivo de estudo deste trabalho é o compensador estático de reativos (STATCOM), que consiste basicamente em um conversor CC-CA conectado à rede de transmissão ou distribuição. Dessa forma, com o conversor, é possível injetar ou absorver reativos da rede, suprimindo a necessidade da carga, sendo que, no ponto de conexão do conversor com a rede, o fator de potência, pode assumir valor unitário.

1.2 Justificativa

O baixo FP é prejudicial tanto para o consumidor quanto para os sistemas de transmissão e distribuição, pois afetam-se os níveis de tensão, aumentam-se as perdas por efeito joule, desequilíbrio de fase, e são necessários maiores diâmetros de condutores para a transferência de potência. Portanto, é de vital importância a correção do FP quando deseja-se postergar os investimentos em novas linhas de transmissão, reconduzir linhas de distribuição, controlar os limites de tensão, reduzir o consumo energético, ou mesmo quando deseja-se aumentar a eficiência do sistema.

Uma das principais vantagens de se utilizar o STATCOM, ao invés de bancos

de capacitores, é o fato de que a injeção de potência reativa pode ser totalmente controlada pelo operador, sendo que, em bancos de capacitores, o controle costuma ser apenas em quantos bancos de capacitores serão inseridos. Outro ponto importante a se destacar como vantagem, seria em sistemas onde há uma ampla variação do FP ao longo do dia, como por exemplo nas áreas rurais, que possuem essa característica devido a maquinários operando em diferentes períodos do dia, e o STATCOM fornece um ajuste com maior precisão do que os bancos de capacitores.

1.3 Objetivos

O objetivo geral do projeto é o estudo e desenvolvimento de um compensador estático de reativos (STATCOM), utilizando um conversor multinível em cascata simétrico, abordando os seguintes objetivos específicos:

- Implementar de forma teórica, com o auxílio de ferramentas de simulação de circuitos, o conversor multinível;
- Analisar a melhor estratégia de modulação;
- Desenvolver uma estratégia de controle da tensão do conversor;
- Desenvolver uma estratégia de controle da potência reativa inserida;
- Desenvolver uma estratégia de controle individual de tensão dos capacitores.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A revisão bibliográfica, baseou-se inicialmente na descrição dos métodos de compensação de reativos mais utilizados no mercado atual, e em novos métodos desenvolvidos a partir do conceito de FACTS. Posteriormente, feita uma descrição dos tipos de conversores multiníveis encontrados na literatura, e nas técnicas de modulação dos mesmos.

2.1 Compensadores de Reativos

Compensadores de reativos são dispositivos implementados na rede de alimentação, podendo ser em série ou em paralelo, destinados a suprir ou reduzir a demanda de potência reativa da carga. Dessa forma, a rede de alimentação passa a fornecer apenas potência ativa ao sistema, provocando conseqüentemente a redução da potência aparente transmitida à carga.

2.1.1 BANCOS DE CAPACITORES

A compensação de reativos através da introdução de bancos de capacitores, é a forma mais antiga, e ainda mais utilizada na indústria, por ser um método simples, torna-se mais barato do que outros métodos de compensação. Enquanto cargas indutivas drenam energia reativa da rede de alimentação, capacitores fornecem energia reativa para rede. Portanto, ao instalarmos capacitores próximos as cargas (Figura 1a), o capacitor passa a suprir o fornecimento de energia reativa para carga, fazendo com que a carga absorva do sistema apenas potência ativa.

Figura 1 – Conexão do Banco de Capacitores: a) Instalação

Próxima à Carga; b) Instalação Próxima à Entrada.

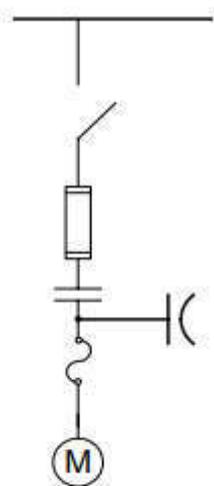


Figura A

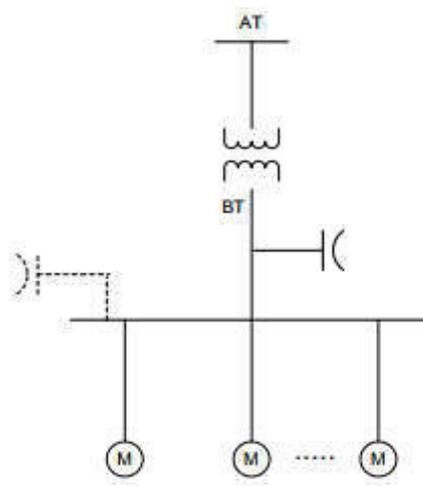


Figura B

Fonte: Duailibe (2000).

O capacitor usualmente é inserido em derivação (paralelo) à carga, e quando instalados próximos a carga (Figura 1a), devem ser desconectados simultaneamente a mesma, evitando que o sistema passe a inserir reativos na rede quando a carga é desconectada. A conexão série deve ser evitada, pois no caso de curto-circuito nos terminais do motor, e da não atuação do dispositivo de proteção de sobrecorrente, o banco de capacitores não venha a explodir.

Na Figura 1b, vemos o banco de capacitores inserido no barramento de entrada de energia. Essa forma de conexão é usualmente permanentemente conectada ao barramento, e fornece reativos à toda unidade consumidora. Deve ser complementar ao da Figura 1a, e fornecer um “offset” no fator de potência da instalação, suprimindo os reativos de alguns motores de menor potência, iluminação, ventilação dentre outros.

A capacitância pode ser encontrada através da seguinte equação:

$$C_{\mu F} = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_l^2 \cdot 10^{-9}} \quad (1)$$

Sendo:

Q – a potência total a ser compensada;

f – a frequência do sistema;

V_l – a tensão de linha do sistema.

Outra forma de correção com bancos de capacitores, é através da automatização do banco, através de CLP's (Controlador Lógico Programável), assim sendo, o banco pode ser instalado na entrada da empresa (Figura 1b), e acionar

grupos de capacitores de acordo com o FP atual da empresa, mantendo-se sempre dentro dos limites permitidos.

O maior problema na correção de FP através dos capacitores, é que estes são muito suscetíveis a harmônicas, proveniente de inversores por exemplo, pois oferecem um caminho de baixa impedância para altas frequências, o que pode elevar a tensão dos bancos de capacitores, até o ponto de os mesmos explodirem.

2.1.2 MÁQUINA SÍNCRONA

A máquina síncrona, pode operar tanto como motor como gerador. Possui um campo girante no rotor em corrente contínua podendo ser alimentado através de baterias, imã permanente ou circuito piloto (circuitos retificadores CA/CC, com controle da tensão para regular o fluxo do campo magnético), e estator operando em corrente alternada. Em ambas as formas de operação (motor ou gerador), a máquina síncrona é capaz de absorver ou inserir reativos, como pode ser observado na Figura 2.

Figura 2 Formas de Operação de uma Máquina Síncrona.

	Fornecendo potência reativa Q $E_A \cos \delta > V_\phi$	Consumindo potência reativa Q $E_A \cos \delta < V_\phi$
Fornecendo potência P Gerador E_A adiantada V_ϕ		
Consumindo potência P Motor E_A atrasada V_ϕ		

Fonte: Chapman (2013, p. 297)

Ou seja, outra forma de corrigir o FP, poder ser alterar a corrente de campo de um motor síncrono operando dentro de uma instalação, com a finalidade de reduzir o consumo de reativos da mesma. O problema de se corrigir o FP através de um motor síncrono é o preço de aquisição do motor, bem superior a motores assíncronos, que não fornecem a mesma opção de compensação de reativos. Também possuem uma manutenção com um custo mais elevado, e possuem uma capacidade limite de inserção ou absorção de reativos (máxima ou mínima corrente de campo).

2.1.3 FACTS

2.1.3.1 SVC

O conceito de Static Var Compansation (SVC) surgiu através do conceito de FACTS, o seja, dispositivos capazes de operar em alta tensão com a finalidade de suprir ou atenuar a demanda de reativos da carga, do “ponto de vista” do gerador, tornando o sistema estável frente a oscilações de tensão, e tornando-o mais eficiente.

Os sistemas SVC geralmente são compostos por tiristores em antiparalelo, que controlam o fluxo de corrente circulante em elementos passivos (capacitor ou indutor). Como pode ser observado na Figura 3, os sistemas de compensação podem ser conectados em série ou em derivação ao sistema. Dentre as configurações mais utilizada em sistemas SVC podemos citar:

- TCR – Thyristor Controlled Reactor, conectado em derivação ao sistema, com a intensão de reduzir elevações de tensão, através do controle da reatância “vista” pelo sistema de alimentação. Em LT’s, pode ser inserido com a finalidade de controlar a tensão em momentos de baixa carga, quando ocorre o efeito Ferranti;
- TSC – Thyristor Switched Capacitor, conectado em derivação ao sistema, com o controle da capacitância, pode ser utilizado em linhas de distribuição próxima à grandes consumidores, com intensão de elevar os níveis de tensão;
- TCSR – Similar ao TCR, porem, conectado em série ao sistema, idealmente instalado no lado BT da subestação.
- TCSS – Similar ao TSC, porem, conectado em série ao sistema. Pode ser inserido em LT’s, com a finalidade de reduzir a impedância da própria linha em

momentos de alto consumo.

Figura 3 Exemplos de conversores SVC: a) Conectados em Derivação; b) Conectados em Série.

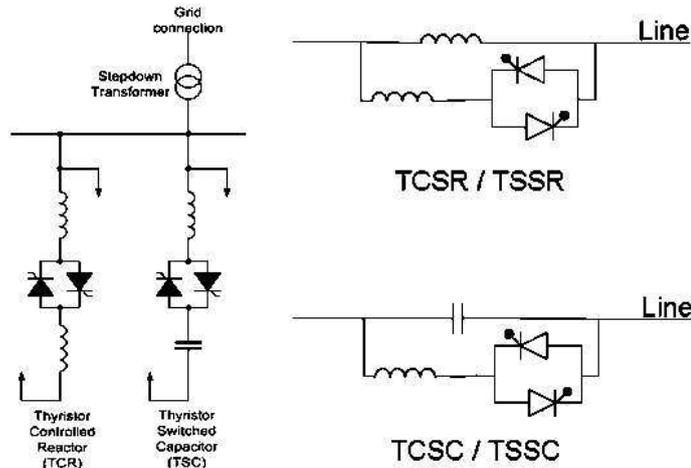


Figura A

Figura B

Apesar de serem uma melhor alternativa do que inserir bancos de capacitores fixos ou motores síncronos, o sistema utiliza tiristores de alta potência, que são elementos caros, e possuem apenas a finalidade de inserir reativos. Necessitam de dois sistemas conjuntos com a finalidade do controle de tensão ideal, ou seja, reduzindo ou elevando a tensão.

2.1.3.2 STATCOM

O compensador estático síncrono de reativos (STATCOM), é um dispositivo eletrônico utilizado para injeção ou absorção de potência reativa na rede, e pode ser operado de forma similar à máquina síncrona, porém de forma estática. Foi proposto inicialmente por Hingorani em 1988, para controle de tensão em sistemas de transmissão de energia, e posteriormente, aplicado em sistemas de distribuição.

Diferente do SVC, o STATCOM opera geralmente em alta frequência, o que faz com que as harmônicas inseridas pela operação do conversor, sejam eliminadas facilmente através de filtros passivos. Outro ganho frente ao SVC, é que o STATCOM consegue atuar, independentemente do nível de tensão da rede. Possui também uma resposta rápida a transitórios, o que em sistemas como banco de capacitores ou de reatores, a resposta lenta pode danificar o sistema de compensação.

Possui basicamente duas aplicações:

- Controle do Nível de Tensão – Usado principalmente em sistemas de

transmissão, onde a correção dos níveis de tensão, permite aumentar a capacidade de transmissão da LT, visando eficiência do sistema;

- Controle do Fator de Potência – Visa melhoria na qualidade da tensão e redução da potência aparente drenada.

É constituído basicamente por uma ponte inversora, totalmente controlada através de chaves, como igbt's ou mosfet's. As topologias mais comuns são: DVR (Dynamic Voltage Restorer, Figura 4a), D-STATCOM (Distribution Static Compensator, Figura 4b) e UPQC (Unified Power Quality Compensator, Figura 4c).

Figura 4 Topologias Genéricas de STATCOM: a) DVR; b) D-STATCOM; c) UPQC.

