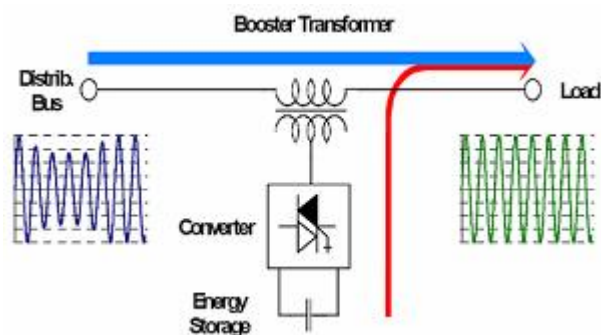




INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa



Compensador de Cavas de Tensão DVR

Bruno Roberto Saraiva Costa

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Júri

Presidente: Prof. Gil Domingos Marques
Orientador: Prof. José Fernando Alves da Silva
Vogais: Prof. Sónia Maria Nunes dos Santos Paulo Ferreira Pinto

Setembro de 2007

Agradecimentos

Agradeço a todos os que me deram apoio e incentivos ao longo do curso e da formulação desta dissertação. Nomeadamente, aos meus colegas de curso pelo seu companheirismo e amizade.

Ao Prof. José Fernando Silva, por quem nutro uma grande admiração e respeito, pela sua imensa disponibilidade para tirar dúvidas, pela sua orientação e por tentar ser sempre o mais claro possível com exemplos do quotidiano.

À minha família, pais, irmão e avós de quem privei da devida atenção e bons momentos de convívio familiar.

Por fim, um agradecimento muito especial à minha namorada Liliana por ter estado sempre presente nos bons e maus momentos, por me dar força e inspiração e pelo seu imenso carinho e amor.

Resumo

Esta dissertação apresenta a estrutura e controlo de um Compensador de Cavas de Tensão (CCT ou DVR – Dynamic Voltage Restorer, designação anglo-saxónica) que injecta um determinado valor de tensão de acordo com a cava de tensão presente de modo a eliminar os efeitos nefastos da cava. O CCT tem o secundário do transformador em série com a linha de distribuição e, o seu sistema de controlo, ao detectar uma cava de tensão tem de actuar o mais rapidamente possível de modo que a carga não seja afectada pela perturbação.

O controlo do funcionamento do CCT inclui: 1) uma malha interna de controlo não linear da corrente AC usando os vectores de tensão no referencial $\alpha\beta$; 2) uma malha externa de controlo linear das tensões alternadas, usando um controlador PI, que fornece as referências para o controlo interno de corrente e 3) um controlo de tensão discreto que injecta impulsos de corrente de forma a manter constante a tensão contínua nos condensadores do Sistema de Armazenamento de Energia (SAE).

Estes controlos são testados usando o MatLab/Simulink em diversas situações, sendo discutidos os resultados e opções tomadas no projecto.

Palavras-chave:

Compensador de Cavas de Tensão (CCT, DVR), Inversor de tensão, Controlo não-linear de corrente, Controlo linear de tensão, Controlo de tensão discreto

Abstract

This MSc thesis presents the structure and control of a Dynamic Voltage Restorer (DVR) that injects the needed voltage to mitigate voltage sags in order to eliminate the sag ominous effect in the critical load. The DVR has the secondary winding of the transformer placed in series with the distribution line and, its control system, has to act the most quickly has possible when a voltage sag is detected to make sure that the load isn't affected by this kind of disturbances.

The control of the DVR includes: 1) one internal loop to control the power inverter AC currents using $\alpha\beta$ space vector modulation (SVM); 2) one external loop that uses a linear proportional integral (PI) controller for the AC voltages, which are controlled acting in the references of the internal current control and 3) one discrete DC capacitor voltage controller that injects current pulses to keep constant the voltage value of the capacitors of the Energy Storage System.

These controls are tested using MatLab/Simulink in diverse situations. Obtained results and options taken in the project are discussed.

