

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Ciências e Tecnologia
Departamento de Engenharia Elétrica

Trabalho de Conclusão de Curso:

Conversor AC/AC Trifásico de Cinco Braços

Campina Grande, maio de 2005



Biblioteca Setorial do CDSA. Fevereiro de 2021.

Sumé - PB

Conversor AC/AC Trifásico de Cinco Braços

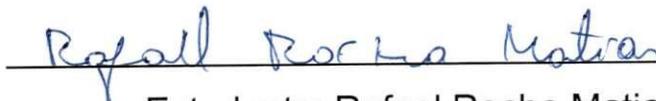
Trabalho de conclusão de curso
Submetido à coordenação de
Engenharia Elétrica- UFCG

Área: Eletrônica de Potência

LEIAM – Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas



Orientador: Cursino Brandão Jacobina



Estudante: Rafael Rocha Matias

Índice

APRESENTAÇÃO	2
OBJETIVOS GERAIS	3
OBJETIVOS ESPECÍFICOS	4
1. INTRODUÇÃO	5
2. CONVERSÃO CA/CC/CA	8
2.1. RETIFICADOR TRIFÁSICO	8
2.2. INVERSOR TRIFÁSICO	10
2.3. CONVERSOR CA/CC/CA PONTE COMPLETA	13
3. CONVERSOR CA/CC/CA DE CINCO BRAÇOS	16
3.1 CONTROLE PWM.....	18
3.1.1. Método do fator de distribuição global	20
3.1.2. Algoritmo para determinações das tensões.....	20
3.2 ANÁLISE DO RATING DE TENSÃO DO CONVERSOR DE CINCO BRAÇOS	21
3.2.1 Sincronização	22
3.3. SISTEMA DE CONTROLE	31
4. RESULTADOS OBTIDOS PARA O CONVERSOR DE CINCO BRAÇOS	32
4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	32
4.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	34
CONCLUSÕES	37
BIBLIOGRAFIA	38

APRESENTAÇÃO

Cerca de 60% da energia elétrica gerada no mundo, é gasta em sistemas de acionamento estáticos com máquinas elétricas, por isso dentro da eletrônica de potência, é grande o estudo feito nesta área. Dentre as diversas aplicações indústrias, os conversores de potência se destacam, eles são utilizados para converter energia CA/CC, CA/CA, CC/CC e CC/CA.

É através de conversores de tensão, utilizando estratégia de chaveamento do tipo PWM escalar que estamos estudando o comportamento do conversor de cinco braços.

OBJETIVOS GERAIS

A conversão de energia AC/AC é de grande importância dentro da eletrônica de potência. Estes conversores permitem que se obtenha a partir de uma fonte AC com determinada frequência e amplitude, uma grandeza com frequência e amplitude diferentes, possibilitando reduzir possíveis distorções harmônicas e impor um fator de deslocamento unitário do lado da fonte. Em sistemas trifásicos estes conversores apresentam, no geral, um total de seis braços, cada qual com duas chaves, totalizando doze chaves. A proposta é fazer a conversão AC/AC mediante o uso do conversor de cinco braços, num total de dez chaves, reduzindo assim o custo do conversor e conseqüentemente as perdas durante o chaveamento.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Desenvolver uma estratégia de controle para o conversor AC/AC de cinco braços que permita fornecer uma corrente trifásica senoidal para uma carga, reduzir o nível de distorção harmônica de corrente na fonte e fornecer um fator de deslocamento unitário para fonte além de, através de mecanismos de sincronização, maximizar a utilização da tensão de barramento DC.

1. INTRODUÇÃO

Dentre as áreas de pesquisa da engenharia elétrica, a redução do desperdício de energia elétrica, juntamente com o custo da geração, transmissão e distribuição; são objetivos cada vez mais almeçados pela engenharia. Em especial a eletrônica de potência trabalha visando melhorar a conversão de energia seja ela alternada ou contínua, reduzindo a taxa de distorção harmônica, e reduzindo a circulação de potência reativa da fonte para a carga, como consequência direta tem-se a redução das perdas de energia. Deste modo, A eletrônica de potência tem-se munido de novas estratégias de controle, surgimento de novos dispositivos semicondutores, cada vez mais rápidos, operando com potências mais elevadas e com perdas de chaveamento cada vez menores, e fazendo uso também de fontes de energia alternativa, tais como: energia eólica, energia solar, entre outros, para a alimentação do barramento de capacitores dos conversores.

A evolução tecnológica dos dispositivos semicondutores e de novas técnicas de controle baseadas na sua utilização, é uma das alternativas, dentre as citadas anteriormente, que têm mais se expandido, devido aos resultados bastante positivos que tem produzido. Estes dispositivos proporcionaram o chaveamento de cargas elétricas, possibilitando a aplicação das técnicas de controle consequentemente melhorando o aproveitamento de equipamentos conversores de energia elétrica, aumentando o rendimento e economia nas mais diversas formas em que a energia é utilizada. Porém estes dispositivos trabalham interrompendo, em determinados instantes, o fluxo de energia elétrica e, transferindo para outro ponto do sistema elétrico; esta operação geralmente ocorre em frequências muito superiores em relação à frequência de operação do sistema elétrico, ocasionado com isso deformações no comportamento senoidal da corrente, dando assim um aspecto não-linear aos sistemas que trabalham desta forma. Chamamos de cargas elétricas não-lineares, cargas que operam de forma a descaracterizar o perfil senoidal da tensão e da corrente.

O crescimento no uso de dispositivos semicondutores tem trazido por um lado uma possibilidade maior de economia de energia devido às facilidades de controle, mas por outro lado vem provocando “poluição” na rede elétrica devido às distorções harmônicas que estes dispositivos causam nas tensões e correntes. Foi com o aumento dos níveis destas distorções harmônicas que se verificou a necessidade de compensar as mesmas, surgindo assim estratégias de controle visando a sua minimização.

Em sistemas que operam com grandes cargas, na maioria industriais, o uso de um sistema compensador que reduza ou até elimine estas imperfeições se faz muito necessário, já que estes sistemas são mais sensíveis a forma de onda da tensão de alimentação e, para impedir que a “poluição” se propague por toda a rede, prejudicando o consumidor e a própria concessionária de energia elétrica.

O aumento no aproveitamento de energia elétrica é de fundamental importância, pois com o crescimento da população humana cresce também o consumo. Com maior poder de compra, devido ao crescimento econômico de alguns países, os consumidores adquirem mais equipamentos eletrônicos, computadores, televisores, máquinas de lavar roupas, entre outros, ocasionando assim uma necessidade maior de geração de energia elétrica, que nos dias atuais se dá principalmente através de usinas hidrelétricas, termelétricas e nucleares, aumentando o impacto ambiental devido a construção e manutenção destas novas usinas, que em contrapartida poderão gerar uma diminuição na qualidade de vida. É a partir deste ponto que surge a busca sobre a utilização de formas alternativas de energia e a melhoria da energia elétrica consumida atualmente.

Para a conversão de energia ca/ca podemos distinguir dois grupos de topologias que realizam esta tarefa, as topologias que fazem a conversão direta e os que fazem a conversão indireta. Os primeiros trabalhos utilizando conversão direta surgiram por volta da década de 70 e utilizavam chaves do tipo SCR em seguida utilizou-se IGBT's, com operação de controle e corrente bidirecional. Todavia, existem poucas aplicações práticas destas estruturas, essencialmente no campo da eletrônica de potência, influenciadas basicamente pelos problemas de comutação ou complexidade do circuito de controle.

Na conversão indireta, ca/cc/ca, são empregados dois conversores acoplados, um retificador que está conectado diretamente a fonte, e um inversor que está conectado a carga. Estes dois conversores estão conectados entre si por meio de um barramento capacitivo.

O retificador que pode ser controlado ou não, realiza a conversão ca/cc, e o segundo, o inversor, realiza a conversão cc/ca. Conversores trifásicos ca/cc/ca em sua topologia completa utilizam um total de doze chaves. Porém foram propostas topologias empregando um número reduzido de componentes, a topologia abordada mais a frente será a de cinco braços.

Para um melhor desempenho do conversor ca/cc/ca, faz-se sempre o uso de um retificador controlado, pois desta forma consegue-se impor um fator de potência unitário do lado da fonte, o que não é possível com um retificador não controlado. Na figura 1 são mostrados diagramas esquemáticos para conversores ca/ca indireto com retificador não controlado, figura 1a e com retificador controlado, figura 1b.

O estudo de topologias com o número reduzido de componentes é um tópico muito importante, pois promove uma solução alternativa para a redução do custo da conversão de energia.

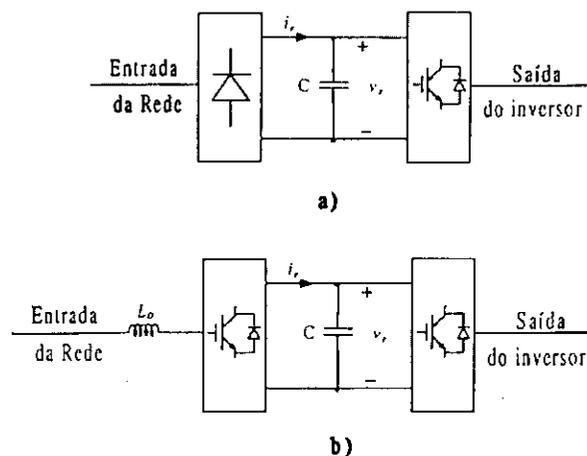


figura 1 conversor ca/ca, 1a com retificador não controlado, 1b retificador controlado.

O conversor de cinco braços é uma solução interessante para a conversão ca/ca, já que demanda menos chaves que o conversor em ponte completa, mas tem um

rating de tensão menor do que o conversor de seis braços, porém com métodos de sincronismos podemos chegar a um *rating* de tensão igual ao conversor de seis braços.

2. CONVERSÃO CA/CC/CA

Nesta seção faremos uma breve explanação sobre a conversão *ca/cc/ca*. Mostrando primeiramente o princípio do retificador trifásico e do inversor separadamente, para melhorarmos a nossa compreensão de como é feita a conversão *ca/cc/ca*, mostrando o acoplamento desses conversores.

2.1. Retificador Trifásico

O retificador trifásico opera similarmente ao retificador monofásico, só que em vez de uma fonte monofásica, ele trabalha com uma fonte trifásica, permitindo que haja uma menor ondulação na tensão de saída, convertendo a tensão alternada da fonte em uma tensão contínua de forma mais eficiente. Na figura 2.1 é mostrado o esquema do retificador trifásico em ponte completa a diodos.