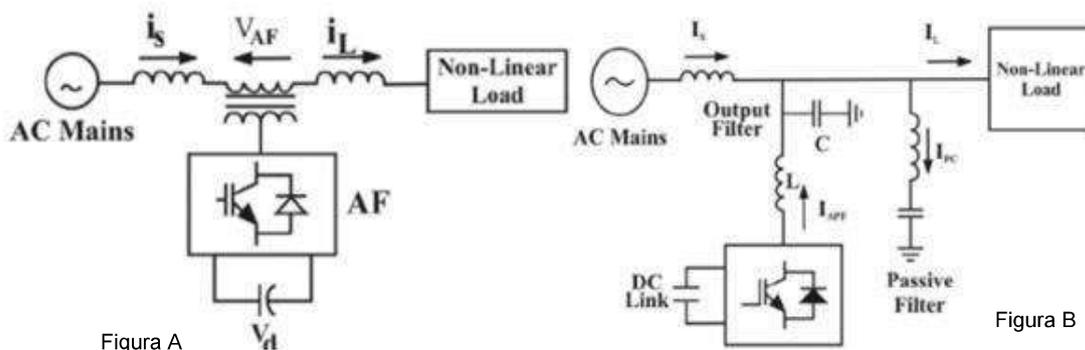


Figura A

Figura B

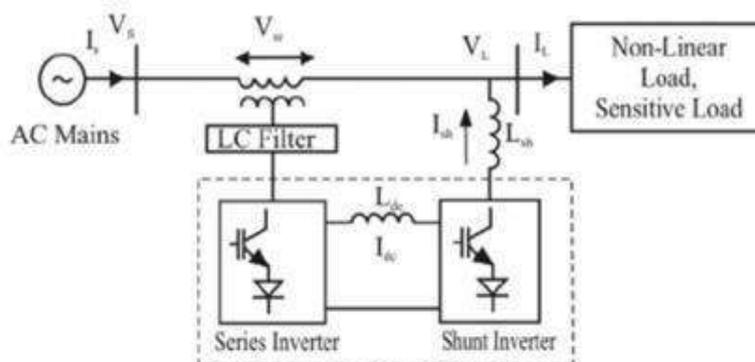


Figura C

Fonte: Mahela & Shaik (2015)

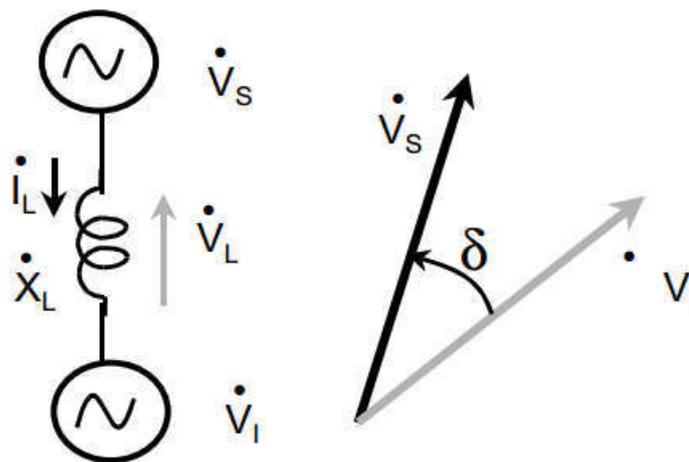
O DVR é conectado em série ao sistema, através do transformador de acoplamento, e é utilizado principalmente para a correção dos níveis de tensão. O D-STATCOM é conectado em derivação ao sistema, e é utilizado principalmente para correção do FP ou como filtro de harmônicos, e o UPQC é a união de ambos, possuindo a correção dos níveis de tensão acoplado em série, e a parte de correção do FP, acoplado em derivação.

Um dos fatores que elevam o valor de implementação do STATCOM é a

utilização dos transformadores de acoplamento, e uma forma de baratear, é através da utilização de conversores multiníveis, pois através destes, o circuito pode ser acoplado diretamente a rede. Em todas as topologias de STATCOM, podem ser utilizados conversores multiníveis, porém, a única topologia que dispensa o transformador de acoplamento, e se torna economicamente mais viável, é a D-STATCOM, e por consequência foi escolhida como o foco desse trabalho.

Sua operação pode ser interpretada como uma conexão de um gerador síncrono, frente ao sistema, como pode ser observado na Figura 5, onde V_s representa o STATCON, e V_l a rede:

Figura 5 Modelo Adotado de Operação do STATCOM frente à Rede.



Fonte: Cavaliere et al (2003).

E o fluxo de potência ativa e reativa, são descritos de acordo com as respectivas equações:

$$P = \frac{V_s \cdot V_l}{X_l} \cdot \sin \delta \quad (2)$$

$$Q = \frac{V_s^2}{X_l} - \frac{V_s \cdot V_l}{X_l} \cdot \cos \delta \quad (3)$$

Como podemos observar, quando o ângulo de carga δ é zero, não há troca de potência ativa entre o STATCOM e a rede, portanto, quando o barramento CC do conversor é alimentado por uma fonte independente de tensão, proveniente de alguma forma de geração, e deseja-se transferir potência ativa ao sistema, deve-se operar o STATCOM com uma defasagem $\delta < 0$. E quando operamos o conversor apenas com elementos passivos, e a potência ativa necessária para o correto funcionamento do mesmo é drenada do sistema, opera-se o conversor com uma

pequena defasagem superior a zero.

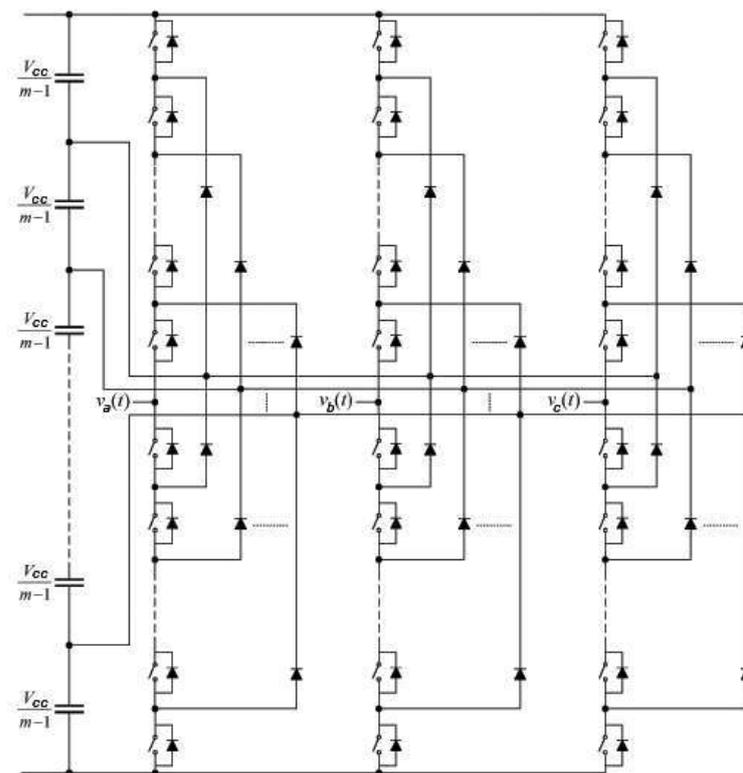
Para a transferência de potência reativa, altera-se o módulo da tensão na saída do conversor. Quando o módulo da tensão do sistema e do conversor são iguais, não há troca de potência reativa. Portanto, quando deseja-se inserir reativos na rede, $|V_s|$ deve ser inferior à $|V_i|$, e quando deseja-se drenar reativos da rede $|V_s| > |V_i|$.

2.2 Conversores Multiníveis

2.2.1 CONVERSOR MULTINÍVEL COM NEUTRO GRAMPEADO A DIODO

O conversor multinível grampeado a diodo, também conhecido como neutral point clamped (NPC), foi apresentado em 1980, com a proposta de sintetizar três níveis de tensão. Na Figura 6, é apresentada uma topologia trifásica, com ponto neutro grampeado, genérica, utilizando m níveis de tensão.

Figura 6 – Topologia genérica utilizando diodos de grampeamento.



Fonte: Leão & Silva (2013)

Sua principal vantagem é a capacidade de limitar a tensão sobre as chaves, quando essas não estão conduzindo. Possui baixo conteúdo harmônico, e tem a possibilidade de redução da frequência de chaveamento, com o aumento do número de níveis na saída do conversor.

Tem a possibilidade de injetar potência ativa no sistema, através do controle de tensão do barramento CC, e em caso da necessidade de se elevar a potência a ser convertida, aumenta-se o número de níveis na saída do conversor, inserindo um novo conjunto de capacitores, chaves e diodos, sem alterar o módulo da tensão na saída do conversor.

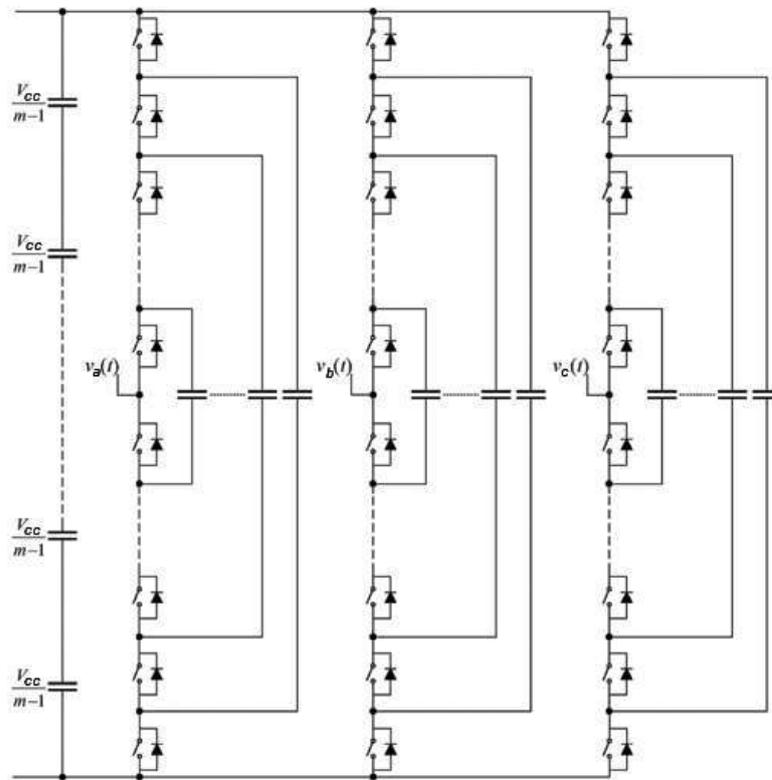
O número de chaves e capacitores no conversor, varia linearmente com o aumento do número de níveis, sendo, o número de chaves dado por $2 \cdot (m - 1)$, e o número de capacitores dado por $(m - 1)$, onde m é o número de níveis sintetizados. Porém, o aumento do número de diodos de grampeamento, varia de forma quadrática, dado por $(m - 1) \cdot (m - 2)$, e devido a esse crescimento, torna-o inviável para aplicações que demandam um elevado número de níveis de tensão, ou que transferem grandes quantidades de potência.

Outro ponto negativo na topologia, está na ausência de redundâncias na lógica de operação das chaves da topologia, o que aumenta a complexidade da lógica de controle da tensão do barramento CC, e eleva o conteúdo harmônico na saída do conversor.

2.2.2 CONVERSOR MULTINÍVEL COM CAPACITOR FLUTUANTE

Proposto inicialmente por Meynard e Foch em 1992, o conversor com capacitor flutuante, apresenta uma alternativa ao conversor de neutro grampeado a diodo, possuindo diversas similaridades, tanto em vantagens quanto em desvantagens. Na Figura 7, é demonstrado uma topologia trifásica, com capacitor flutuante, genérica, de m níveis de tensão.

Figura 7 – Topologia genérica utilizando capacitores flutuantes



Fonte: Leão & Silva (2013)

A maior vantagem, frente ao seu antecessor (NPC), está na flexibilidade de operação do conversor, isso ocorre devido ao número elevado de redundâncias, ou seja, diversos estados diferentes dos dispositivos semicondutores, geram a mesma saída. Devido a essa flexibilidade, há uma liberdade no controle da tensão dos capacitores, sem afetar significativamente o conteúdo harmônico na saída do conversor. Possui também as mesmas vantagens que o conversor NPC, em relação a inserir potência ativa, baixo conteúdo harmônico e a redução da frequência de chaveamento.

O número de chaves varia de forma análoga ao NPC ($2 \cdot (m - 1)$), bem como os capacitores do barramento CC, porém, o número de capacitores flutuantes varia também de forma quadrática, dado por $\frac{(m-1) \cdot (m-2)}{2}$.

Nota-se na Figura 7, que a tensão não é a mesma nos capacitores flutuantes, sendo necessária a utilização de vários capacitores em série, de forma que todos os capacitores flutuantes estejam submetidos a mesma tensão, porém, a tensão incidente sobre as chaves, varia de acordo com a lógica utilizada no controle. E para manter o nível de tensão similar em todos os capacitores flutuantes, o conversor exige

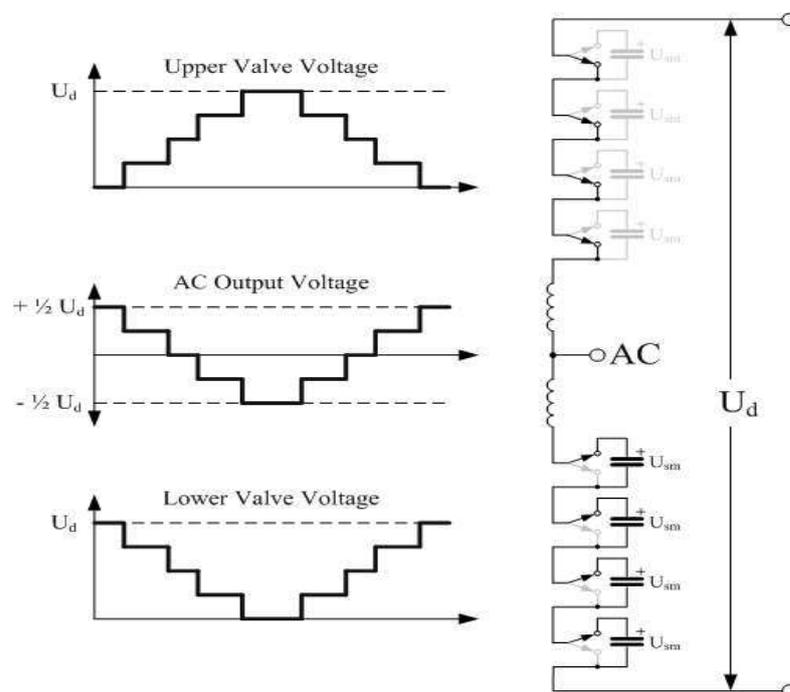
uma estratégia de controle, capaz de equilibrar o fluxo de potência em todos os capacitores.

E de forma similar a topologia NPC, o que o torna inviável de ser implementado, é a característica do aumento excessivo do número capacitores flutuantes, quando operando em altas potências.

2.2.3 CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

Em 2002, Marquardt e Lesnicar propuseram a topologia multinível modular (MMC), que pode ser vista na Figura 8, bem como a forma de onda resultante. O conceito de modularidade do conversor, vem de sua composição estrutural, onde cada fase é composta por um par de polos, e cada polo é composto por N submódulos conectados em série, podendo-se utilizar diversas topologias como submódulos. Usualmente são utilizados submódulos em meia ponte, devido sua simplicidade de operação e controle.

Figura 8 a) Forma de onda do Conversor MMC (b) Topologia do conversor MMC



A vantagem da utilização dessa topologia, está na alimentação dos submódulos através de um único barramento CC, podendo ser utilizada para a injeção de potência ativa e reativa no sistema, a modularidade, que possibilita a escolha do submódulo a ser implementado, o baixo conteúdo harmônico, e o gerenciamento de falhas.

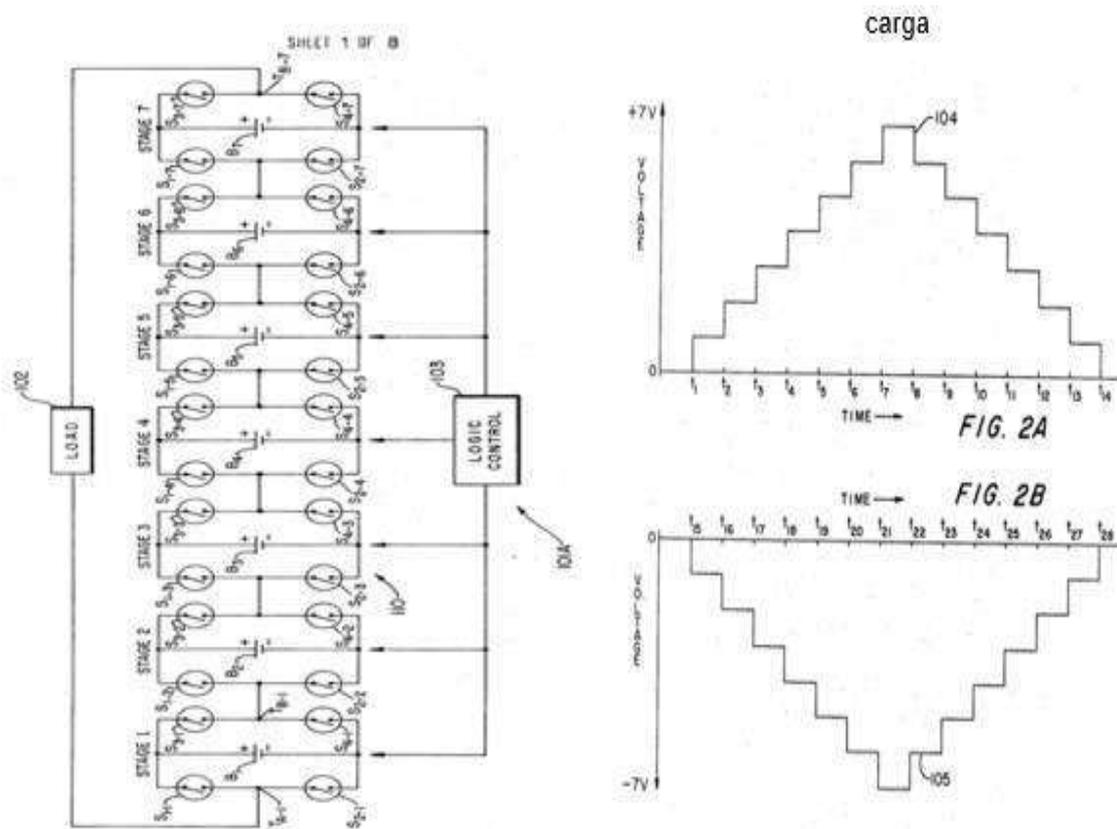
Possui um número elevado de redundâncias, que cresce significativamente com o aumento do número de níveis, o que permite uma flexibilização no controle da tensão de saída. Pode utilizar mais de topologia diferente no mesmo polo do conversor, tornando possível, por exemplo, a utilização de um dos submódulos, para um controle específico de uma variável, o que a torna ainda mais flexível.

A desvantagem na utilização dessa topologia, é que a mesma necessita de uma configuração simétrica entre os polos da fase, o que faz com que cada nível adicional de tensão a ser sintetizada, necessite de um par de submódulos por fase. Outra desvantagem, está na necessidade de um controle eficiente de equilíbrio de potência entre os polos, e do nível de tensão nos capacitores, pois em caso de desequilíbrio, ocorre um aumento significativo da corrente interna do conversor.

2.2.4 CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA

Inicialmente, a topologia de um conversor multinível, foi proposta por R. H. Baker e L. H. Bannister (Figura 9a), que em 1975, desenvolveram um conversor multinível série, com fontes de alimentação independentes. Na topologia, cada fonte de tensão, que pode ser interpretada como uma célula independente, pode ser inserida no circuito ao qual alimenta, através da modulação das chaves semicondutoras, de três formas diferentes: V_{cc} , 0 , $-V_{cc}$, sendo V_{cc} a tensão de cada fonte independente.

Figura 9 a) Primeira topologia desenvolvida em multinível. b) Forma de Onda desenvolvida na carga



Fonte: Pedido de patente apresentado por R. H. Baker e L. H. Bannister

A topologia pode ser implementada de forma simétrica, onde o nível de tensão em todas as células é o mesmo, como na topologia proposta por Baker e Bannister, ou pode ser implementada de forma assimétrica, onde o nível de tensão em cada célula, varia de acordo com o número de níveis implementados ($V_{CC}, 2 \cdot V_{CC}, 4 \cdot V_{CC}, \dots, 2^{N-1}V_{CC}, 2^N V_{CC}$).

O número de níveis de tensão que podem ser desenvolvidos na saída do conversor simétrico, é de $4 \cdot N + 1$ níveis, onde N é o número de células conectadas em série ao sistema, sendo que, um exemplo pode ser visto na Figura 9b, em que 7 células conseguem sintetizar 15 níveis de tensão.

Devido a característica simétrica, com o aumento do número de níveis de tensão, devido ao aumento da potência que se deseja trabalhar, não há um aumento expressivo do número de componentes necessários, sendo possível apenas inserir novas células, sem a preocupação de circuitos para regular a tensão sobre as chaves, e sem aumentar significativamente a complexidade do controle da topologia, o que torna a manutenção mais simples, e economicamente mais atrativa que outras

topologias.

Os conversores assimétricos, devido a capacidade de implementar diversos níveis de tensão, necessitam de menos células para implementar o mesmo número de níveis que o conversor simétrico, porém, possui maior complexidade em regular o nível de tensão nos capacitores, e com o aumento do número de níveis, eleva-se a tensão incidente sobre as chaves, sendo necessário o dimensionamento dos componentes de forma diferenciada, perdendo a vantagem da modularidade do conversor simétrico.

O conversor em cascata, possui grandes desvantagens em relação a outras topologias em se tratando de transferência de potência ativa ao sistema, pois necessita de controle individual de tensão para cada célula do conversor, diferente das topologias MMC e Capacitor flutuante, que possuem um barramento CC único. Porém, como a topologia apresentada, tem o objetivo de operar como um STATCOM, a potência ativa para manter a tensão regulada nos capacitores, pode ser drenada diretamente da rede, sem afetar a eficiência do mesmo.

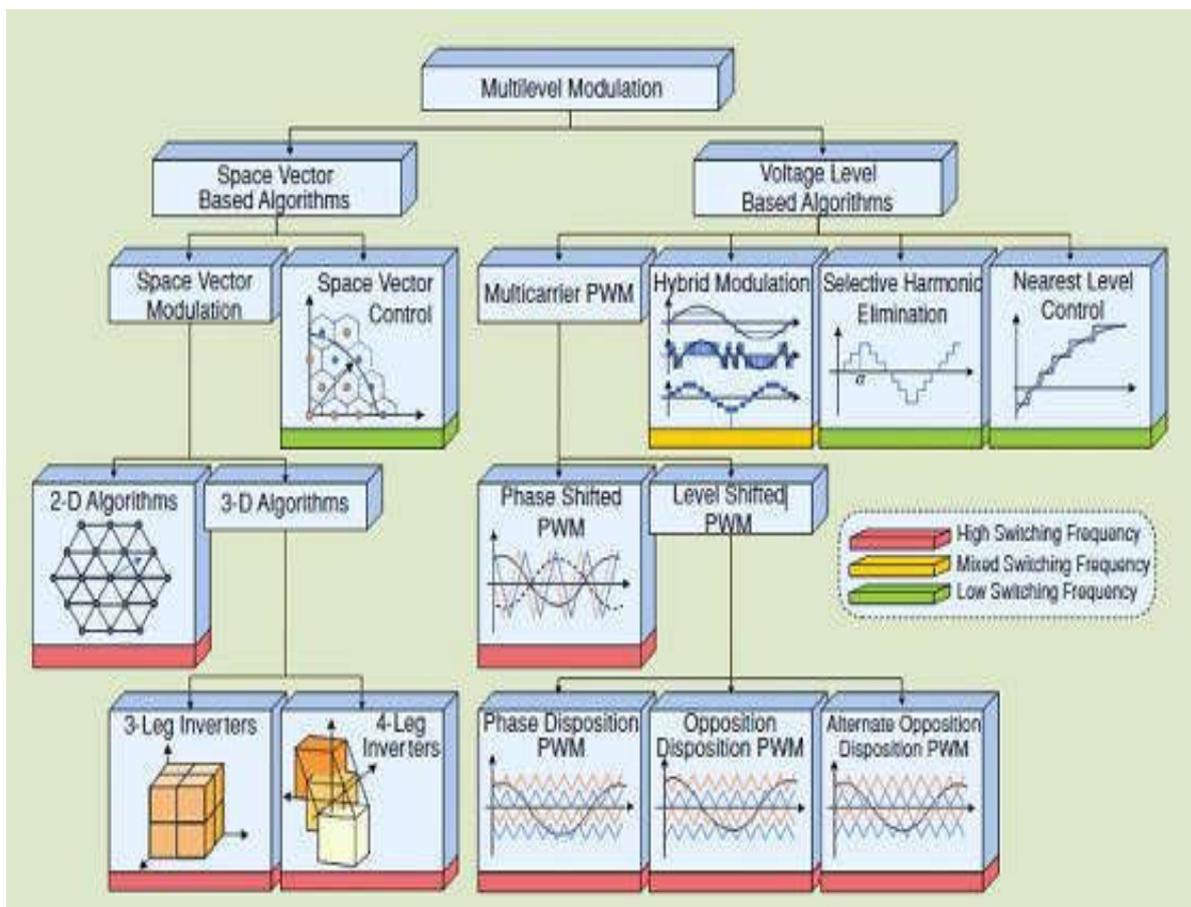
2.3 Técnicas de Modulação

A modulação aplicada à sistemas eletrônicos, consiste em comparar um sinal de referência, proveniente das estratégias de controle aplicadas à topologia, com um sinal portador, que pode variar de acordo com a técnica de modulação, onde o sinal de saída consiste em sinais de controle para os dispositivos semicondutores (IGBT's ou MOSFET's), que atuam como chaves no sistema.

Através da modulação dos semicondutores, tornou-se possível atuar no circuito ao qual deseja-se controlar, podendo transferir quantidades de energia de forma controlada, e também alterar características do circuito de entrada para o circuito de saída, como níveis de tensão, frequência, características da corrente, dentre outros.

Existem diversas técnicas de modulação que podem ser aplicadas em inversores multiníveis, sendo, a maior parte delas, desenvolvidas com o objetivo de reduzir o nível de harmônicas na saída, equilibrar o nível de tensão nos capacitores, controlar o fluxo de potência entre polos, reduzir a frequência de chaveamento, dentre outros. E podem ser categorizadas, de acordo com a frequência de comutação das chaves, ou seja, frequência fundamental, alta frequência ou híbrida.

Figura 10 – Métodos de modulação mais comuns em conversores multiníveis.



Fonte: Franquelo et al. (2008)

As modulações em baixa frequência, que aparecem em verde na Figura 10, atuam em frequências próximas a frequência fundamental da forma de onda de saída. Devido à baixa comutação das chaves, a potência dissipada nas chaves é reduzida, o que torna a modulação em baixa frequência atrativa à circuitos de alta potência. Em contrapartida, as harmônicas geradas a partir de modulações em baixa frequência, são próximas à fundamental, o que torna difícil de eliminar através de filtros passivos.

As modulações em alta frequência, que aparecem na Figura 10 em vermelho, possuem como principal característica, portadoras em frequências no mínimo 10 vezes superior a forma de onda fundamental, elevando assim os harmônicos da saída do conversor a frequências facilmente filtradas, tornando a onda de saída mais próxima à referência. E contrário a modulação em baixa frequência, suas perdas por comutação são mais elevadas, tornando inviável a utilização de altíssimas frequências para circuitos de alta potência.

A modulação híbrida, em amarelo na Figura 10, foi desenvolvida com a

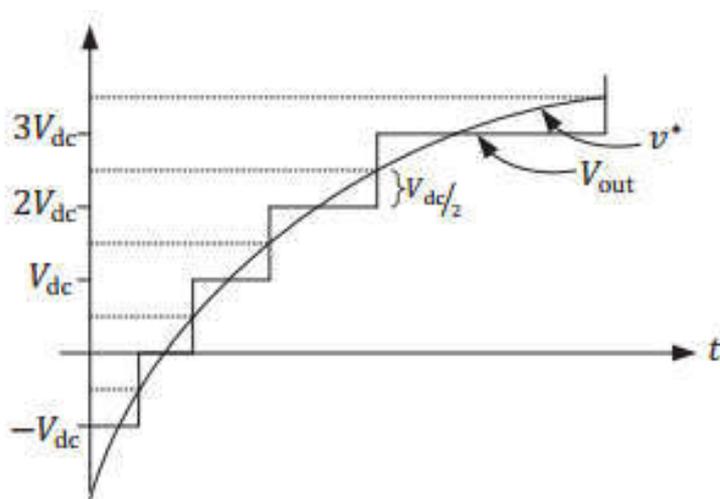
finalidade de unir as qualidades de ambos os métodos citados. Possui células do conversor atuando em alta frequência, que atuam aumentando a fidelidade da onda com a referência e deslocando as harmônicas a ordens mais elevadas, e células comutando em baixa frequência, reduzindo as perdas por comutação.