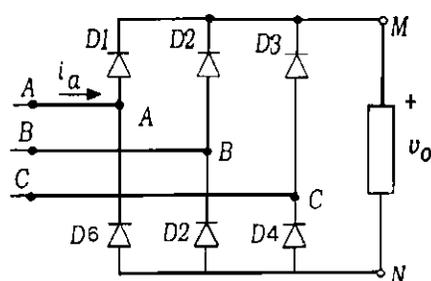


Figura 2.1 – retificador trifásico em ponte a diodos

Um retificador a diodos. É uma das configurações mais simples de retificação trifásica (temos também a retificação em meia ponte). O grande problema que ocorre nesta configuração é que ela não permite que seja feito um

controle visando à diminuição dos harmônicos de corrente gerados. Para tentar solucionar este problema são utilizados retificadores controlados que utilizam IGBT's em vez de Diodos (por exemplo).

Analisaremos o funcionamento do retificador trifásico em ponte a diodos da seguinte maneira: os instantes de condução são determinados de acordo com a forma de onda da fonte de entrada, conduz a chave que estiver com maior tensão aplicada sobre si. Na figura 2.2 é ilustrada melhor essa característica.

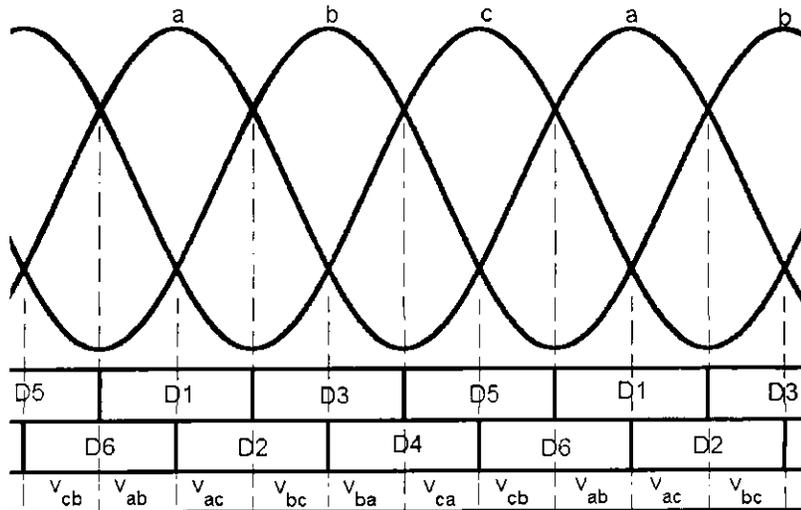


Figura 2.2 – estado de condução do retificador trifásico.

Donde podemos observar que a tensão que aparece na carga (v_o) é a tensão de linha, assim a tensão que aparece na carga terá um fator multiplicador de $\sqrt{3}$ da amplitude da tensão da fonte (tensão de fase). É ilustrada na figura 2.3 a tensão V_o juntamente com a corrente I_o para uma carga RL.

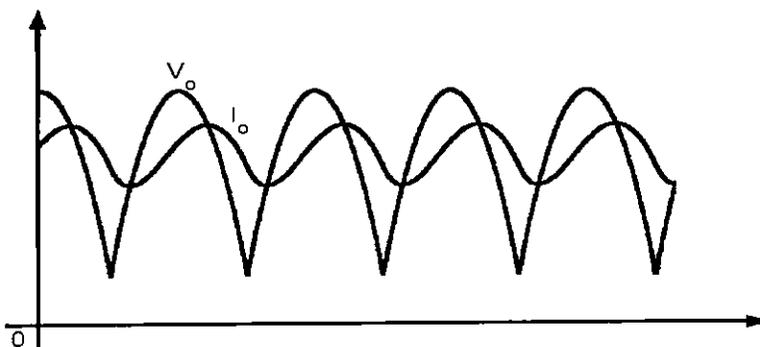


Figura 2.3 – Tensão e corrente na carga do retificador

É interessante ainda observar que a frequência de ondulação em V_o é duas vezes a frequência da fonte, já que a tensão que aparece na carga é um conjunto de seis tensões de linha. É claro também notar que a ondulação da tensão será reduzida mediante o uso de um capacitor e a ondulação de corrente pode ser diminuída pelo uso de uma indutância maior.

2.2. Inversor Trifásico

O inversor funciona de modo inverso ao retificador. A partir de uma tensão contínua, que pode provir de uma fonte cc ou de um banco de capacitores, obtém-se uma em tensão alternada. Na figura 2.4, é apresentado o esquema do inversor trifásico.

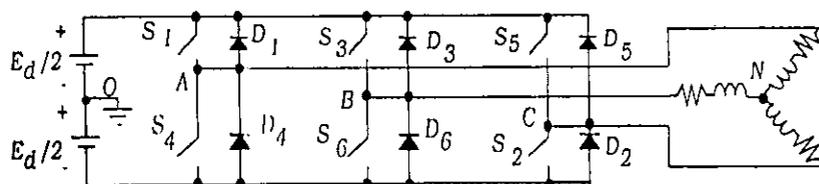


Figura 2.4 – inversor trifásico em ponte

Existem dois tipos básicos de operação para este inversor: operação tipo 180° e operação tipo 120° . A maioria dos inversores opera no modo 180° em que é necessária a aplicação contínua do sinal de disparo durante 180° para cada um dos seis interruptores da ponte. Nesse modo de operação, cada três semicondutores estão sempre conduzindo em qualquer instante de um ciclo de operação. As equações que descrevem este circuito são apresentadas abaixo:

$$\begin{aligned}
 v_{AB} &= v_{A0} - v_{B0} \\
 v_{BC} &= v_{B0} - v_{C0} \\
 v_{CA} &= v_{C0} - v_{A0}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

$$\begin{aligned}
v_{AB} &= v_{AN} - v_{BN} \\
v_{BC} &= v_{BN} - v_{CN} \\
v_{CA} &= v_{CN} - v_{AN}
\end{aligned}
\tag{2.2}$$

Pela condição de balanceamento das tensões fase-neutro, temos:

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0 \tag{2.3}$$

resolvendo o sistema constituído por duas equações de (2.2) e (2.3), encontram-se as relações:

$$\begin{aligned}
v_{AN} &= \frac{1}{3}(v_{AB} - v_{CA}) \\
v_{BN} &= \frac{1}{3}(v_{BC} - v_{AB}) \\
v_{CN} &= \frac{1}{3}(v_{CA} - v_{BC})
\end{aligned}
\tag{2.4}$$

Na figura 2.5 observamos os estados de funcionamento do circuito em regime permanente, notamos que se distinguem seis estados distintos, após estes seis estados o ciclo começa a se repetir. A expansão em série de Fourier da tensão de linha, assume o seguinte formato:

$$v_{AB} = \frac{4E_d}{2\pi} \left[\text{sen}wt - \frac{1}{5} \text{sen}5wt - \frac{1}{7} \text{sen}7wt + \frac{1}{11} \text{sen}11wt + \frac{1}{13} \text{sen}13wt - \dots + \right] \tag{2.5}$$

Atualmente, a modulação mais utilizada para estes inversores é modulação em largura de pulso, onde é feita a comparação de um sinal triangular com uma senoide de referência. A largura dos pulsos gerada pela diferença desses sinais determina o tempo de fechamento de cada chave, nas respectivas fases.

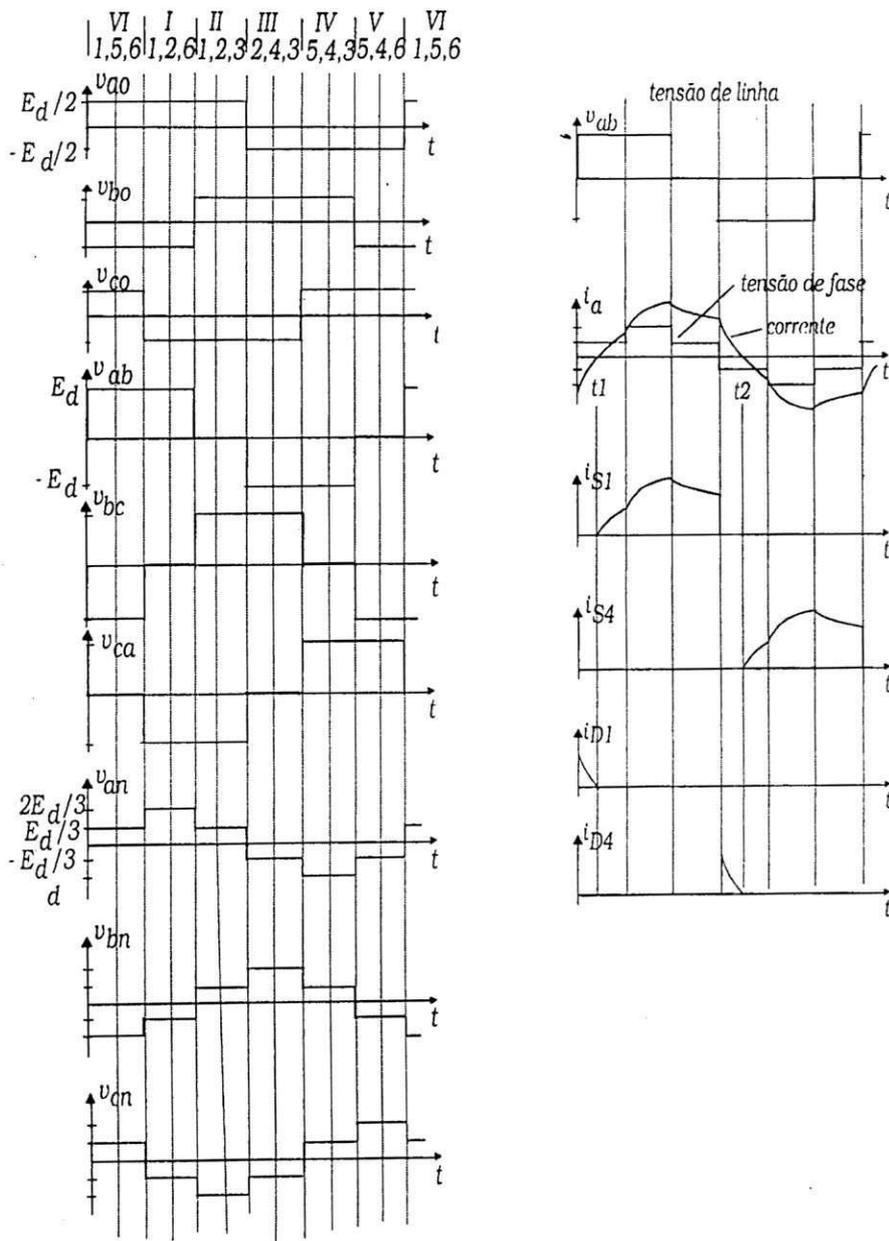


figura 2.5 – Estados do funcionamento do Inversor Trifásico em Ponte

2.3. Conversor ca/cc/ca ponte completa

Nesta seção abordaremos o conversor *ca/cc/ca* de seis braços, que é a forma mais comum para a conversão *ca/cc/ca*, neste conversor faz-se a junção do retificador em ponte completa, agora controlado e o inversor também em ponte completa, conforme pode ser visto na figura 2.6.