Abaixo serão apresentados os princípios de funcionamento de algumas das técnicas de modulação, que são largamente utilizadas em empresas, na modulação de inversores, e facilmente encontradas na bibliografia.

2.3.1 FORMA DE ONDA QUASE-QUADRADA (NEAREST LEVEL CONTROL)

Inicialmente, a modulação por onda quase-quadrada era a única a ser implementada em conversores multiníveis. A modulação é realizada em baixa frequência, e como descrito anteriormente, reduz as perdas por comutação, podendo ainda ser utilizada em sistemas de alta potência, e devido sua simplicidade, reduz os investimentos em implementação de software.

Figura 11 – Forma de onda de saída utilizando modulação quase-quadrada.



Fonte: BEHROUZIAN

Como pode ser observado na Figura 11, com a utilização da modulação por onda quase-quadrada, a chave semicondutora opera apenas uma vez em um quarto de ciclo, inserindo ou retirando o capacitor, dessa forma, a onda de saída possui esse formato de “escada”.

Entretanto, possui um elevado nível de harmônicas em baixa frequência, o que o torna inviável na utilização de cargas sensíveis, como por exemplo, na alimentação de cargas hospitalares.

Para a utilização da modulação por forma de onda quase-quadrada em cargas mais sensíveis, seria necessário o acoplamento de filtros ativos próximo ao conversor ou, transformadores em zig-zag, tornando economicamente inviável a utilização dessa técnica de modulação, e sendo preferível o investimento em técnicas de chaveamento de alta frequência.

Como o STATCOM, é um dispositivo desenvolvido para operar transferindo grandes quantidades de potência reativa, principalmente quando é inserido próximo a subestações e ou LT's, o sistema “enxerga” uma alta impedância indutiva dos condutores, atuando como filtros passivos e atenuando as componentes harmônicas, dessa forma, a modulação torna-se atrativa.

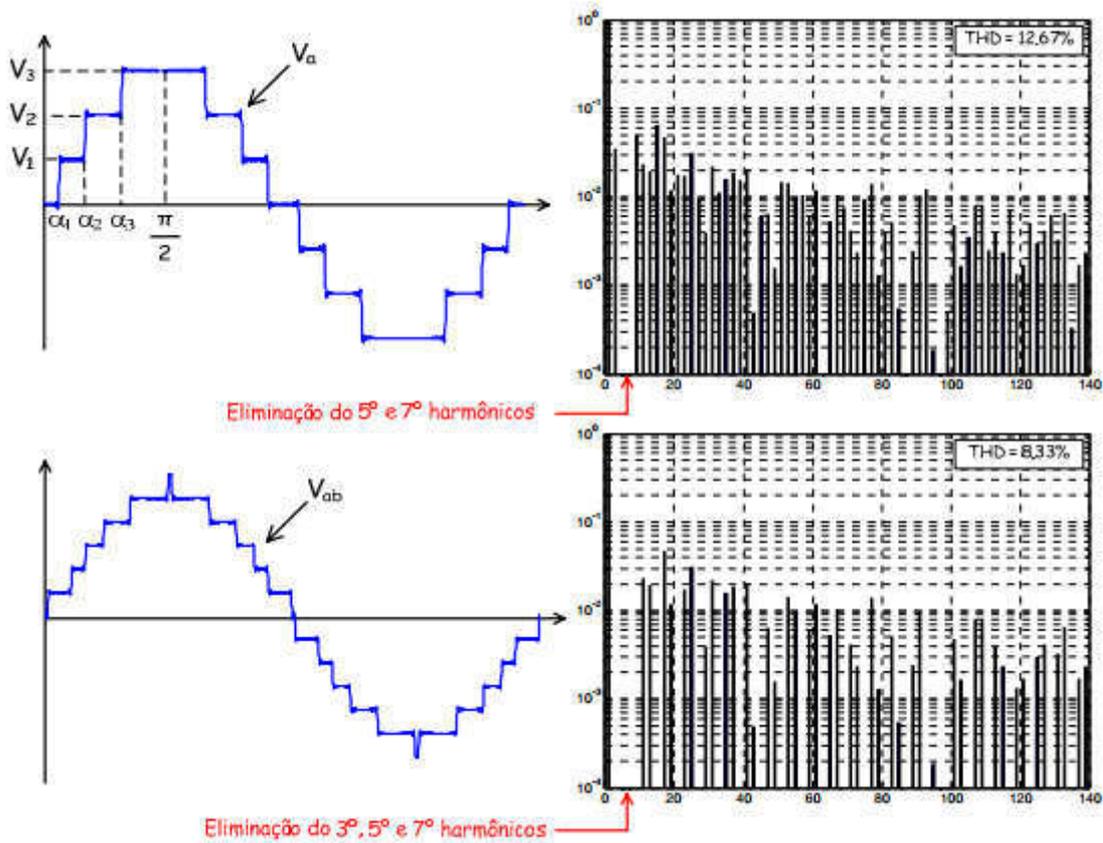
2.3.2 ELIMINAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICOS

A eliminação seletiva de harmônicos, surgiu de modo a complementar a modulação por forma de onda quase-quadrada, onde, através dos ângulos de disparos dos dispositivos semicondutores, é possível eliminar quaisquer componentes harmônicos, e geralmente os mais próximos à frequência fundamental são escolhidos, pois são difíceis de serem removidos através de filtros passivos.

$$h_n = \frac{4V_{cc}}{n\pi} \sum_{k=1}^m \cos n\theta_k \quad (4)$$

Os ângulos de disparo são encontrados com o auxílio de ferramentas computacionais e, armazenados em tabelas, que são acessadas pelos dispositivos de controle durante a operação, o que faz com que a utilização dessa técnica seja limitada ao poder computacional do controle. Em dispositivos de alta potência utilizando conversores multiníveis, utiliza-se um número elevado de células, o que torna inviável a utilização dessa modulação, sendo aconselhável, a modulação por onda quase-quadrada, quando se opta por modulação em baixa frequência.

Figura 12 Reposta da Modulação por Eliminação Seletiva e Espectro de Frequência.



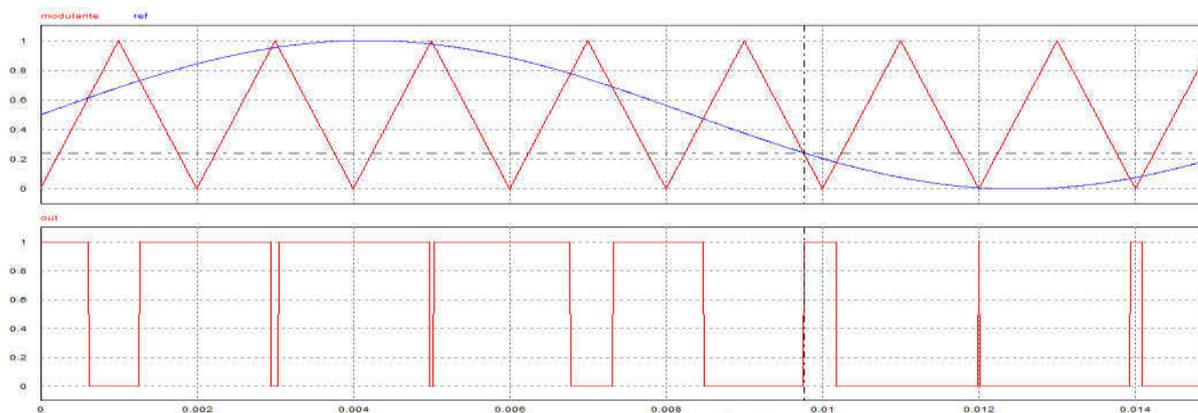
Fonte: Encarnação (2009, p. 45)

2.3.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Mais conhecida por PWM (Pulse Width Modulation), é a modulação mais implementada em conversores de potência na indústria, e possui foco de estudo na comunidade científica, principalmente na aplicação da técnica a novos conversores.

A técnica consiste em comparar um sinal de referência com uma portadora triangular comutando em alta frequência, como pode ser visto na parte superior da Figura 13, de forma a gerar pulsos de tensão, com amplitude constante, e largura variável ao longo do tempo, exemplificado na parte inferior da Figura 13.

Figura 13 Exemplo Genérico de Modulação PWM: Topo – Referência Senoidal e Portadora Triangular; Inferior - Sinal de Comando.



Aplicada a topologias inversoras, é capaz de sintetizar tensões alternadas, e também, sintetizar diferentes frequências. Em conversores multiníveis, a modulação pode ser implementada através da utilização de múltiplas portadoras ou, estratégias desenvolvidas com múltiplas modulantes ou, ambas as técnicas em conjunto.

O ideal para a aplicação em conversores multiníveis, é a utilização de múltiplas portadoras, pois assim cada par chaves complementares em uma ponte inversora, são operadas por uma portadora, o que torna mais simples a implementação e utiliza uma única referência, porém, o número de chaves a serem controladas, fica limitada a quantidade de saídas PWM do hardware de controle do acionamento das chaves, dessa forma, se faz necessária a utilização de múltiplas modulantes, com a finalidade de reduzir o número saídas PWM necessárias.

As técnicas de múltiplas portadoras mais utilizadas, e amplamente difundidas nos meios acadêmicos atualmente são: a modulação por deslocamento de fase, e a modulação por disposição de fase, bem como suas variantes.

A modulação PS (Phase Shifted), conhecida também como modulação por deslocamento de fase, é uma modulação aplicada em conversores multiníveis, que consiste em deslocar a fase das portadoras, como pode ser visto na Figura 14, sendo que, o ângulo de defasagem entre as portadoras é dado por:

$$\theta_x = \frac{(x - 1)}{n} \cdot \pi \quad (5)$$

Sendo:

x – Índice da portadora;

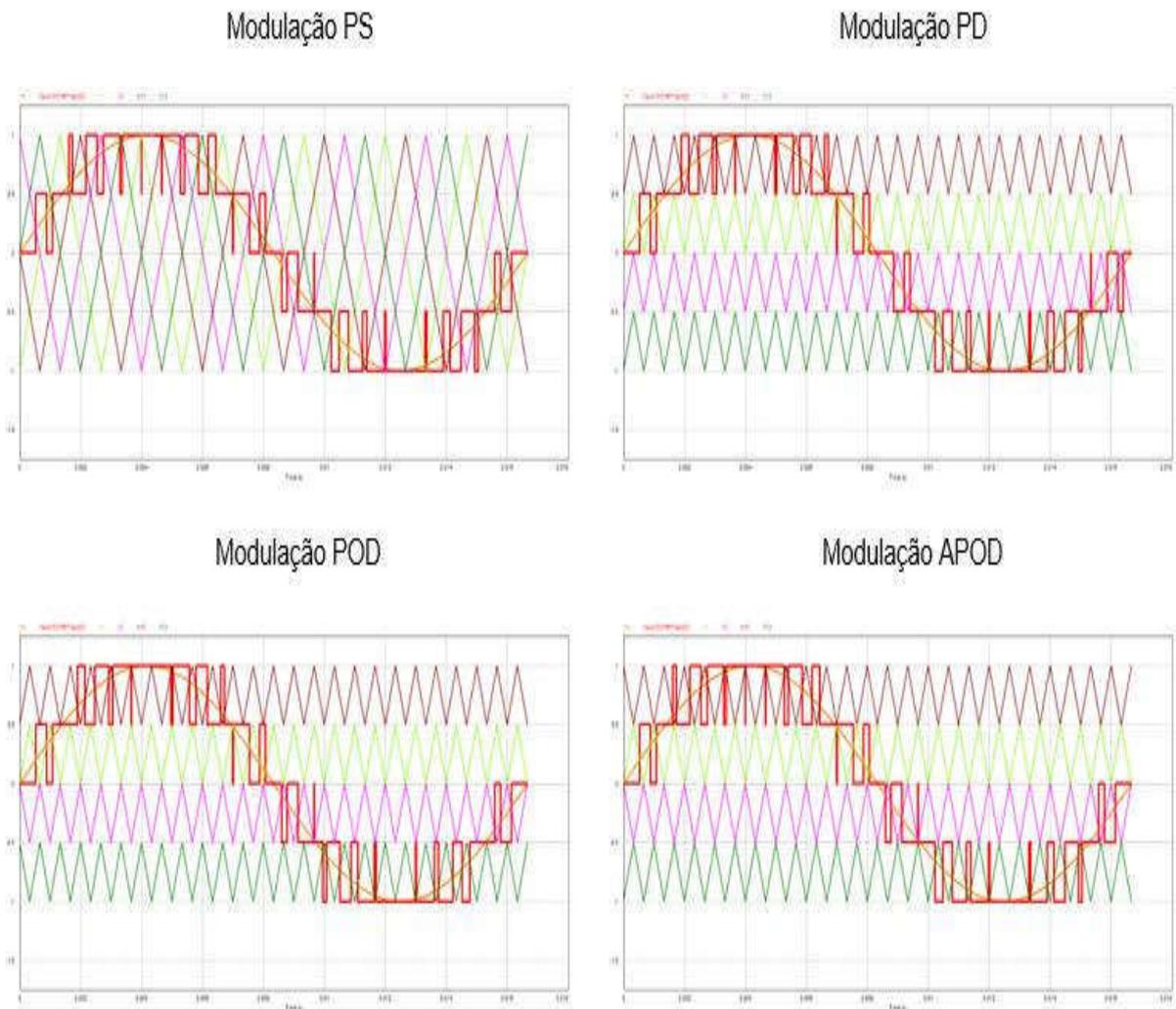
θ_x – Ângulo da portadora x ;

n – número de níveis possíveis;

Dentre as modulações PWM, é a mais simples de ser implementada, e proporciona um controle de tensão dos capacitores, devido a característica de que, todos os submódulos são acionados em aproximadamente um ciclo da frequência de chaveamento, o que proporciona uma melhor distribuição da potência drenada dos capacitores, e assim o controle de tensão.

Na Figura 14, a modulação PS foi aplicada em um inversor em cascata com 2 níveis, à uma frequência de chaveamento de 375 Hz, 4 vezes menor do que a frequência aplicada nesse exemplo às modulações PD, POD e APOD.

Figura 14 Técnicas de Modulação e suas Respectivas Respostas.



Na modulação PD (Phase Disposition), também conhecida como modulação por disposição de fase, cada portadora é deslocada em níveis, sendo todas as

portadoras com a mesma amplitude e mesma fase, como pode ser observado na Figura 14. O número de portadoras é o mesmo que o da modulação PS.

Não possui controle de tensão, mais em algumas topologias, onde cada semi-ciclo da senoide é sintetizado por um polo, pode equilibrar a potência entregue por polo. Possui uma distorção harmônica um pouco inferior a PS, porém, reduz o número de comutação das chaves, o que pode ser uma vantagem em sistemas de alta potência.

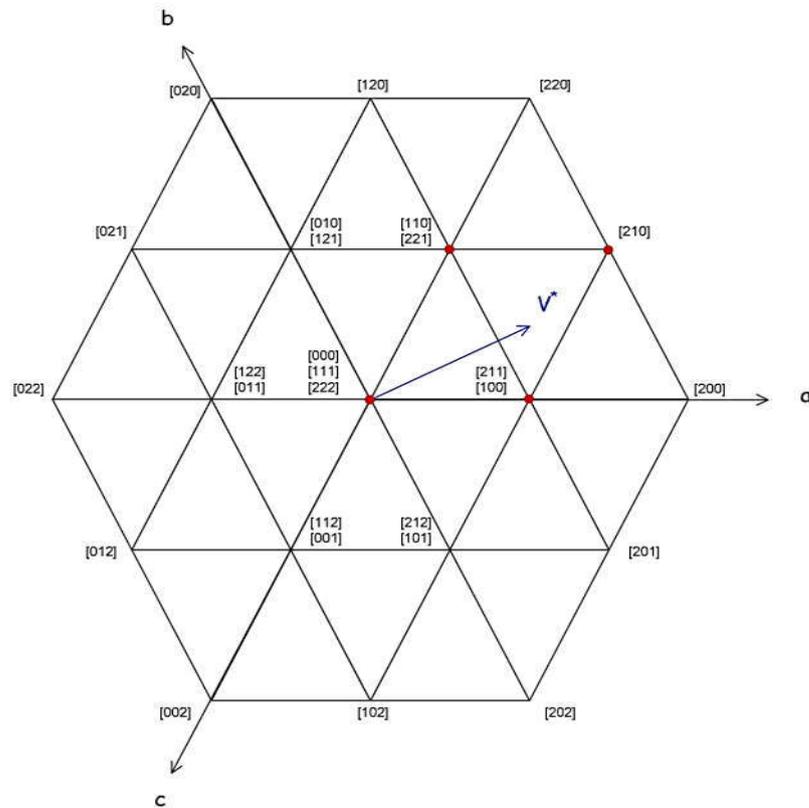
A modulação POD (phase opposition disposition) e APOD (alternative phase opposition disposition), são variações da PD, onde além do deslocamento de nível, desloca-se a fase em 180° entre as portadoras positivas e negativas (modulação POD), ou o deslocamento em 180° entre todas as portadoras (modulação APOD).

2.3.3.1 Space Vector PWM

Uma alternativa de modulação que vem ganhando espaço no mercado atual, principalmente na aplicação em inversores, é a modulação por espaço vetorial (SVM – Space Vector Modulation), que possui como características fundamentais: redução da comutação das chaves semicondutoras, o que causa uma redução das perdas por efeito joule nas chaves, aumento do índice de modulação do conversor e redução do conteúdo harmônico. (Revista de Controle & Automação, 2005)

A modulação trabalha sintetizando a saída, através da comutação de três vetores mais próximos da referência (Figura 15). É implementada através de software, onde são encontrados os vetores mais próximos, e calculados os períodos de comutação de cada. Possui um bom desempenho para diversas aplicações, porém, aumenta consideravelmente sua complexidade com o aumento de número de níveis de tensão na saída.

Figura 15 Diagrama de Escolha de Vetores na Modulação SVPWM.

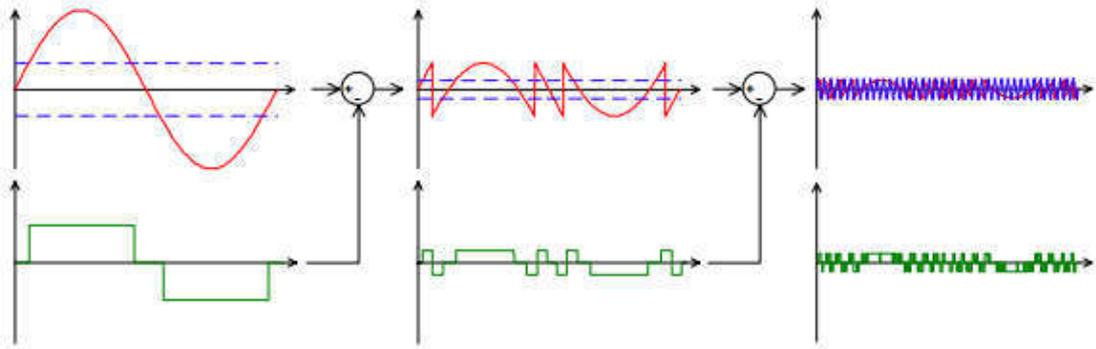


Fonte: Encarnação (2009, p. 44)

2.3.4 MODULAÇÃO HÍBRIDA

A modulação híbrida, utiliza mais de uma frequência de chaveamento simultaneamente, sendo que, algumas células são comutadas na frequência fundamental, algumas em média frequência e outras em alta frequência, como demonstrado na Figura 16. Dessa forma, as células de maior potência, responsáveis por transferir a maior parte da potência para a saída, são comutadas em baixa frequência, reduzindo as perdas por comutação, e em alta frequência são comutadas as células de menor potência, com a finalidade de aumentar a ordem das frequências harmônicas. Em conversores multiníveis em cascata assimétrica, podem ser implementadas, com a finalidade de controle individual das tensões dos capacitores.

Figura 16 Estratégia de Modulação Híbrida.



Fonte: Encarnação (2009, p. 45)

3 DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA

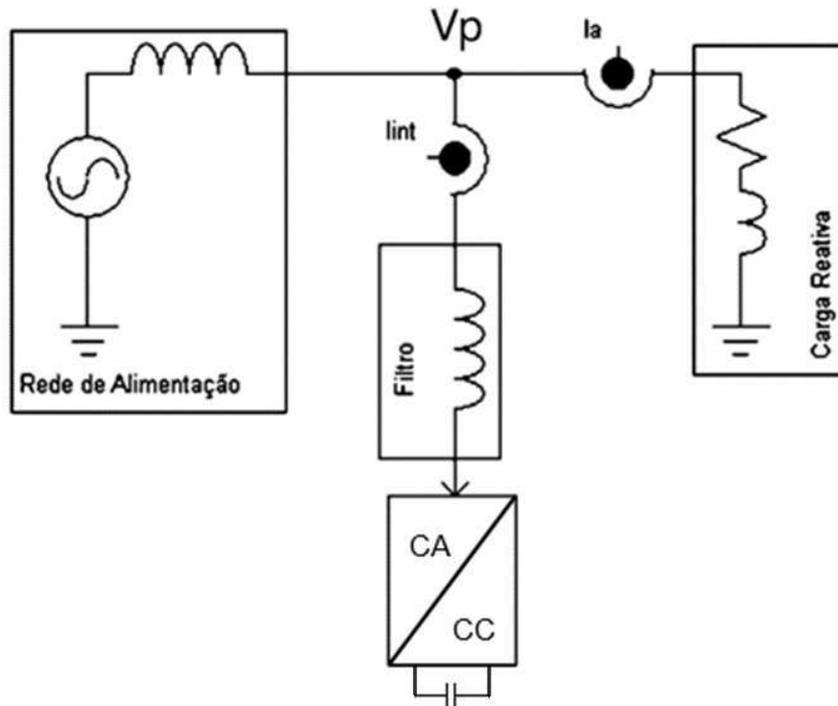
3.1 Considerações Iniciais

Para implementação do STATCOM, optou-se por trabalhar com a topologia D-STATCOM, pois como dito anteriormente, foi desenvolvida para a aplicação em redes de distribuição, ou seja, redes que operam em média tensão. Dessa forma, pode ser conectada diretamente em uma subestação abaixadora, ou próxima a grandes centros de consumo, onde podem haver flutuações de tensão.

Mesmo operando através de um conversor multinível, a aplicação do D-STATCOM em LT's seria inviável, devido à grande quantidade de chaves que seriam necessárias para a operação em alta tensão, sendo preferível a utilização da topologia DVR ou de alguma topologia SVC, operando apenas na regulação dos níveis de tensão e não necessariamente no F.P, entretanto, utilizando o D-STATCOM da forma proposta, não somente os níveis de tensão na LT serão regulados, como também proporcionará o aumento da qualidade da tensão fornecida.

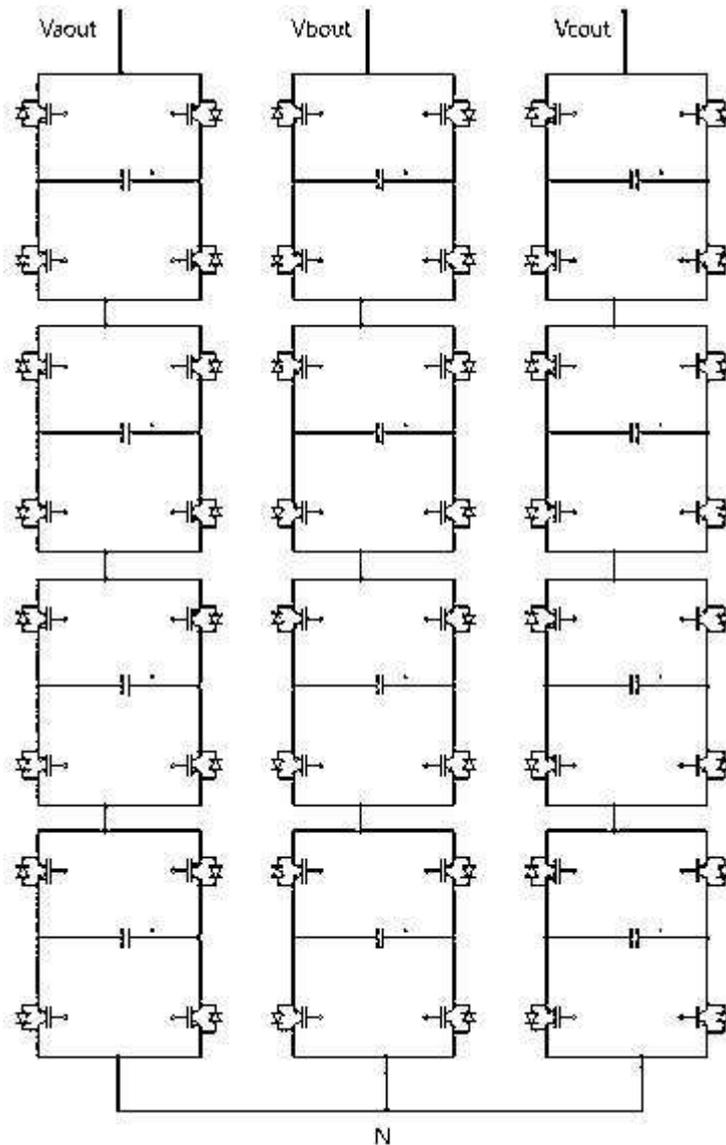
No diagrama de conexão do D-STATCOM, visto na Figura 17, são encontrados os pontos de medição de corrente e de tensão utilizados no sistema de controle, sendo I_a a corrente de carga, I_{int} a corrente interna do conversor e V_p é a tensão do ponto de conexão do conversor com a rede.

Figura 17 Diagrama De Conexão Do Conversor.



Para a escolha da topologia multinível a ser implementada, levou-se em consideração a simplicidade de implementação, o custo e o fato de o conversor não inserir potência ativa no sistema, e sim absorver uma pequena quantidade da rede, fornecendo apenas potência reativa ao sistema. De acordo com esses parâmetros, a topologia que mais adequa-se é a topologia em cascata simétrica.

Figura 18 Topologia Proposta



Um ponto importante a ser observado na Figura 18, é que na topologia proposta a conexão trifásica do conversor e a rede, é feita em estrela. Outro ponto importante é que o neutro do conversor não é aterrado, o que simplifica a análise do conversor, pois não há caminho para a corrente de sequência zero, ou seja, não há corrente contínua fluindo para o lado CA.

As tensões de saída do conversor ($V_{a,b,c,out}$ na Figura 18), devem ser filtradas de forma a reduzir o impacto das harmônicas geradas pelo conversor no sistema de controle, e operar da forma descrita no subitem 2.1.3.2.

Com relação a modulação do conversor, optou-se pela modulação PSPWM, pois como descrito anteriormente, é uma das modulações PWM mais simples de ser implementada, e em conversores cascata, possui como diferencial, um pré-controle

dos níveis de tensão individual dos capacitores, porém, ainda se faz necessário um controle individual do mesmo, que será descrito posteriormente.