O retificador fornece uma tensão contínua ao barramento de capacitores enquanto o inversor faz uso desta tensão e entrega uma tensão alternada para a carga. Desta forma, podemos ter uma corrente na carga de frequência variável e uma amplitude de tensão distinta da fonte. Este tipo de conversor é bastante utilizado em acionamento de motores *ca* de velocidade variável, pois permite a variação da velocidade do campo magnético girante.

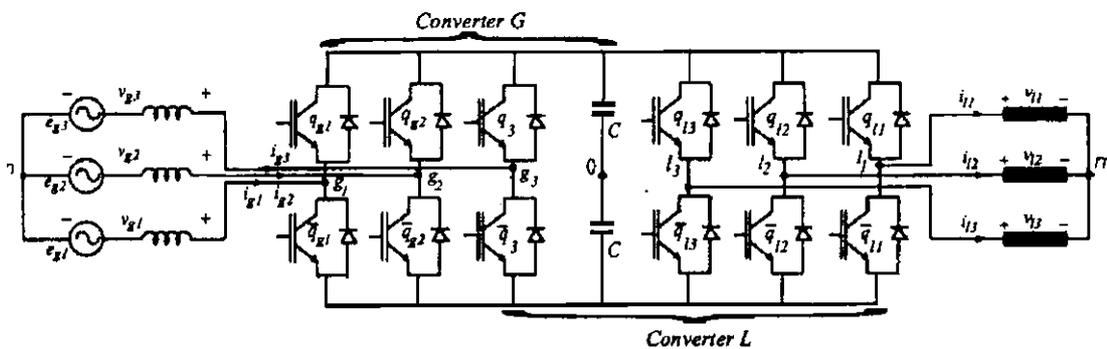


Figura 2.6 – conversor *ac/dc/ac* de seis braços

Para o retificador controlado (conversor *G*), é possível aplicar uma estratégia de controle que permita que tenhamos um fator de potência unitário para a fonte e_{s_j} ($j=1, 2, 3$). O diagrama mostrado na figura 2.7 descreve o bloco de controle para este sistema. Neste diagrama de blocos temos três controladores. O primeiro controlador, R_c , controla a tensão de barramento, onde a referência é um valor *cc* previamente estipulado, a saída deste controlador nos dá a amplitude de referência da corrente *G*, em seguida esta amplitude é multiplicada por um sinal que esta em fase com a tensão $e_{g_{123}}$, assim temos um sinal de referência $i_{g_{123}}$ em fase com a tensão, ou seja, com fator de potência unitário. O Segundo controlador

R_g é alimentado com a diferença entre i_{g123}^* e a corrente i_{g123} , na saída do controlador R_g tem-se a tensão G de referência, que é então fornecida para o *PWM*, o bloco *PWM* é melhor detalhado na seção 3.1. por último o controlador R_l controla a tensão no conversor L , este bloco é geralmente aplicado quando se tem um filtro no conversor L além da carga, porém em muitos casos a própria carga serve como um filtro, tornando desnecessária a utilização de um filtro.

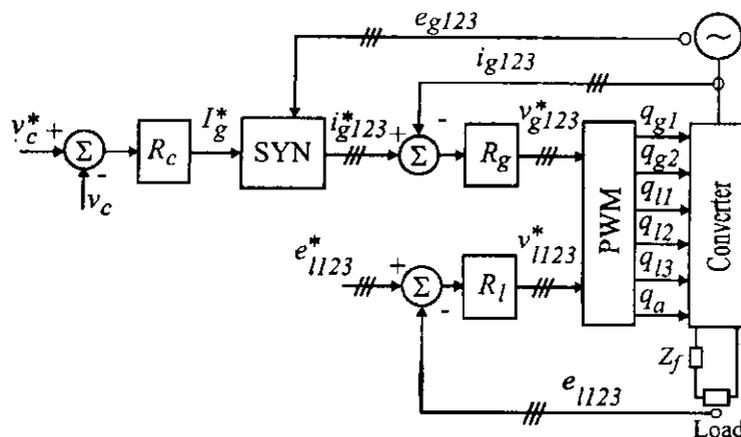
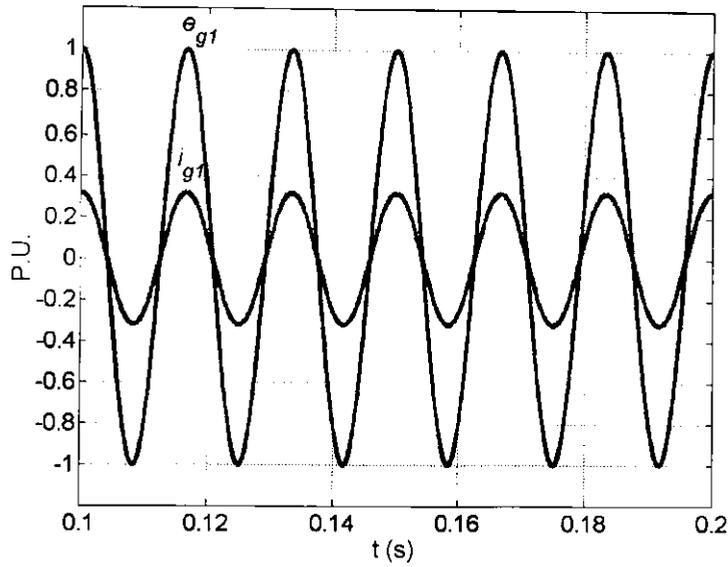


figura 2.7 – Bloco de controle para o conversor de seis braços

Para o conversor de seis braços a tensão de barramento limite para que haja o correto funcionamento do sistema é igual a $E = V_g \sqrt{3}$, onde V_g é a amplitude da tensão e_g , onde $V_g = V_l$, onde V_l é a amplitude da tensão e_l . Caso as amplitudes não seja as mesmas, esta tensão de barramento limite, também conhecida com *rating* de tensão será dado pela a interseção de duas retas, uma paralela ao eixo das abscissas de valor $\sqrt{3}$ e outra de inclinação $V \sqrt{3}$ onde V é a tensão V_g ou V_l normalizada. Uma melhor explanação sobre *rating* de tensão será mostrada na seção 3.2.

Apresentamos na figura 2.8 e 2.9 o resultado de simulação para o conversor de seis braços, onde os valores de tensão e corrente estão em P.U.



2.8 – Tensão e corrente de fase do conversor G

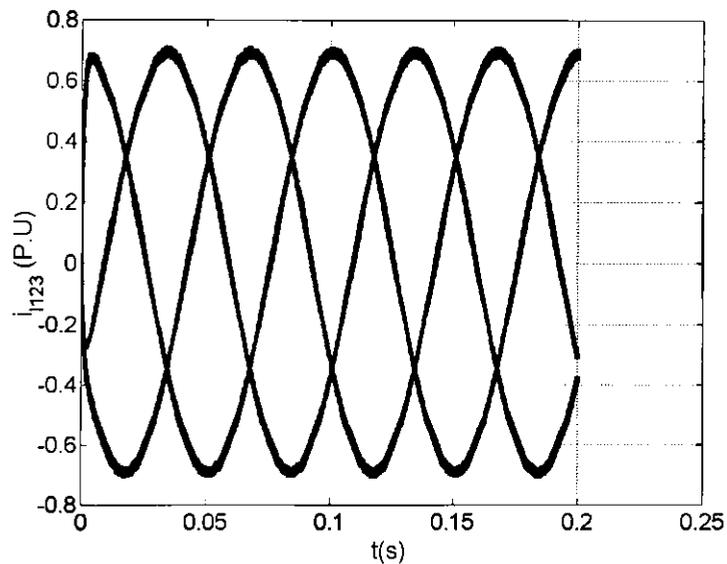


figura 2.9 – corrente no conversor L

Na figura 2.8 temos a tensão e corrente de uma única fase do conversor G e na figura 2.9 temos as correntes 123 do conversor L, nesta simulação utilizamos a frequência da fonte igual a 60Hz e a frequência para a tensão da carga foi de 10Hz. Para esta simulação usamos um controlador por histerese para a corrente e um controlador PI para a tensão de barramento.

3. CONVERSOR CA/CC/CA DE CINCO BRAÇOS

O conversor de cinco braços opera similarmente ao conversor de seis braços, Porém, haverá uma diferença na questão dos *ratings* de tensão. Como será visto mais adiante quando calcularmos o *rating* de tensão do conversor de cinco braços. E esta diferença só se anula quando temos um perfeito sincronismo entre as tensões *G* e *L*. O conversor de cinco braços é apresentado na figura 3.1

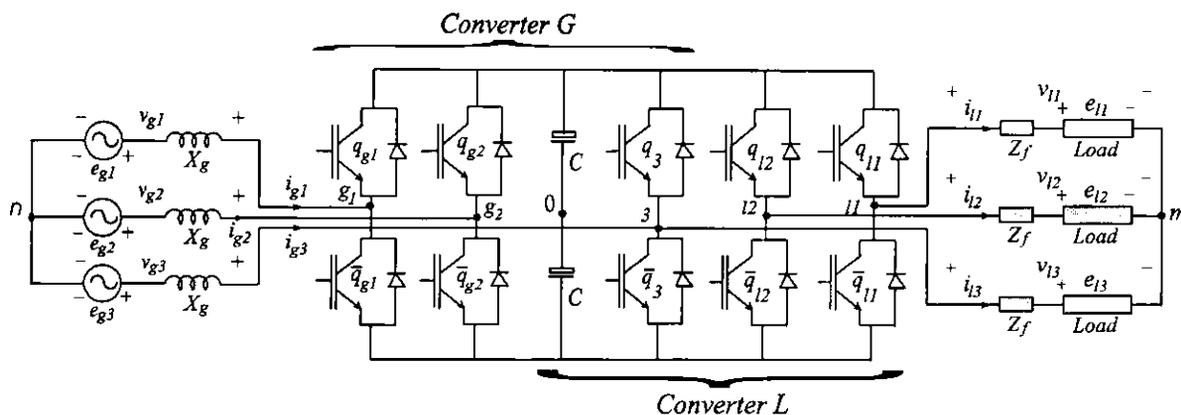


Figura 3.1, conversor de cinco braços.

O conversor *G* é formado pelo barramento de capacitores e pelas chaves q_{g1} , q_{g2} , q_{g3} e suas respectivas complementares \bar{q}_{g1} , \bar{q}_{g2} , \bar{q}_{g3} , o conversor *L* é formado pelo barramento e as chaves q_{l1} , q_{l2} , q_{l3} , e suas respectivas complementares \bar{q}_{l1} , \bar{q}_{l2} , \bar{q}_{l3} , as chaves q_3 e \bar{q}_3 , são compartilhadas por ambos os conversores.