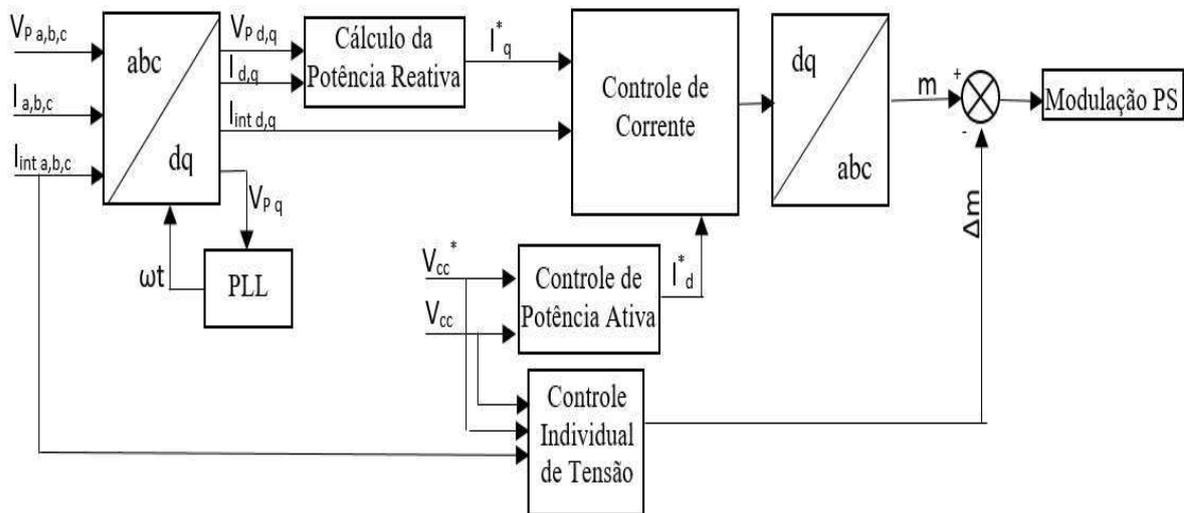
Outro diferencial da modulação PS, está no fato da possibilidade de se reduzir a frequência de chaveamento, quando comparada a outras modulações PWM, o que se torna atrativo para operação com alta potência.

No trabalho optou-se pela modulação PSPWM, entretanto, para reduzir os efeitos de perda por comutação das chaves utilizou-se uma frequência de chaveamento de 1200Hz, frequência essa muito inferior a frequências usualmente utilizadas (>20kHz), porém, alta o suficiente para não ser considerada uma modulação em baixa frequência.

3.2 Controle

A Figura 19, apresenta um diagrama de bloco global referente ao controle do conversor operando na correção do FP.

Figura 19 Diagrama geral do sistema de controle proposto.

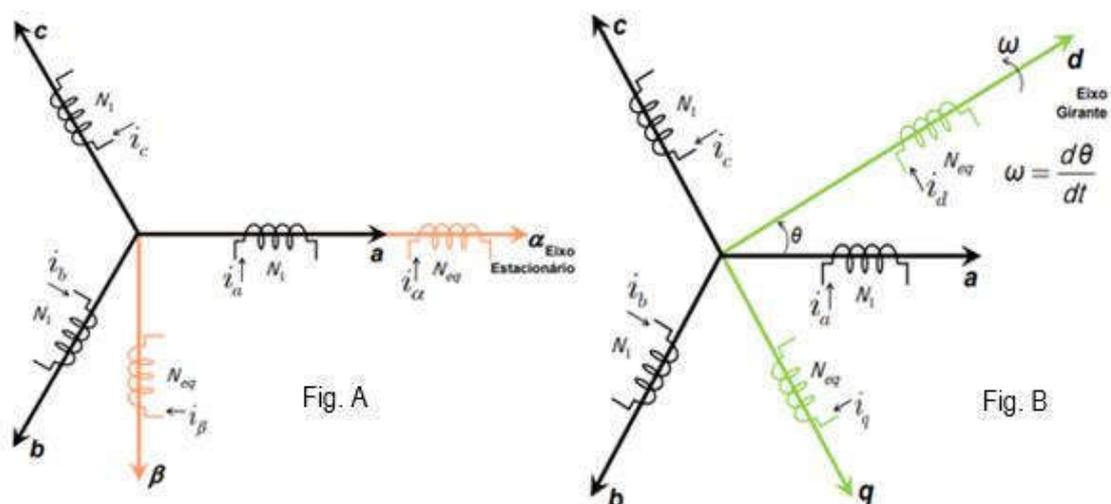


3.2.1 MUDANÇA DE REFERENCIAL

Com o objetivo de reduzir a complexidade do sistema de controle trifásico, aplica-se uma mudança de referencial às variáveis obtidas do sistema. A mudança de referencial consiste na multiplicação das tensões e correntes medidas, por uma matriz de conversão. Essa mudança, pode ser para um referencial estático (Figura 20a),

obtido a partir da transformada de Clark, ou um referencial girante (Figura 20b), através da transformada de Park.

Figura 20 Escolha de Referencial: a) Estático (Clark); b) Girante (Park).



Fonte: Lima.

Na transformação de Clark, ao invés de serem utilizados três fasores de tensão ou corrente, representados no eixo de coordenadas abc, o sistema passa a operar com dois fasores, ortogonais entre si, e representados através dos eixos $\alpha\beta 0$, sendo que, se o sistema é equilibrado ou, não possui caminho para a corrente de sequência zero, o eixo é representado apenas por $\alpha\beta$.

Já na transformada de Park, os eixos do novo referencial giram na mesma velocidade que os fasores de tensão ou corrente, o que faz com que os mesmos estejam parados em relação ao eixo de referência, portanto, os valores medidos, quando passam pela transformada de referencial girante, assumem valores constantes, e são representados pelos eixos dq0.

A transformada de Clark, para um sistema trifásico a três fios, é dada por:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

E a transformada de Park, para um sistema trifásico a três fios, é dada por:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2.\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4.\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2.\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2.\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

Onde o X nas equações acima, é a variável que sofrerá a transformação de referencial.

No sistema de controle proposto, aplica-se a transformação de referencial na tensão medida no ponto de conexão, nas correntes internas do conversor e nas correntes de carga, que são utilizadas nos sistemas de controle de corrente e no cálculo da potência reativa, e conseqüentemente, após a atuação dos sistemas de controle, devem sofrer a transformada inversa, para voltarem ao sistema de coordenadas original.

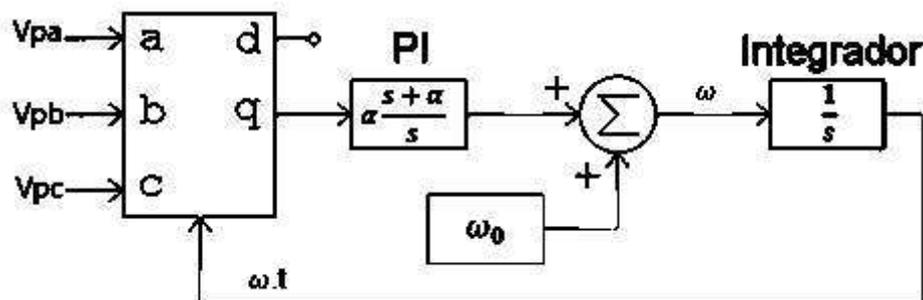
As tensões medidas dos capacitores não necessitam de transformação de coordenadas pois sua tensão é dada no eixo contínuo, e no sistema de controle individual, utiliza-se o valor da corrente interna do conversor sem a aplicação da transformada, tendo em vista que nesse caso específico a transformada não iria simplificar o sistema.

3.2.2 MALHA DE CAPTURA DE FASE

A malha de captura de fase, também conhecida na literatura como PLL (Phase Locked Loop), consiste em um circuito que consegue capturar a fase da rede, sendo possível dessa forma, sincronizar a tensão da saída do conversor com a rede.

A topologia utilizada no desenvolvimento do projeto foi baseada em uma topologia proposta por Behrouzian, e pode ser vista na Figura abaixo:

Figura 21 PLL Proposto.



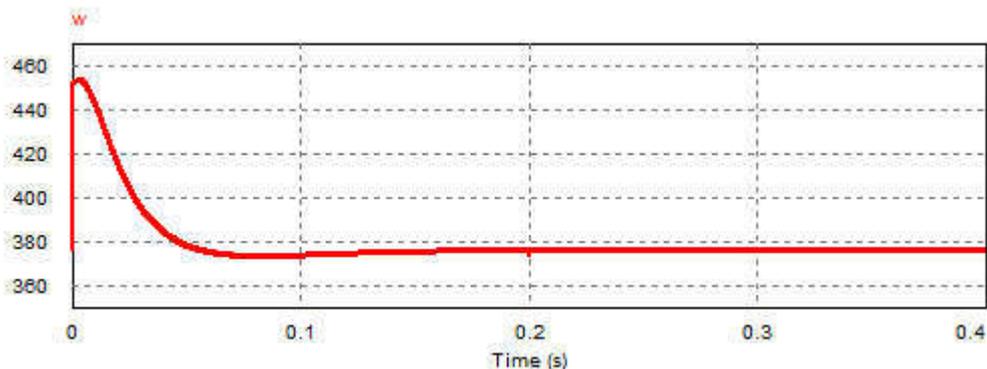
Os valores Vpa, Vpb e Vpc, são os valores de tensão medidos no ponto de

conexão entre o conversor e a rede. Na transformada de Park, é necessário a utilização da velocidade angular ($\omega \cdot t$), do eixo de referência, e da forma apresentada na topologia (Figura 21), a velocidade angular, é atualizada de forma a sincronizar o sistema de controle com a rede.

O valor de ω_0 é de $2 \cdot \pi \cdot f$, e é utilizado para agilizar a sincronização. Onde α é a banda passante do controlador. Quando se deseja uma sincronização mais rápida, deve-se utilizar uma banda passante mais elevada, porém, torna-se sensível a harmônicas. Quando não há a necessidade de rápida sincronização, pode-se utilizar uma banda passante de baixa frequência, o que torna o sistema mais robusto e menos suscetível a harmônicas.

No trabalho proposto, optou-se por uma sincronização mais lenta, e menos suscetível a influência de harmônicos ou ruídos provenientes da rede. Pode-se observar na Figura 22, que o valor de ω é alterado até obter a sincronização em $t \approx 0.2s$, onde entra em valor de regime de $2 \cdot \pi \cdot f$.

Figura 22 Valor de ω do Circuito PLL.



3.2.3 POTÊNCIA INSTANTÂNEA COMPLEXA

Para a obtenção da potência reativa requisitada pela carga, foi utilizado o conceito de potência instantânea. A teoria da potência instantânea, foi apresentado primeiramente por AKAGI et. al, utilizando a transformada de Clark, para sistemas trifásicos de três fios, e posteriormente aplicada em sistemas trifásicos a quatro fios, e em coordenadas dq0.

“A potência reativa instantânea trifásica é composta por todas as parcelas das potências de fase que não contribuem para a potência ativa instantânea trifásica”

E a partir dessa definição foi possível a aplicação em sistemas de coordenadas dq, que pode ser descrita da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} P(t) \\ Q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_D(t) & V_Q(t) \\ V_Q(t) & -V_D(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_D(t) \\ I_Q(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Dessa forma, a potência reativa solicitada pela carga é dada por:

$$Q(t) = V_Q(t) \cdot I_D(t) - V_D(t) \cdot I_Q(t) \quad (9)$$

Em regime permanente o valor de $V_Q(t) \approx 0$, portanto a referência da corrente I_Q é dada por:

$$I_Q^* = \frac{-Q}{V_D} \quad (10)$$

E como podemos observar, a corrente I_Q é responsável pela potência reativa fornecida pelo conversor.

3.2.4 CONTROLE DA POTÊNCIA ATIVA

O controle da potência ativa drenada pelo conversor, é realizado através do controle da tensão dos capacitores. Compara-se a soma das tensões dos capacitores (Equação 11) com um valor constante de 1.1 pu, ou seja, 10% superior a tensão de fase da rede. O valor de 10%, é um fator de segurança que garante o correto funcionamento do conversor e evita a saturação do sistema de controle.

$$V_{cc} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^N V_{capji} \quad (11)$$

É importante ressaltar que existem componentes contínuas e alternadas no valor da tensão dos capacitores, sendo assim é necessária a utilização de filtros passivo, ou de técnicas de separação das componentes CA e CC, sendo de interesse apenas as componentes CC. No trabalho optou-se pela utilização do filtro passivo.

A soma da tensão dos capacitores é proporcional a corrente I_d circulante no conversor, sendo necessário um controlador proporcional para gerar a corrente I_d de referência para o sistema de controle de corrente, porém, optou-se pela implementação de um controlador PI, que tende a eliminar o erro em regime permanente.

O controlador PI, deve ter uma banda passante lenta, sendo assim torna-se mais robusto. A banda passante utilizada nas simulações foi de 6Hz, com o ganho do controlador dado por:

$$K = C \cdot \omega \quad (12)$$

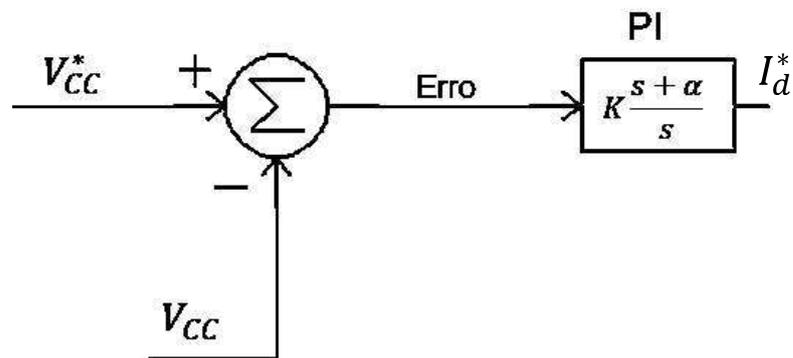
Onde:

C – Capacitância por Módulo;

ω – Frequência de interesse.

A Figura 23, mostra o diagrama de controle da potência ativa utilizada na simulação.

Figura 23 Diagrama de controle da potência ativa



3.2.5 CONTROLE DE CORRENTE

Na Figura 24 é possível observar o diagrama da malha de controle da corrente utilizada na simulação.

$$K = \omega l \quad (13)$$

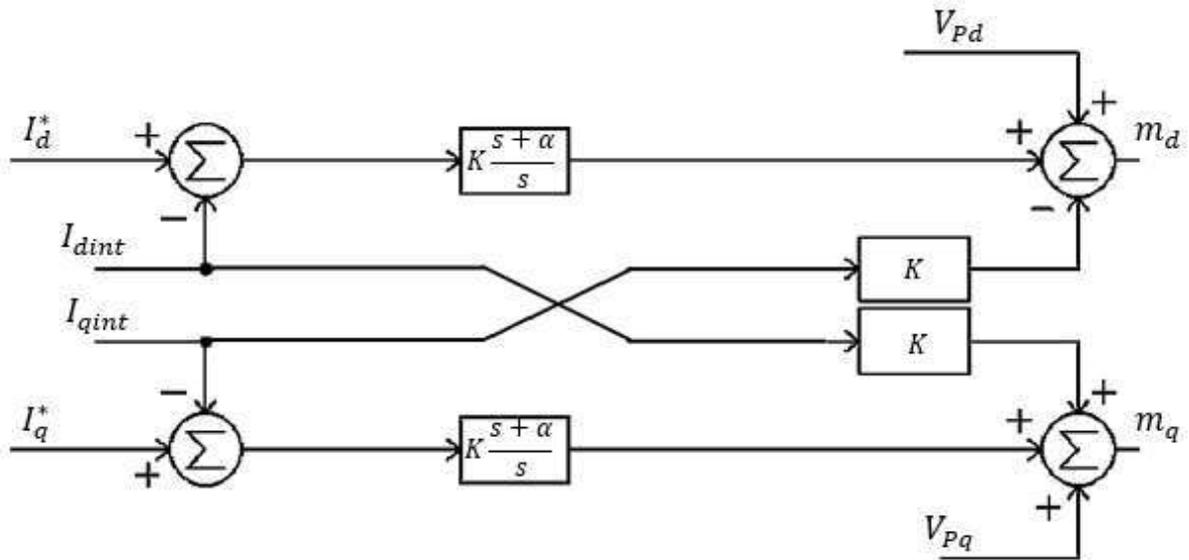
Onde:

C – Capacitância por Módulo;

ω – Frequência de interesse.

Na simulação a frequência utilizada foi de 120Hz, uma década abaixo da frequência de chaveamento utilizada.

Figura 24 Diagrama do controle de corrente



3.2.6 CONTROLE INDIVIDUAL DA TENSÃO DOS CAPACITORES

Na Figura 25 é possível observar o diagrama da malha de controle da tensão individual dos capacitores utilizada na simulação, onde j varia entre 1 e N , sendo N o número de módulos, e i varia entre 1 e 3, e o ganho K é dado por.

$$K = \frac{C \cdot \omega^2}{10} \quad (14)$$

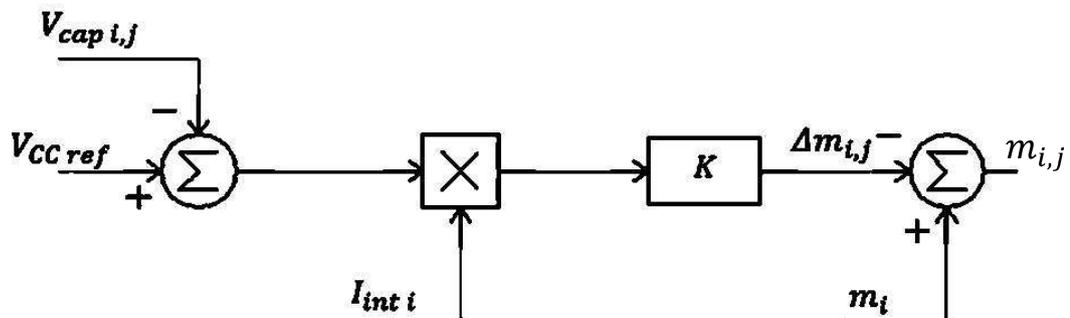
Onde:

C – Capacitância por Módulo;

ω – Frequência de interesse.

Na simulação a frequência utilizada foi de 60Hz.

Figura 25 Diagrama do controle de tensão individual dos capacitores



4 ANÁLISE DE RESULTADOS

4.1 Dados

Os dados utilizados para a simulação do conversor são:

Tabela 1 Parâmetros da simulação

Parâmetros	Valores
Tensão de Linha	13.8 kV 1 pu
Potência Base	15 MVA 1 pu
Frequência de chaveamento	1200 Hz
Número de módulos	4
Capacitância por módulo	1mF
Indutância por fase	4mH

4.2 Resposta do Controle de Corrente

As Figuras 26 e 27, são as respostas do controle de corrente de I_q e I_d , onde as formas de onda em azul são as referências provenientes do cálculo de potência reativa e do controle da potência ativa do circuito, respectivamente, e em vermelho, a resposta da corrente interna do conversor em malha fechada.

Figura 26 Resposta do controle da corrente I_q

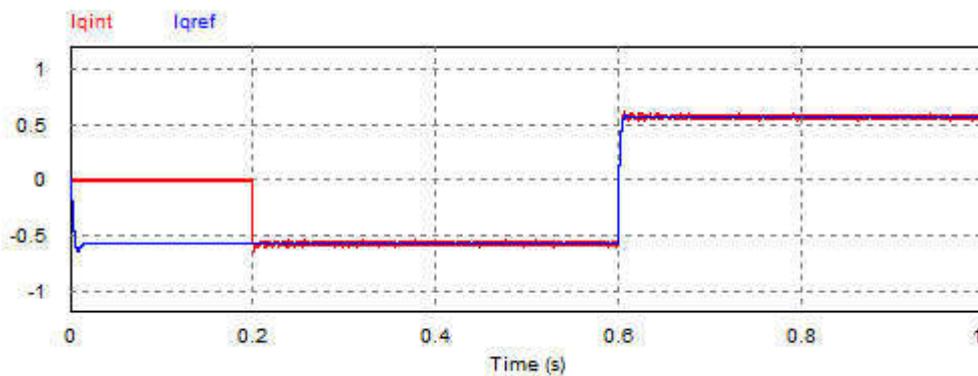
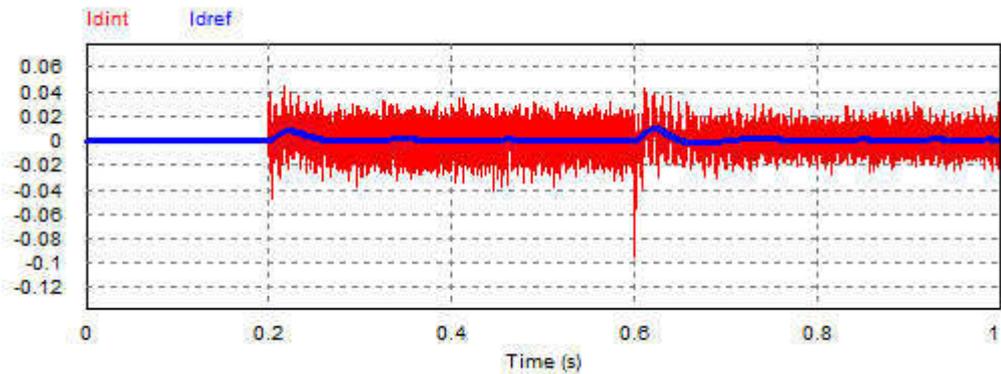


Figura 27 Resposta do controle da corrente Id



Um ponto importante a se observar é que a ondulação em I_{dint} é de 2%, um erro aceitável para o sistema de controle, que provem da modulação do conversor. Outro ponto a ser destacado é que o conversor simulado entra em operação em $t=0.2s$, com uma carga reativa indutiva e com $FP=0.6$, e em $t=0.6$ a carga é altera para uma carga reativa capacitiva também com $FP=0$.

4.3 Resposta do Controle de Tensão dos Capacitores

Nas Figuras 28 e 29, pode-se observar a tensão nos capacitores da fase A, sendo que a Figura 29, é a ampliação da Figura 28 nos instantes entre $0.3s \leq t < 0.53s$.

Figura 28 Tensão dos capacitores da fase A.

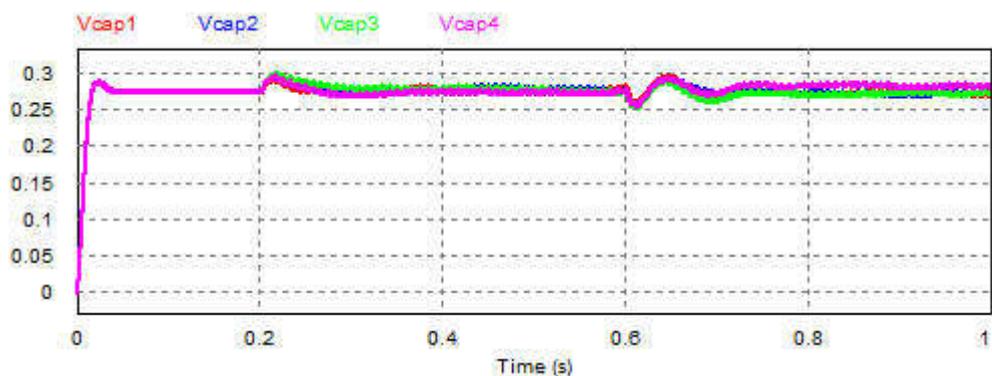
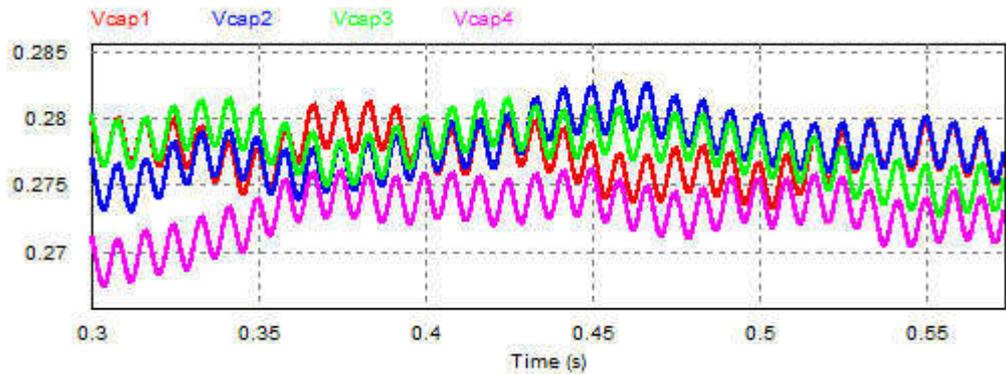


Figura 29 Tensão dos capacitores da fase A ampliadas.



É importante ressaltar que a Figura 28 mostra que, o controle da potência ativa drenada pelo conversor está funcionando corretamente, pois mantém a média da tensão dos capacitores em torno do valor de referência (0.275 p.u).

Outro fato a se destacar, é que ambas as Figuras demonstram o correto funcionamento do controle individual de tensão, primeiramente pelo fato de as tensões não divergirem entre si, e segundo por estarem oscilando em torno do valor de referência, com um valor máximo de erro inferior a 10%.

4.4 Tensão e Corrente de Saída do Conversor

As Figura 30 e 31, apresentam a tensão de saída da fase A do conversor no ponto de conexão com o filtro de saída, em vermelho em ambas as Figuras, e a tensão no ponto de conexão entre o filtro e a rede de distribuição, em azul em ambas as Figuras, apresentado previamente nas Figura 17 e 18. Cabe ressaltar, que a carga utilizada na simulação da Figura 30 é uma carga indutiva, e a carga apresentada na Figura 31, capacitiva.

Figura 30 Tensão de saída do conversor (vermelho) e Tensão no ponto de conexão (azul), para carga capacitiva.

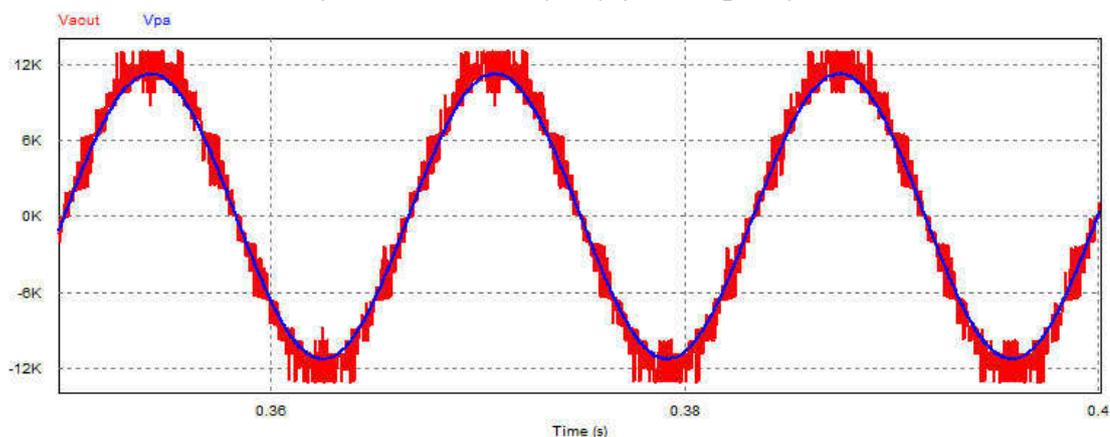
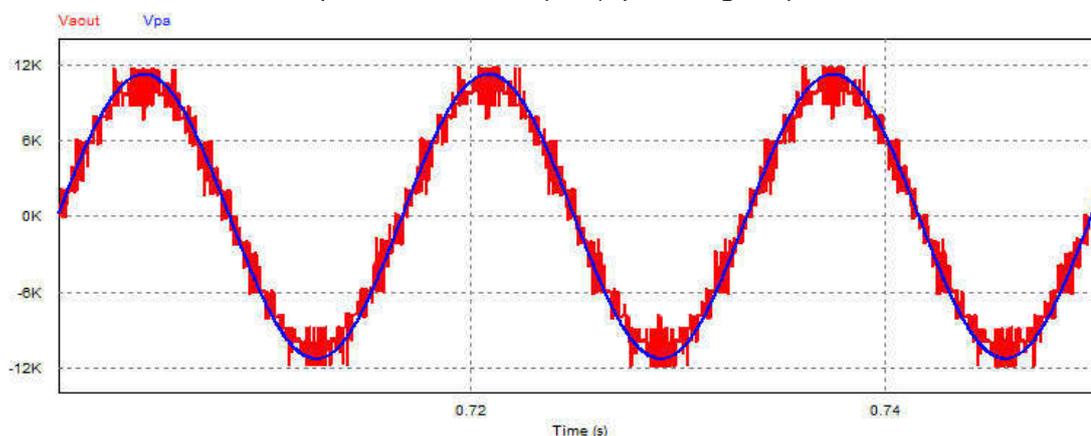


Figura 31 Tensão de saída do conversor (vermelho) e Tensão no ponto de conexão (azul), para carga capacitiva.