O conversor apresentado é do tipo três fios, ou seja, não há conexão entre o ponto '0' de referência, entre os capacitores, e alguns dos outros pontos do circuito, isso faz com que não haja circulação de componentes homopolares por estes pontos e o ponto '0'.

As tensões e_{g1} , e_{g2} , e_{g3} são correspondentes à fonte de tensão e são equilibradas e defasadas de 120° umas das outras. As tensões e_{l1} , e_{l2} , e_{l3} são as tensões na carga, que também são equilibradas e defasadas de 120° entre si.

X_g representa uma reatância indutiva e sua respectiva resistência interna. Z_f representa a impedância do filtro localizado no lado da carga, utilizado para diminuir a taxa de distorção harmônica de corrente e também de tensão, caso seja necessário. As tensões v_{g1} , v_{g2} , e v_{g3} são respectivamente as tensões da fonte somadas às tensões em X_g . As tensões v_{l1} , v_{l2} , e v_{l3} são as respectivas tensões da carga somadas as tensões na fonte. Temos ainda as correntes no *grid* (do lado da fonte) e na carga que são dadas respectivamente por i_{g1} , i_{g2} , i_{g3} e por i_{l1} , i_{l2} , i_{l3} .

Podemos a partir do circuito apresentado na figura 3.1, escrever as seguintes equações:

$$v_{g1} = v_{g10} - v_{n0} \quad (3.1)$$

$$v_{g2} = v_{g20} - v_{n0} \quad (3.2)$$

$$v_{g3} = v_{g30} - v_{n0} \quad (3.3)$$

$$v_{l1} = v_{l10} - v_{m0} \quad (3.4)$$

$$v_{l2} = v_{l20} - v_{m0} \quad (3.5)$$

$$v_{l3} = v_{l30} - v_{m0} \quad (3.6)$$

Onde v_{g10} , v_{g20} , v_{g30} , v_{l10} , v_{l20} , e v_{l30} são as tensões de pólo do circuito, e v_{n0} e v_{m0} são dados por:

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{g10} + v_{g20} + v_{g30}) \quad (3.7)$$

$$v_{m0} = \frac{1}{3}(v_{l10} + v_{l20} + v_{l30}) \quad (3.8)$$

Observa-se ainda que as tensões v_{g30} e v_{l30} são iguais, pois são determinadas pelo braço compartilhado e serão chamadas a partir de agora de v_{30} .

O estado de condução de todas as chaves pode ser representado por uma variável binária onde 1 representa a chave fechada e 0 representa a chave aberta. Podemos assim determinar as tensões de pólo da seguinte forma:

$$v_{g10} = v_c q_{g1} - v_c (1 - q_{g1}) v_c = (2q_{g1} - 1)v_c = (2q_{g1} - 1)E/2 \quad (3.9)$$

$$v_{g20} = v_c q_{g2} - v_c (1 - q_{g2}) v_c = (2q_{g2} - 1)v_c = (2q_{g2} - 1)E/2 \quad (3.10)$$

$$v_{30} = v_c q_3 - v_c (1 - q_3) v_c = (2q_3 - 1)v_c = (2q_3 - 1)E/2 \quad (3.11)$$

$$v_{l10} = v_c q_{l1} - v_c (1 - q_{l1}) v_c = (2q_{l1} - 1)v_c = (2q_{l1} - 1)E/2 \quad (3.12)$$

$$v_{l20} = v_c q_{l2} - v_c (1 - q_{l2}) v_c = (2q_{l2} - 1)v_c = (2q_{l2} - 1)E/2 \quad (3.13)$$

Onde E representa a tensão de barramento e v_c representa a tensão em cada capacitor, como os capacitores são iguais, $v_c = E/2$.

3.1 Controle PWM

O controle *PWM* (*pulse width modulation*) é utilizado neste conversor para a determinação das tensões de referencia das chaves. Assim, denominamos as tensões de referencia desejadas no *grid* e na carga como sendo dadas por:

v_{g1}^* , v_{g2}^* , v_{g3}^* , v_{l1}^* , v_{l2}^* , v_{l3}^* , e as tensões de pólo são dadas por:

$$v_{g10}^* = v_{g1}^* + v_{n0}^* \quad (3.14)$$

$$v_{g20}^* = v_{g2}^* + v_{n0}^* \quad (3.15)$$

$$v_{g30}^* = v_{g3}^* + v_{n0}^* \quad (3.16)$$

$$v_{l10}^* = v_{l1}^* + v_{m0}^* \quad (3.17)$$

$$v_{l20}^* = v_{l2}^* + v_{m0}^* \quad (3.18)$$

$$v_{l30}^* = v_{l3}^* + v_{m0}^* \quad (3.19)$$

Substituindo (3.19) em (3.16), uma vez que $v_{g30}^* = v_{l30}^* = v_{30}^*$ chegamos a seguinte equação:

$$v_{m0}^* = v_{gl}^* + v_{n0}^* \quad (3.20)$$

Onde

$$v_{gl}^* = v_{g3}^* - v_{l3}^* \quad (3.21)$$

A equação (3.20) mostra que v_{n0}^* e v_{m0}^* são dependentes, ou seja, elas não podem ser definidas independentemente. Por exemplo, se v_{n0}^* é escolhido, então v_{m0}^* é automaticamente definido uma vez que v_{gl}^* já é dado.

Substituindo (3.20) em (3.17) e (3.18), as tensões de pólo de referencia ficam sendo dadas da seguinte forma:

$$v_{g10}^* = v_{g1}^* + v_{n0}^* \quad (3.22)$$

$$v_{g20}^* = v_{g2}^* + v_{n0}^* \quad (3.23)$$

$$v_{30}^* = v_{g3}^* + v_{n0}^* \quad (3.24)$$

$$v_{l10}^* = v_{l1}^* + v_{gl}^* + v_{n0}^* \quad (3.25)$$

$$v_{l20}^* = v_{l2}^* + v_{gl}^* + v_{n0}^* \quad (3.26)$$

Neste momento, o conjunto de variáveis passa a ser dado pelas variáveis v_{g1}^* , v_{g2}^* , v_{g3}^* , $v_{l1}^* + v_{gl}^*$, $v_{l2}^* + v_{gl}^*$. E a diferença entre estas tensões está restrita ao intervalo $[-E, +E]$. No próximo item será apresentado a estratégia para o *PWM*.

Determinamos o valor do tempo de permanência da chave fechada (τ_j) mediante o diagrama apresentado na figura 3.2, onde T representa o período de chaveamento do *PWM*, v_{c1} e v_{c2} são as tensões dos capacitores (iguais conforme se observa na figura 3.1), v_{j0}^* é a tensão de pólo e $j = g1, g2, 3, l1, l2$.

v_{j0}^* é igual à tensão média no período de chaveamento T , logo:

$$v_{j0}^* = \frac{(v_{c1} * \tau_j - (T - \tau_j) * v_{c2})}{T}$$

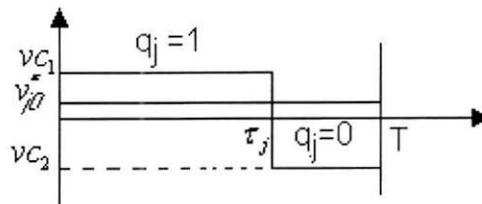


Figura 3.2

e sendo $v_{c1} = v_{c2} = E/2$, chegamos a equação (3.27) que determina o valor de τ_j em função do valor de v_{j0}^*

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{j0}^* \quad (3.27)$$

3.1.1. Método do fator de distribuição global

Este método é usado para determinar a tensão v_{n0}^* , de forma a reduzir a taxa de distorção harmônica sem haver prejuízo das demais tensões. Calculamos a tensão v_{n0}^* pela equação (3.28).

$$v_{n0}^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^* \quad (3.28)$$

Onde $v_{\max}^* = \max V$ e $v_{\min}^* = \min V$, e $V = \{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*, v_{l1}^* + v_{gl}^*, v_{l2}^* + v_{gl}^*\}$, o fator de distribuição μ é dado por

$$\mu = \frac{t_{oi}}{t_o} \quad (3.29)$$

O fator de distribuição pode ser escolhido como função do índice de modulação (mi) para reduzir o *THD* (*total Harmonic distortion*) das tensões de saída. Este parâmetro modifica o posicionamento do pulso do PWM, como exemplo um $\mu = 0$ temos um pulso no início do período de chaveamento.

3.1.2. Algoritmo para determinações das tensões

Utilizaremos o método descrito na seção anterior. Dividimos o procedimento nos seguintes passos:

1. Escolher o fator de distribuição global μ ;
2. Calcular v_{\max}^* e v_{\min}^* , e em seguida determinar v_{n0}^* ;
3. Determinar v_{g10}^* , v_{g20}^* , v_{g30}^* , v_{l10}^* , e v_{l20}^* a partir de (22)-(26);
4. Calculam-se os valores de τ_{g10}^* , τ_{g10}^* , τ_{g10}^* , τ_{l10}^* , τ_{l20}^* , segundo a equação (27);
5. Por fim definimos um contador programável que contara o tempo de permanência da chave fechada (se o tempo for menor que τ_j) e da chave aberta (se o tempo for maior que τ_j);

3.2 Análise do *rating* de tensão do conversor de cinco braços

Nesta seção apresentaremos uma breve análise sobre os níveis de *rating* de tensão, mostraremos como ocorre a distribuição dos níveis de tensão para os conversores G e L (figura 3.1).

Para $v_{30} = 0$, as equações do PWM podem ser reescritas, pois agora $v_{n0} = -v_{g3}$ conforme a equação (3.24) (o (*) foi retirado porque agora estamos tratando das equações do circuito e não com a geração das referências). Fazendo o desenvolvimento a partir das equações (3.22) –(3.26):

$$v_{g10} = v_{g1} - v_{g3} = \sqrt{3}V_g \leq E/2$$

$$v_{g20} = v_{g2} - v_{g3} = \sqrt{3}V_g \leq E/2$$

$$v_{l10} = v_{l1} + v_{gl} + v_{n0} = v_{l1} + v_{g3} - v_{l3} - v_{g3} = v_{l1} - v_{l3} = \sqrt{3}V_l \leq E/2$$

$$v_{l20} = v_{l2} + v_{gl} + v_{n0} = v_{l2} + v_{g3} - v_{l3} - v_{g3} = v_{l2} - v_{l3} = \sqrt{3}V_l \leq E/2$$

Assim obtemos que as tensões máximas possíveis para V_g e V_l para a condição de $v_{30} = 0$ são :

$$V_g \leq \frac{(E/\sqrt{3})}{2} \quad (3.30)$$

$$V_l \leq \frac{(E/\sqrt{3})}{2} \quad (3.31)$$

Porém com a estratégia PWM apresentada, obteremos níveis de tensão de forma que:

$$V_g \leq (1-k)(E/\sqrt{3}) \quad (3.32)$$

$$V_l \leq k(E/\sqrt{3}) \quad (3.33)$$

Onde $0 \leq k \leq 1$, assim para $k=1/2$, obtemos as condições descritas nas equações (3.30) e (3.31).