De acordo com os conceitos apresentados em 2.1.3.2, a tensão de saída no ponto de conexão do conversor com o filtro, deve ser superior a tensão medida no ponto de conexão com a rede, quando deseja-se injetar reativos no sistema, e inferior quando deseja-se absorve-la.

A tensão de fase no circuito simulado, possui um valor de pico obtido a partir da seguinte equação:

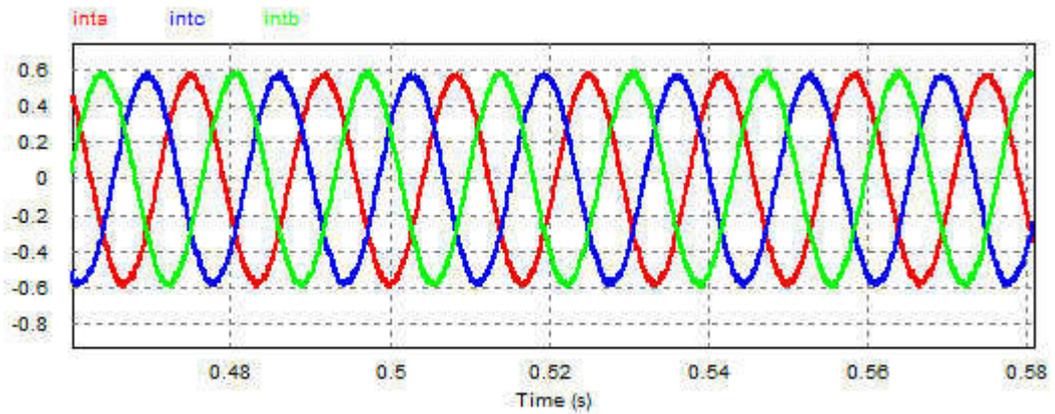
$$V_A = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{AB} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot 13800 \approx 11268V \quad (12)$$

E ao observarmos as Figuras 30 e 31, notamos o correto funcionamento do conversor, pois, nos instantes onde a necessidade de inserção de reativos (Figura 30), o valor de pico da tensão superior à 12kV, e nos instantes onde há a necessidade de absorção (Figura 31), a tensão passa operar abaixo de 11.25kV.

A Figura 32, apresenta os valores de corrente internas do conversor, medidas

na saída do filtro, e mostram o equilíbrio trifásico entre as correntes do conversor.

Figura 32 Correntes de saída do conversor



Nas Figuras 33 e 34, é possível observar a corrente fornecida pela rede de distribuição, com o conversor operando em paralelo (vermelha), e sem a conexão do conversor (azul). Sendo que, na Figura 33, a carga conectada à rede, possui uma impedância indutiva, e na Figura 34 uma impedância capacitiva.

Figura 33 Corrente da fase A com e sem compensação (indutiva).

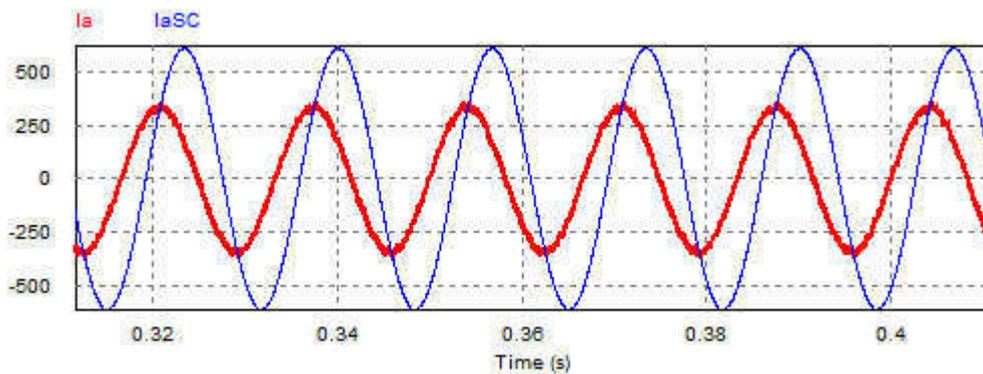
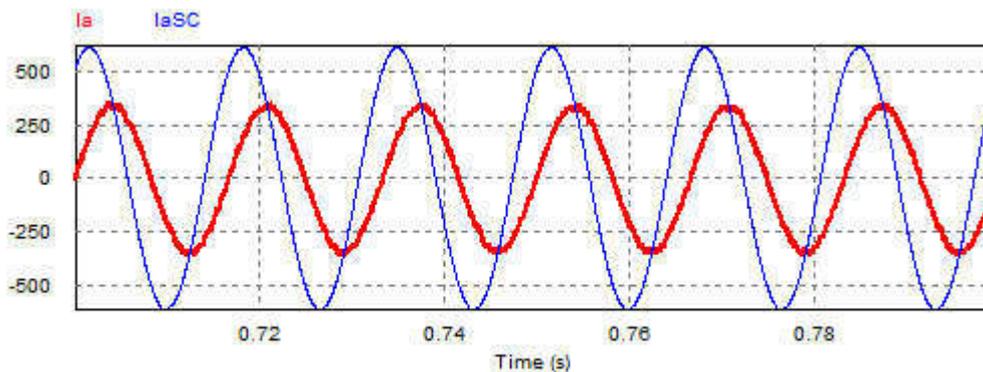


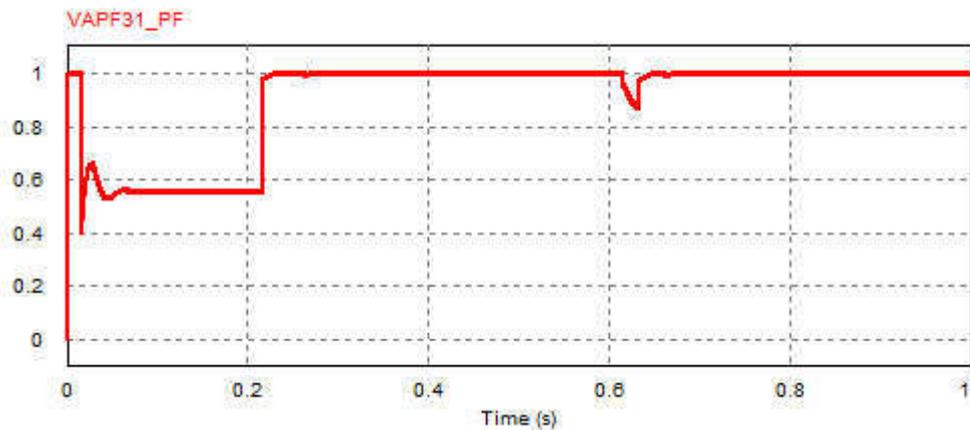
Figura 34 Corrente da fase A com e sem compensação (capacitiva).



4.5 Análise do FP e da Potência Aparente

Como descrito anteriormente, para a simulação do circuito, o conversor é conectado à rede de alimentação em $t=0.2s$, injetando reativos na rede, e em $t=0.6s$ passa a operar drenando reativos. A Figura 35, apresenta o valor do FP “visto” pela rede de distribuição.

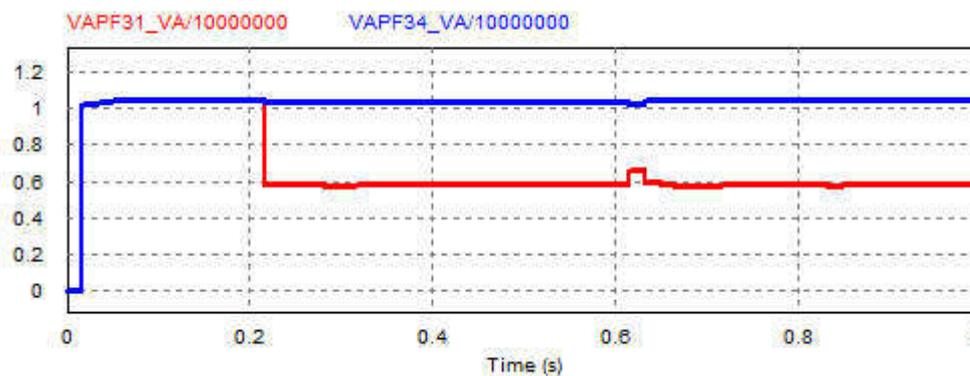
Figura 35 Fator de Potência “Visto” pela Rede.



Podemos notar que em $t>0.6s$ ocorre uma pequena ondulação no FP, devido ao transitório de conexão da carga reativa capacitiva. Porém, é facilmente observável que a topologia proposta está funcionando corretamente, pois quando conectada ao sistema passa a suprir os reativos da carga tornando o sistema puramente resistivo.

Já na Figura 36, podemos observar um comparativo entre o sistema operando com a regulação do FP (vermelho), e sem a regulação (azul).

Figura 36 Potência Aparente “Visto” pela rede.



Com o auxílio da Figura 35, podemos chegar à conclusão da importância da regulação do FP em unidades consumidoras, pois como pode ser observado no

exemplo acima, o consumo energético caiu cerca de 40% quando o FP passa a ser regulado.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A proposta do trabalho foi a de apresentar um compensador estático síncrono de reativos, operando a partir de uma topologia multinível, utilizando o conceito de FACTS, e demonstrar através dos resultados obtidos com o software PSIM, o significativo impacto do baixo fator de potência frente a potência drenada da rede de alimentação.

A correção do FP, não necessariamente deve ser implementada através de tecnologias envolvendo eletrônica de potência, como descrito no subitem 2.1, havendo soluções economicamente mais acessíveis à unidade consumidora.

Como visto no tópico anterior, quando o sistema de compensação de reativos é conectado à rede de alimentação, toda a potência reativa passa a ser drenada diretamente do compensador, sem um impacto significativo na potência ativa drenada da fonte, o que resultaria em postergar investimentos em novas LT's, subestações, reduz a necessidade de cabos com bitolas superiores, ou a necessidade de reconduzir os já existentes, dentre outros.

O conversor apresentado possui como vantagem frente a outros métodos apresentados, o fato de ser conectado diretamente a rede de distribuição, e como é constituído de diversos módulos conectados em série, o dimensionamento da tensão suportada pelos capacitores dos módulos e pelos dispositivos semicondutores, é feito através da análise de quantos módulos desejam-se utilizar, tornando possível a utilização de componentes que suportam baixas tensões, que geralmente costumam ser mais baratos, aumentando o número de módulos.

Outra vantagem significativa frente a outros métodos de compensação é a auto regulação da potência reativa a ser inserida apresentada nesse trabalho, o que dispensa o monitoramento constante do FP da unidade consumidora.

5.1 Sugestões Para Trabalhos Futuros

- Aplicação da topologia multinível descrita como filtro ativo;
- Análise de viabilidade econômica do STATCOM, frente a outros métodos de correção, descritos no segundo tópico;
- Análise de estabilidade do conversor sob condições de falta.

REFERÊNCIAS

DUAILIBE, Paulo. **Consultoria Para uso Eficiente de Energia**. Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca, 2000.

CHAPMAN, **Stephen J. Fundamentos de Máquinas Elétricas**, 5ª Edição: AMGH Editora Ltda, 2013. 297 p. il 5-20.

MAHELA, Om Prakash, Shaik, Abdul Gafoor. **Topological Aspects of Power Quality Improvement Techniques: A Comprehensive Overview**. India: Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology, 2015.

CAVALIERE, C. A.C. et al. **Aplicação do STATCOM na Distribuição: Regulação de Tensão e Controle de Fator de Potência**. II Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica. 2003

FRANQUELO, L. G. et al. **The Age of Multilevel Converters Arrives**. IEEE Industrial Electronics Magazine, vol.2, 2008.

Grupo de Eletrônica de Potência. **Modulação Space Vector Para Inversores Alimentados Em Tensão: Uma Abordagem Unificada**. Revista Controle & Automação/Vol.16 no.1, 2005.

ENCARNAÇÃO, Lucas Frizera. **Compensador Síncrono Estático Multinível Em Média Tensão Para Sistemas De Distribuição**. Rio de Janeiro, 2009.

LEÃO E SILVA, Ranoyca Nayara Alencar. **Inversor Multinível Híbrido Simétrico Trifásico de Cinco Níveis Baseado nas Topologias Half-Bridge e ANPC**. 2013.

LIMA, Kleber. **Transformada de Clark e Park**. Centro de Tecnologia de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFRJ. Disponível em <<http://www.coe.ufrj.br/~kleber/Transformadas.pdf>>. Acesso em 27 set. 2017.

BEHROUZIAN, Ehsan **Operation and control of cascaded H-bridge converter for STATCOM application.** Sweden: Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, 2016.

AKAGI, H.; INOUE S.; YOSHII T. **Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM with Star Configuration.** IEEE Transactions on Industry Applications, 2007.

LIANG, Y.; NWANKPA, C.O. **A New Type Of STATCOM Based On Cascading Voltage-Source Inverters with Phase-Shifted Unipolar SPWM.** IEEE Transactions on Industry Applications, 1999.

J. Muñoz, P. Melín, and J. Espinoza **Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems.** Springer Singapore, 2015.

W. Li, L. A. Gregoire, and J. Belanger **Modeling and control of a full-bridge modular multilevel statcom.** in *Proc. of Power and Energy Society General Meeting*, July 2012.