3.2.1 Sincronização

Uma forma de obter um maior aproveitamento da tensão de barramento do conversor de cinco braços é fazer o sincronismo das tensões, ou seja, fazer com que as tensões v_{g1} , v_{g2} , e v_{g3} estejam em fase respectivamente com as tensões v_{l1} , v_{l2} , e v_{l3} , se esta condição for satisfeita verificaremos que o aproveitamento da tensão de barramento será igual ao do conversor de seis braços (*Full Bridge*). Primeiramente vamos fazer um estudo das condições limitantes do conversor de cinco braços e em seguida vamos mostrar os resultados para as condições de sincronismo e não-sincronismo .

Sendo a tensão de barramento igual a $E (v_{c1} + v_{c2})$, e aplicando a lei das tensões de *Kirchoff* para a malha compreendida entre os pontos g_1 e g_2 , por exemplo, observamos que para qualquer instante de tempo a máxima tensão entre g_1 e g_2 será sempre menor ou igual a E . Assim obtemos as demais equações para as tensões de linha das demais malhas.

$$v_{g1} - v_{g2} \leq E , (g_1, g_2) \quad (3.32)$$

$$v_{g1} - v_{g3} \leq E , (g_1, g_3) \quad (3.33)$$

$$v_{g2} - v_{g3} \leq E , (g_2, g_3) \quad (3.34)$$

$$v_{l1} - v_{l2} \leq E , (l_1, l_2) \quad (3.35)$$

$$v_{l2} - v_{l3} \leq E , (l_2, l_3) \quad (3.36)$$

$$v_{l2} - v_{l3} \leq E , (l_2, l_3) \quad (3.37)$$

Fazendo esta mesma análise, agora envolvendo o braço compartilhado, ou seja fechando a malha agora entre os conversores G e L obtemos as equações (3.38)-(3.41).

$$v_{g1} - v_{g3} + v_{l3} - v_{l2} \leq E, (g_1, l_2) \quad (3.38)$$

$$v_{g1} - v_{g3} + v_{l3} - v_{l1} \leq E, (g_1, l_3) \quad (3.39)$$

$$v_{g2} - v_{g3} + v_{l3} - v_{l2} \leq E, (g_2, l_1) \quad (3.40)$$

$$v_{g2} - v_{g3} + v_{l3} - v_{l2} \leq E, (g_2, l_2) \quad (3.41)$$

Desejamos que as tensões em cada fase sejam equilibradas, em ambos os conversores, desta forma sendo as tensões serão: $v_{g1}(t) = V_g \cos(\omega t + \varepsilon)$, $v_{g2}(t) = V_g \cos(\omega t - 120^\circ + \varepsilon)$, $v_{g3}(t) = V_g \cos(\omega t + 120^\circ + \varepsilon)$, e para o conversor $v_{l1}(t) = V_l \cos(\omega t)$, $v_{l2}(t) = V_l \cos(\omega t - 120^\circ)$, $v_{l3}(t) = V_l \cos(\omega t + 120^\circ)$. Sendo assim, os valores de V_g e V_l , através das equações (3.30)-(3.35) será tal que:

$$V_g \leq \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (3.42)$$

$$V_l \leq \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (3.43)$$

Chamaremos as condições descritas pelas equações (3.42) e (3.43) de condições padrões, pois estas se verificam em todas as classes de conversores trifásicos.

O diferencial neste conversor ocorre quando analisamos as equações características dele que são as equações (3.38)-(3.41). Cada equação descreve uma condição distinta. Para a equação (3.38), temos o seguinte desenvolvimento:

$$\begin{aligned} v_{g1} - v_{g3} + v_{l3} - v_{l2} &\leq E \\ V_g \cos(\omega t + \varepsilon) - V_g \cos(\omega t + 120^\circ + \varepsilon) + V_l \cos(\omega t + 120^\circ) - V_l \cos(\omega t) &\leq E \\ \frac{3}{2} V_g \cos(\omega t) \cos(\varepsilon) - \frac{3}{2} V_g \sin(\omega t) \sin(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \sin(\omega t) \cos(\varepsilon) + \\ + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \cos(\omega t) \sin(\varepsilon) - \frac{\sqrt{3}}{2} V_l \cos(\omega t) - \frac{3}{2} V_l \cos(\omega t) &\leq E \end{aligned}$$

colocando o $\cos(\omega t)$ e o $\sin(\omega t)$ em evidência chegamos a:

$$\cos(\omega t) \left(\frac{3}{2} V_g \cos(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \sin(\varepsilon) - \frac{3}{2} V_l \right) + \sin(\omega t) \left(-\frac{3}{2} V_g \cos(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\varepsilon) - \frac{\sqrt{3}}{2} V_l \right) \leq E$$

elevando as amplitudes ao quadrado

$$\left(\frac{3}{2} V_g \cos(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \sin(\varepsilon) - \frac{3}{2} V_l \right)^2 + \left(-\frac{3}{2} V_g \cos(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \sin(\varepsilon) - \frac{\sqrt{3}}{2} V_l \right)^2 \leq E^2$$

após algumas manipulações algébricas chegamos a condição I, apresentada na equação (3.44).

$$\sqrt{3V_g^2 - 6V_g \cos(\varepsilon)V_l + 3V_l^2} \leq E \quad (3.44)$$

A equação (3.39) nos dá a segunda condição, vejamos:

$$v_{g1} - v_{g3} + v_{l3} - v_{l1} \leq E$$

$$V_g \cos(\omega t + \varepsilon) - V_g \cos(\omega t + 120^\circ + \varepsilon) + V_l \cos(\omega t + 120^\circ) - V_l \cos(\omega t - 120^\circ) \leq E$$

$$\begin{aligned} & \frac{3}{2} V_g \cos(\omega t) \cos(\varepsilon) - \frac{3}{2} V_g \sin(\omega t) \sin(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \sin(\omega t) \cos(\varepsilon) + \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \cos(\omega t) \sin(\varepsilon) - \sqrt{3} V_l \sin(\omega t) \leq E \end{aligned}$$

colando $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ em evidência e em seguida elevando as amplitudes ao quadrado, ficamos com:

$$\cos(\omega t) \left(\frac{3}{2} V_g \cos(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \sin(\varepsilon) \right) + \sin(\omega t) \left(-\frac{3}{2} V_g \sin(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \cos(\varepsilon) - \sqrt{3} V_l \right) \leq E$$

$$\left(\frac{3}{2} V_g \cos(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \sin(\varepsilon) \right)^2 + \left(-\frac{3}{2} V_g \sin(\varepsilon) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_g \cos(\varepsilon) - \sqrt{3} V_l \right)^2 \leq E^2$$

após manipulações algébricas, chegamos a segunda condição:

$$\sqrt{3V_g^2 + 3V_g V_l (\sqrt{3} \sin \varepsilon - \cos \varepsilon) + 3V_l^2} \leq E \quad (3.45)$$

A equação (3.40) nos fornecerá a terceira condição, segue abaixo o desenvolvimento.

$$\begin{aligned} v_{g2} - v_{g3} + v_{l3} - v_{l2} &\leq E \\ V_g \cos(\omega t - 120^\circ + \varepsilon) - V_g \cos(\omega t + 120^\circ + \varepsilon) + V_l \cos(\omega t + 120^\circ) - V_l \cos(\omega t) &\leq E \\ \sqrt{3}V_g \cos(\omega t) \sin(\varepsilon) + \sqrt{3}V_g \sin(\omega t) \cos(\varepsilon) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t) - \frac{3}{2} V_l \cos(\omega t) &\leq E \\ \cos(\omega t) \left(\sqrt{3}V_g \sin(\varepsilon) - \frac{3}{2} V_l \right) + \sin(\omega t) \left(\sqrt{3}V_g \cos(\varepsilon) - \frac{1}{2} V_l \sqrt{3} \right) &\leq E \\ \left(\sqrt{3}V_g \sin(\varepsilon) - \frac{3}{2} V_l \right)^2 + \left(\sqrt{3}V_g \cos(\varepsilon) - \frac{1}{2} V_l \sqrt{3} \right)^2 &\leq E^2 \end{aligned}$$

por fim temos o resultado da terceira condição mostrado na equação (3.46)

$$\sqrt{3V_g^2 + 3V_g V_l (-\sqrt{3} \sin \varepsilon - \cos \varepsilon) + 3V_l^2} \leq E \quad (3.46)$$

E a quarta e última condição é determinada pela equação (3.41), temos:

$$\begin{aligned} v_{g2} - v_{g3} + v_{l3} - v_{l2} &\leq E \\ V_g \cos(\omega t - 120^\circ + \varepsilon) - V_g \cos(\omega t + 120^\circ + \varepsilon) + V_l \cos(\omega t + 120^\circ) - V_l \cos(\omega t - 120^\circ) &\leq E \\ \sqrt{3}V_g \cos(\omega t) \sin(\varepsilon) + \sqrt{3}V_g \sin(\omega t) \cos(\varepsilon) - \sqrt{3}V_l \sin(\omega t) &\leq E \\ \cos(\omega t) \left(\sqrt{3}V_g \sin(\varepsilon) \right) + \sin(\omega t) \left(\sqrt{3}V_g \cos(\varepsilon) - \sqrt{3}V_l \right) &\leq E \\ \left(\sqrt{3}V_g \sin(\varepsilon) \right)^2 + \left(\sqrt{3}V_g \cos(\varepsilon) - \sqrt{3}V_l \right)^2 &\leq E^2 \end{aligned}$$

por fim a quarta condição é dada por:

$$\sqrt{3V_g^2 - 6V_g \cos(\varepsilon)V_l + 3V_l^2} \leq E \quad (3.47)$$

Observamos que a condição I é idêntica à condição IV, assim resulta-se em cinco condições distintas descritas pelas equações (3.42)-(3.46).

A partir das equações (3.42)-(3.46), podemos fazer alguns estudos de casos, onde verificaremos como fica a tensão de barramento quando as tensões

estão sincronizadas, defasadas de 15°, defasadas de 30°, para $V_l=1$ e $V_g=1$, para $V_l=2$ e $V_g=1$ e por último para $V_l=1$ e $V_g=2$, este último de fato assume o mesmo comportamento do anterior, devido à simetria das equações. Segue abaixo o resultado das equações para todos os casos.

Caso 1: $\varepsilon = 0^\circ$

$$V_g \leq \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (3.48)$$

$$V_l \leq \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (3.49)$$

$$\sqrt{3}(V_g - V_l) \leq E \quad (3.50)$$

$$\sqrt{(3V_g^2 - 3V_g V_l + 3V_l^2)} \leq E \quad (3.51)$$

Caso 2: $\varepsilon = 15^\circ$

$$\frac{1}{2} \sqrt{(12V_g^2 + 6\sqrt{2}V_g V_l(-\sqrt{3} - 1) + 12V_l^2)} \leq E \quad (3.52)$$

$$\frac{1}{2} \sqrt{(12V_g^2 + 6\sqrt{2}V_g V_l(-\sqrt{3} + 1) + 12V_l^2)} \leq E \quad (3.53)$$

$$\sqrt{(3V_g^2 - 3\sqrt{2}V_g V_l + 3V_l^2)} \leq E \quad (3.54)$$

As equações (3.48) e (3.49) também fazem parte deste caso.

Caso 3 : $\varepsilon = 30^\circ$

$$\sqrt{3V_g^2 - 3\sqrt{3}V_g V_l + 3V_l^2} \leq E \quad (3.55)$$

$$\sqrt{3V_g^2 + 3V_l^2} \leq E \quad (3.56)$$

Fazem parte também deste caso as equações (3.48) e (3.49).

Caso 4: $V_g = V_l = 1$

$$E \geq \sqrt{3} \quad (3.57)$$

$$\sqrt{6 - 6\cos(\varepsilon)} \leq E \quad (3.58)$$

$$\sqrt{6 + 3\sqrt{3}\text{sen}(\varepsilon) - 3\cos(\varepsilon)} \leq E \quad (3.59)$$

$$\sqrt{6 - 3\sqrt{3}\text{sen}(\varepsilon) - 3\cos(\varepsilon)} \leq E \quad (3.60)$$

Caso 5: $V_g = 1, V_l = 2$

$$E \geq 2\sqrt{3} \quad (3.61)$$

$$\sqrt{15 - 12\cos(\varepsilon)} \leq E \quad (3.62)$$

$$\sqrt{15 + 6\sqrt{3}\text{sen}(\varepsilon) - 6\cos(\varepsilon)} \leq E \quad (3.63)$$

$$\sqrt{15 - 6\sqrt{3}\text{sen}(\varepsilon) - 6\cos(\varepsilon)} \leq E \quad (3.64)$$

Faz parte também deste caso a equação (3.57)

Observamos que em alguns casos há menos equações do que em outros, isso ocorre por algumas equações ficarem idênticas, logo foram suprimidas. Estes resultados são importantes porque a partir deles conseguiremos saber qual o valor mínimo de tensão de barramento devemos ter para as dadas condições de tensão. Os gráficos abaixo mostram cada resultado separadamente, cada equação é representada por uma curva. Na figura 3.3a é apresentado o resultado da condição em sincronismo ($\varepsilon = 0^\circ$). O gráfico está plotado com E versus V_l onde V_g foi mantido constante e $\varepsilon = 0^\circ$ como já mencionado. O valor de E deve ser tal que satisfaça a todas as condições simultaneamente, logo prevalece a que determina um maior valor de E , pois se E é satisfeito para as condições maiores, estará satisfeito para os menores. Observamos conseqüentemente que E possui uma região de soluções delimitadas que é a região acima de todas as curvas. Vemos na figura 3.3b, a curva delineada pela a interseção de todas as curvas, onde E pode assumir qualquer valor acima desta, é interessante destacar que o quanto menores forem os valores desta curva, mais bem aproveitado estará sendo o barramento.

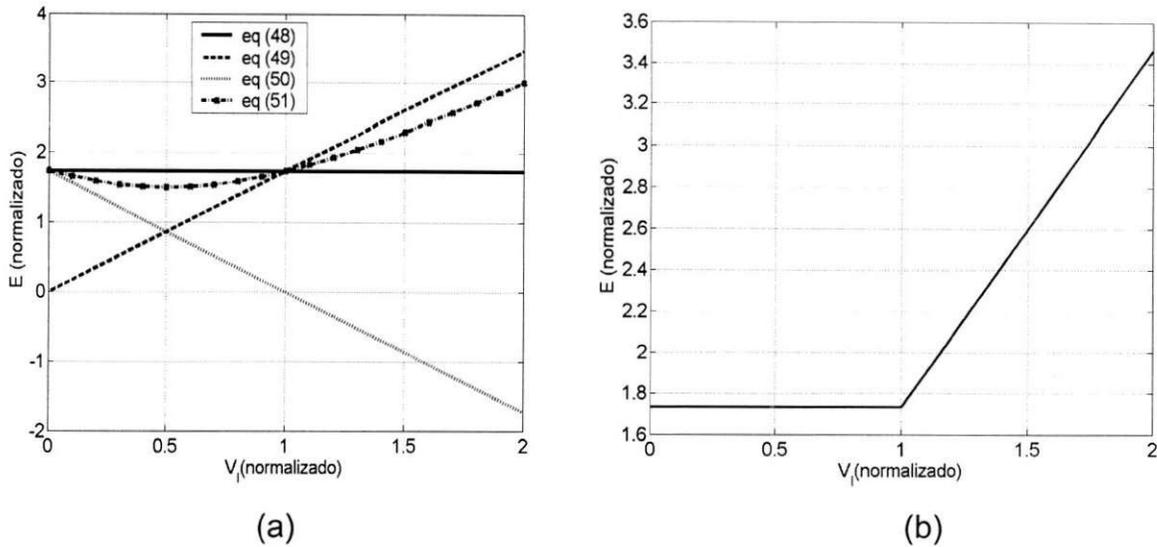


Figura 3.3, Tensão de barramento em função de V_l , com $V_g = 1$ e $\varepsilon = 0^\circ$

Observamos na figura 3.3b, que o comportamento do conversor de cinco braços é semelhante ao conversor de seis braços no que se refere ao *rating* de tensão, ou seja, o limiar de funcionamento para a tensão de barramento é de $E \geq V_l \sqrt{3}$.

Porém, à medida que o defasamento aumenta esta condição vai aumentando, como podemos verificar para o segundo caso onde $\varepsilon = 15^\circ$, mostrado nas figura 3.3a e 3.3b. Na figura 3.3a temos agora cinco curvas, visto que neste caso temos cinco equações condicionantes. Na figura 3.3b temos a resultante da interseção das curvas, onde a região válida para a tensão de barramento é toda região acima da curva. Observamos que esta curva apresenta uma inclinação que se inicia próximo do valor de $0.5V_l$, donde concluímos que se faz necessário um maior nível de tensão de barramento para valores de V_l acima de 0.5, por exemplo se trabalharmos com $V_g = 1$ e $V_l = 1$ com defasamento $\varepsilon = 0^\circ$ necessitaríamos de um valor $E = \sqrt{3}$, se fomos agora trabalhar com as mesmas condições anteriores porém com $\varepsilon = 15^\circ$ teremos que utilizar um valor de E de no mínimo igual a $E = 2.1$ que é maior que $\sqrt{3}$, mostrando que o aproveitamento do barramento é um pouco menor. O aproveitamento torna-se ainda menor para o caso onde $\varepsilon = 30^\circ$ como veremos adiante.

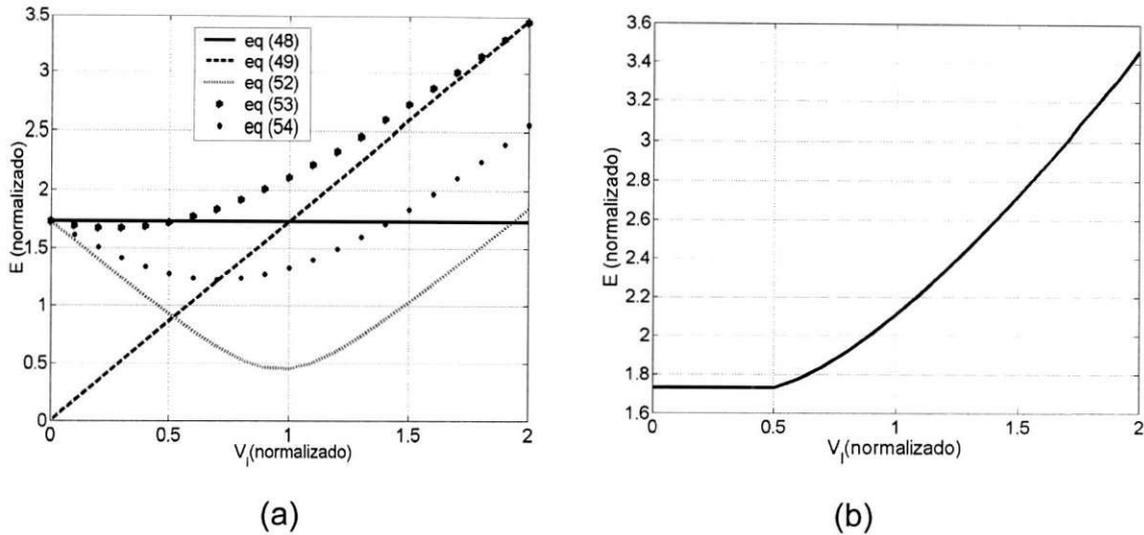


Figura 3.4 - Tensão de barramento em função de V_l , com $V_g = 1$ e $\varepsilon = 15^\circ$

Na figura 3.5 vemos a variação da tensão de barramento mínima necessária para um defasamento entre as tensões G e L de 30° . Como era de se esperar, o nível de tensão requerido é maior do que os casos anteriores.

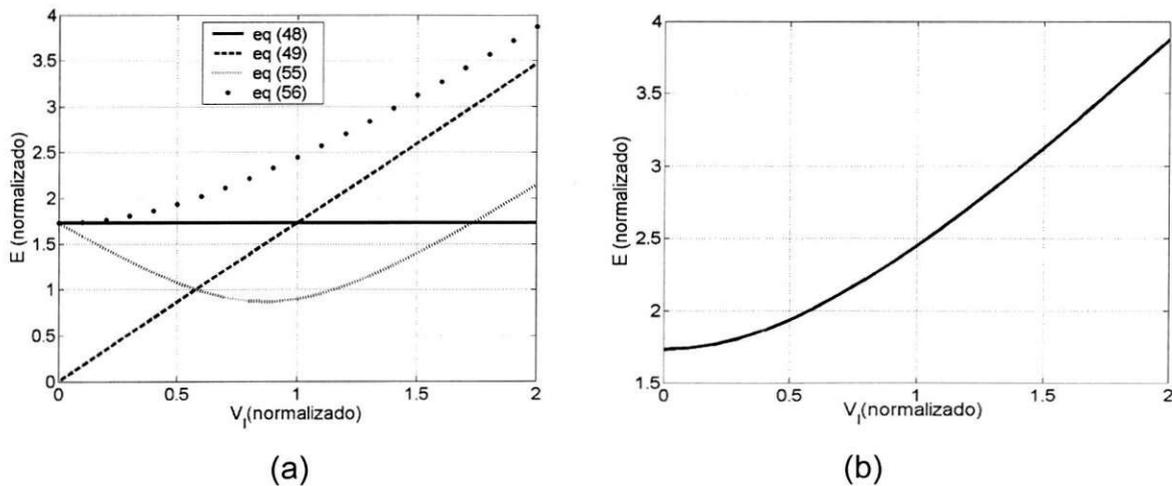


Figura 3.5 - Tensão de barramento em função de V_l , com $V_g = 1$ e $\varepsilon = 30^\circ$

No quarto caso, verificamos o comportamento da tensão de barramento quando temos ambas as tensões G e L constantes e a fase variando. O gráfico mostrado na figura 3.6 representa a tensão de barramento em função da defasagem entre as tensões e $V_g = V_l = 1$. O valor de ε é variado de -180° a 180° , e observamos que há uma simetria em relação ao ponto onde $\varepsilon = 0^\circ$.

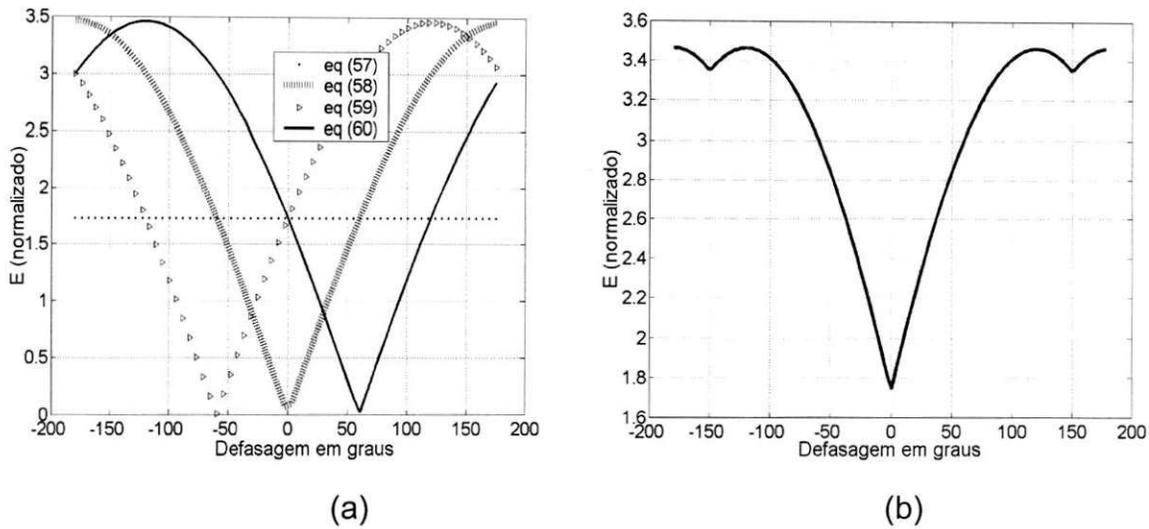


Figura 3.6 Tensão de Barramento em função de ε , com $V_g = V_l = 1$

A simetria acontece por que o comportamento do conversor é indiferente se a tensão no lado G está adiantada ou atrasada em relação à tensão do lado L , o importante é o quanto está atrasada ou adiantada. É interessante ainda observar que para $\varepsilon = 0^\circ$, temos um valor de $E = \sqrt{3}$ como foi verificado no caso 1.

Por último temos o caso 5. Este tem o funcionamento semelhante ao de um transformador 1:2, a tensão na carga (L) é duas vezes maior que a tensão na fonte. O comportamento da tensão de barramento é verificado em função da defasagem entre as tensões G e L conforme o caso 4. Na figura 3.7 é mostrado o resultado obtido para este caso.

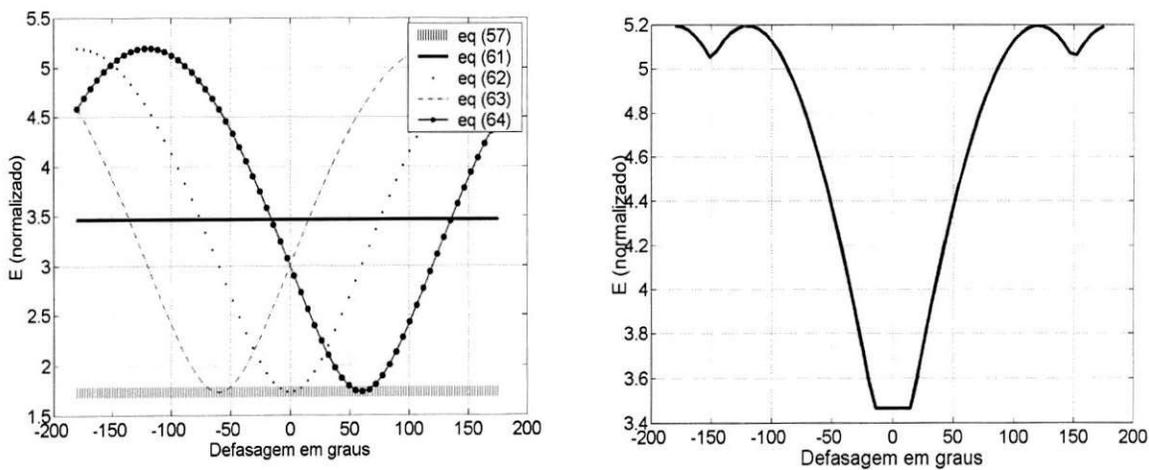


Figura 3.7 - Tensão de Barramento em função de ε , com $V_g = 1$, $V_l = 2$

3.3. Sistema de Controle

Nesta seção detalharemos o sistema de controle para o conversor de cinco braços com a estratégia *PWM* apresentada. O diagrama de bloco desse sistema é mostrado na figura 3.8. Este bloco de controle é muito similar ao do de seis braços, no que se refere a sua logística, porém o bloco, por exemplo, do *PWM* é distinto daquele de seis braços. A grande diferença neste diagrama é que agora temos um sincronismo entre a tensão *G* e *L*. É este sincronismo que garante, como já visto, um *rating* de tensão de $V_g = V_l = \frac{E}{\sqrt{3}}$.

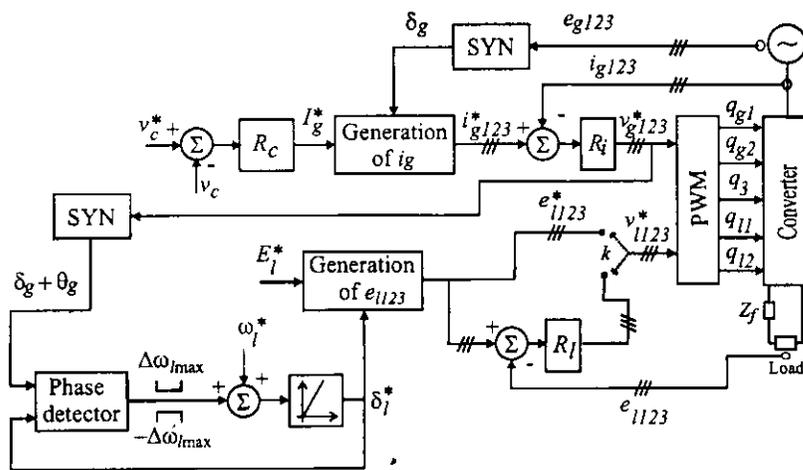


figura 3.8 – bloco de controle para o conversor de cinco braços

O controlador R_i adotado foi o PI modificado e para R_c adotou-se o controlador PI as funções de transferência para estes controladores são mostradas nas equações (3.65) e (3.66) respectivamente, não fizemos uso do controlador R_l , pois não utilizamos o filtro Z_f .

$$G(s) = \frac{K_a s^2 + K_b s + K_c}{s^2 + w} \quad (3.65)$$

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i (K_p s + K_i + 1)}{s} \quad (3.66)$$

O PI modificado foi utilizado para o controlador de corrente R_i porque garante erro em regime permanente igual a zero para grandezas senoidais, como é o nosso caso. E o PI foi utilizado para o controle da tensão de barramento, R_c porque este garante um erro em regime permanente igual a zero para grandezas constantes.

Para fazer o sincronismo entre a tensão de v_{g123}^* e a tensão e_{l123}^* fizemos uso de um detector de passagem por zero que detecta a diferença de fase entre estas tensões, e gera a fase do sinal e_{l123}^* . Após geradas as tensões v_{g123}^* e e_{l123}^* , estas são utilizadas para calcular as tensões de pólo de referência, segundo as equações (3.22)-(3.26). Com os valores das tensões de pólo de referência, calculam-se os tempos de duração que cada chave deve permanecer fechada e estes valores determinam o estado atual de cada chave.

4. Resultados obtidos para o conversor de cinco braços

Nesta seção mostraremos os resultados obtidos tanto para a simulação quanto experimentalmente.

4.1 Resultados de simulação

Simulamos o conversor de cinco braços na condição de sincronismo, que é condição que ele apresenta um maior aproveitamento da tensão de barramento. Para a esta simulação utilizamos um resistência e uma indutância de *grid* trifásica onde $R_g = 0.1\Omega$ e $L_g = 6mH$, e uma carga RL trifásica de $R = 10\Omega$ e $L = 13mH$. A seguir temos os parâmetros da simulação:

- Capacitância do barramento de $1mF$;
- Tensão de barramento de $300V$;
- Amplitude da tensão da carga de $\frac{300}{\sqrt{3}}V$;

- Amplitude da tensão da fonte de 150V;
- Freqüência de 60Hz;
- Freqüência de chaveamento de 10kHz;
- Ganhos do controlador de corrente de $K_p = 100$ e $K_i = 1000$, e $K_a = K_p$, $K_b = 2K_i$ e $K_c = K_p(2.\pi.f)^2$;
- Ganhos do controlador do capacitor de $K_p = 0.08$ e $K_i = 3.8$;

É apresentada na figura 4.1 a tensão e a corrente de uma das fases da fonte, observamos que a corrente e tensão estão em fase, logo o controlador mostrou-se adequado. Na figura 4.2 temos as correntes 123 da carga. E por último temos na figura 4.3 a tensão em um dos capacitores do barramento, vale lembrar que os capacitores estão em serie, logo ambos tem a mesma tensão.

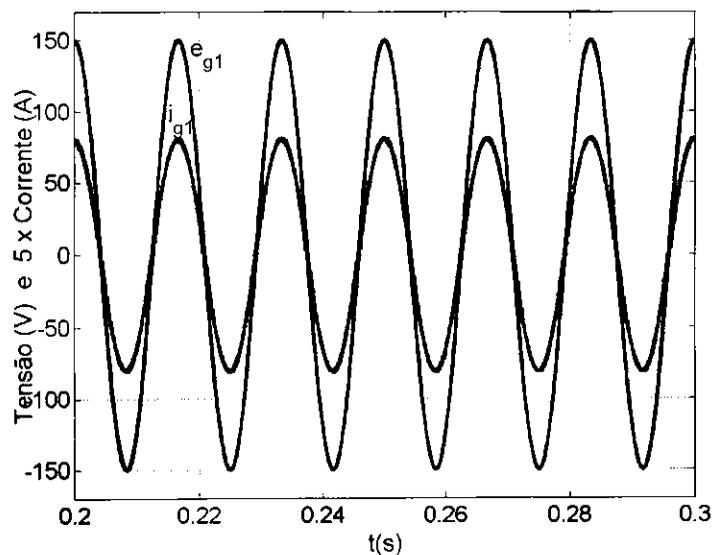


figura 4.1 – tensão e corrente da fonte de uma das fases.

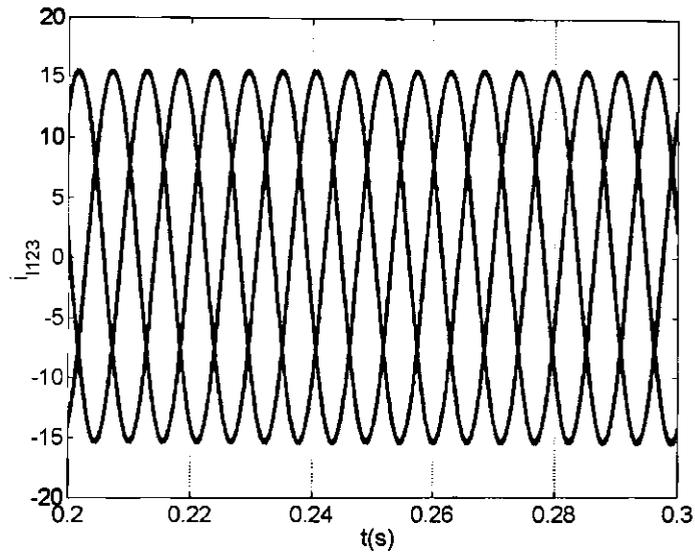


figura 4.2 – corrente 123 na carga

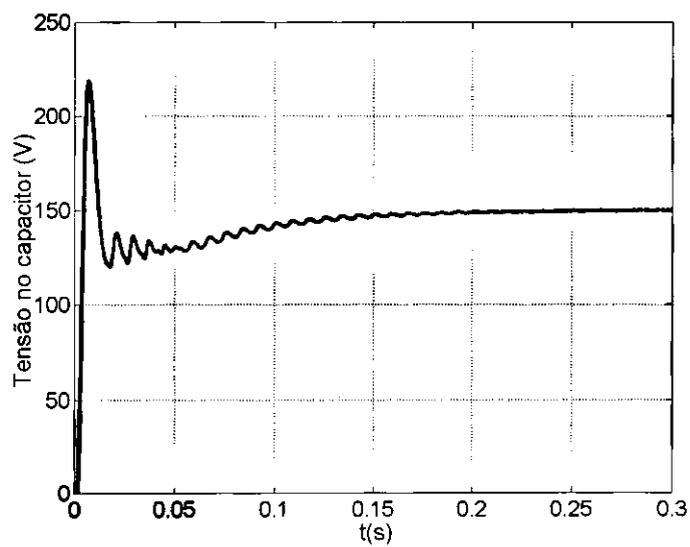


figura 4.3 – tensão no capacitor do barramento

4.2. Resultados Experimentais

Para a obtenção dos resultados experimentais, usamos:

- Um varivolt com tensão de saída de 20Vrms;

- Um motor trifásico 220/380V 750W, com rotor bloqueado, atuando como carga;
- Um barramento de 200V;
- E tensão de carga de amplitude igual a $\frac{200}{\sqrt{3}}$ V
- Indutância de filtro de
- $R_g = 0.5\Omega$ e $L = 2\text{mH}$

Na figura 4.4 temos o resultado obtido experimental para a tensão e corrente na fonte (varivolt). Os picos tensão observados na forma de onda da tensão da fonte se devem a problemas de leitura da corrente e ao chaveamento do conversor. Na figura 4.5 temos a corrente 123 na carga do conversor. Na figura 4.6 temos a tensão do capacitor, onde vemos uma ondulação que se deve basicamente a imprecisões nas medições, interferência eletromagnética e ao chaveamento do conversor.

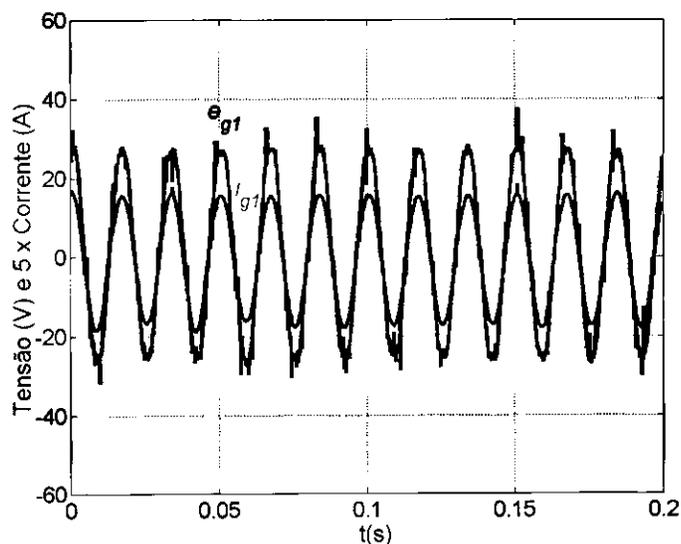


figura 4.4 – Tensão e corrente na fonte em uma das fases

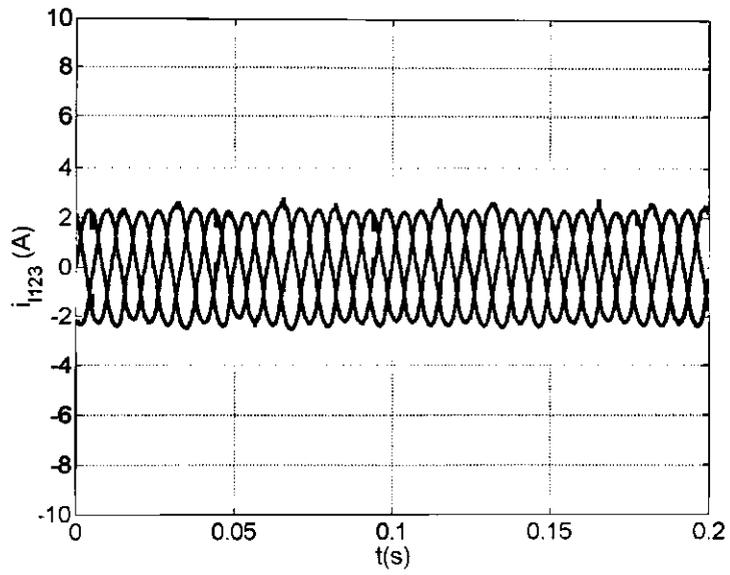


figura 4.4 – corrente 123 na carga

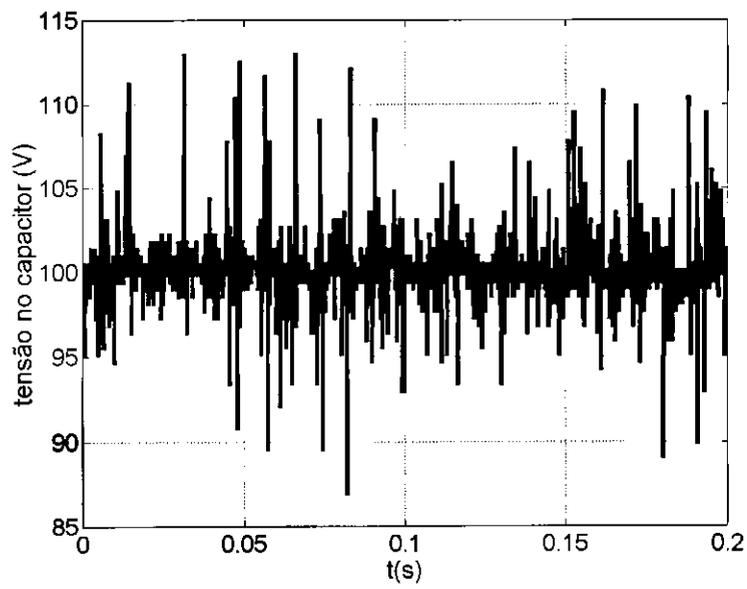


figura 4.5 – tensão no capacitor

Conclusões

Atualmente são usados em abundância os conversores de tensão ca/cc, cc/ca e ca/cc/ca. Estes conversores por sua injetam harmônicos na rede de distribuição, prejudicando o perfil senoidal da tensão de alimentação. Os conversores controlados surgiram com o propósito de reduzir o THD presente no sistema elétrico.

Se aumentássemos a frequência de chaveamento destes conversores, faríamos que os componentes harmônicos aparecessem em frequências mais elevadas, melhorando, por conseguinte a filtragem. Porém a potencia dissipada nas chaves é proporcional à frequência de chaveamento. Uma forma de reduzir as perdas no sistema é reduzir o número de chaves utilizadas, de forma que a potência total seja menor.

O conversor de cinco braços surge então como uma nova alternativa para a conversão ca/ca, apresentando a vantagem de obter o mesmo aproveitamento da tensão de barramento do conversor de seis braços.

Como pode ser observado ao longo do trabalho, o conversor de cinco braços mostrou um comportamento bastante satisfatório na conversão ca/ca, principalmente quando opera com as tensões em sincronismo de fase. Podendo este conversor ser usado em sistemas de acionamento de máquinas de corrente alternada, sistemas de segurança a queda de tensão, filtros ativos, dentre outras aplicações.

Concluimos mediante os resultados apresentados que a estrutura apresentada atenda as exigências necessárias à correção das perturbações do sistema.

Bibliografia

1. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P., *Power Electronics, Converters, Applications, and design*. Second edition.
2. Mello, Fernando Pereira de, *Análise e Projetos de Fontes Chaveadas*, 1ª ed. , Editora Érica, São Paulo, 1996.
3. C. Jacobina, R. Ribeiro, A Lima, and T. Oliveira, *A Reduced Switch Count Three-phase ac motor drive*. Conf. APEC, pp. 378-384, 2001.
4. Cabral, Edison Roberto, *Apostila de Eletrônica de Potência*, 2003, DEE – UFCG,