Key-words:

Dynamic Voltage Restorer (DVR), Voltage Sag, Voltage Source Inverter, Non-linear Current Control, Linear Voltage Control, Discrete Voltage Control

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	ii
Abstract	iii
Índice.....	iv
Lista de figuras e tabelas:	vi
Lista de abreviações e simbologia:	viii
Capítulo 1: Introdução	1
1.1 – Enquadramento.....	1
1.2 – Motivação.....	3
1.3 – Objectivos do trabalho.	4
1.4 – Organização do trabalho.	5
Capítulo 2: Estado da arte.....	6
Capítulo 3: Ante-Projecto do DVR.....	11
3.1. – Inversor trifásico de tensão.	11
3.1.1. – Topologia.....	11
3.1.2. – Modo de funcionamento.....	12
3.2. – Modelo dinâmico do inversor.....	14
3.2.1. – Modelo no sistema de coordenadas abc.	14
3.2.2. – Modelo no sistema de coordenadas $\alpha\beta$	15
3.2.3. – Modelo no sistema de coordenadas dq.....	16
3.3. – Controlo vectorial não linear das correntes trifásicas.....	17
3.3.1. – Implementação.....	17
3.3.2. – Controlo com 3^2 estados.....	18
3.3.3. – Controlo com 4^2 estados.....	20
3.4. – Controlo de tensão do lado alternado.	21
3.4.1. – Modelos matemáticos.....	22
3.4.2. – Linearização e implementação dos compensadores lineares.....	24
3.5. – Aplicação do controlo ao modelo do compensador de cava de tensão.	28
3.6. – Controlo de tensão do lado contínuo.	29
3.6.1. – Sistema de armazenamento de energia, SAE.	30
3.6.2. – Detecção do sinal da corrente.....	31
3.6.3. – Outros aspectos do controlo de tensão DC.....	32
3.7. – Detecção da cava.	33
3.8. – Sincronização do CCT.	34
Capítulo 4: Resultados.....	36
4.1. – Resultados da aplicação do controlo de corrente.	36
4.2. – Resultados da aplicação do controlo de tensão alternada.	39
4.2.1. – Resposta à cava.....	40

4.2.2. – Resposta a uma interrupção.....	42
4.2.3. – Controlo de tensão sempre activo vs stand-by.	43
4.2.4. – Aplicação do Método de Ziegler-Nichols ao controlo de tensão.	44
4.2.5. – Funcionamento com uma carga não-linear.	46
4.2.6. – Cargas assimétricas.	48
4.2.7. – Sincronização.....	49
4.3. – Resultados da aplicação do controlo de tensão contínua.	50
Capítulo 5: Conclusões.	54
5.1. – Conclusões gerais.	54
5.2. – Trabalhos futuros.....	55
Bibliografia:.....	56
Anexo A: Modelos matemáticos.	58
Anexo B: Modelos usados na simulação.....	60
Modelo 1 – Inversor trifásico com controlo de corrente.	60
Modelo 2 – CCT.....	61
Anexo C: Parâmetros de simulação.	67
Modelo 1 – Inversor trifásico com controlo de corrente.	67
Modelo 2 – CCT.....	68

Lista de figuras e tabelas:

Figura 1.1 - Mapa de eventos (cavas).	1
Figura 1.2 - Compensador de cavas de tensão.....	2
Figura 2.1 - Diagrama principal do DVR instalado em Singapura pela ABB [13].	7
Figura 2.2 - Diagrama principal do DVR instalado em Israel pela ABB [13].	8
Figura 2.3 - DVR instalado numa auto-indústria em Michigan [14].	9
Figura 3.1 - Inversor trifásico de tensão.....	11
Figura 3.2 - Estados possíveis dos interruptores no inversor trifásico.....	14
Figura 3.3 - Diagrama de blocos do controlo de corrente.....	17
Figura 3.4 - Vectores de tensão num referencial $\alpha\beta$	18
Figura 3.5 - Obtenção do comparador de 3 níveis.	19
Figura 3.6 - Filtro passa-baixo LC.	21
Figura 3.7 - Controlo de tensão com controlo interno de corrente.	22
Figura 3.8 - Fase genérica à saída do inversor.....	23
Figura 3.9 - Modelo aproximado a um sistema de 1ª ordem.	24
Figura 3.10 - Diagrama de blocos do sistema com um compensador PI.	25
Figura 3.11 - Compensador PI com limitador na acção integral.	26
Figura 3.12 - Diagrama de blocos pormenorizado do controlo de tensão AC.	27
Figura 3.13 - Modelo simplificado do compensador de cavas de tensão.....	28
Figura 3.14 - Diagrama de blocos do controlo de tensão DC.....	29
Figura 3.15 - Equivalente do SAE.	30
Figura 3.16 - Secções nas correntes trifásicas.	31
Figura 3.17 - Sistema de detecção da cava.	33
Figura 3.18 - Sincronizador vectorial baseado nas tensões da rede.....	34
Figura 4.1 - Correntes trifásicas à saída do inversor.....	37
Figura 4.2 - Tensões compostas (a) e tensões simples (b) à saída do inversor.....	38
Figura 4.3 - Correntes trifásicas à saída do inversor com corrente de referência de 10A. 39	
Figura 4.4 - Trem de impulsos à saída do sistema de decisão.....	39
Figura 4.5 - Tensão na rede com uma cava dos 4 aos 8ms.	40
Figura 4.6 - Tensão na carga.....	41
Figura 4.7 - Tensão aos terminais do transformador.....	41
Figura 4.8 - Corrente na carga.	41
Figura 4.9 - Comparação entre a resposta do CCT à cava com uma curva de 0.9pu.	42
Figura 4.10 - Tensão na linha de distribuição para uma interrupção do serviço.	42
Figura 4.11 - Tensão na carga na ocorrência de uma interrupção.	43
Figura 4.12 - Tensão na carga com o controlo sempre activo.	43
Figura 4.13 - Tensão aos terminais do transformador com o controlo sempre activo.	44
Figura 4.14 - Corrente na carga com o controlo sempre activo.....	44
Figura 4.15 - Tensão na carga sem a aplicação do método de Ziegler-Nichols.	45

Figura 4.16 - Tensão na carga não-linear.	46
Figura 4.17 - Corrente na carga não-linear.	47
Figura 4.18 - Tensão na carga mista.	47
Figura 4.19 - Corrente na carga mista.	48
Figura 4.20 - Tensão na rede com cava monofásica dos 4 aos 8ms.	48
Figura 4.21 - Tensão na carga sujeita a uma cava com 50% de profundidade.	49
Figura 4.22 - Tensão na carga sujeita a uma cava com 25% de profundidade.	49
Figura 4.23 - Tensão na carga com uma desfasagem na rede de 120°.	50
Figura 4.24 - Tensão no condensador à entrada do inversor.	51
Figura 4.25 - Corrente injectada pelo inversor no SAE.	51
Figura 4.26 - Variação do valor de tensão no condensador.	52
Figura 4.27 - Impulsos de corrente injectados no SAE.	52
Figura 4.28 - Variação do valor eficaz da tensão na carga.	53
Figura B 1 - Inversor trifásico com carga RL.	60
Figura B 2 - Controlo de corrente.	60
Figura B 3 - Controlo de corrente com 9 estados.	61
Figura B 4 - Sistema de decisão do controlo de corrente de 16 estados.	61
Figura B 5 - Modelo global do CCT.	62
Figura B 6 - Controlo.	63
Figura B 7 - Controlo auxiliar.	63
Figura B 8 - Controlo da tensão alternada.	64
Figura B 9 - Tensão de referência com sincronizador acoplado.	65
Figura B 10 - Sincronizador.	65
Figura B 11 - Controlo da tensão contínua.	65
Figura B 12 - Visionamento da tensão contínua.	66
Figura B 13 - Detecção do sinal da corrente.	66
Tabela 3.1 - Vectores possíveis no inversor trifásico.	13
Tabela 3.2 - Vector de tensão a usar de acordo com o erro.	19
Tabela 3.3 - Escolha do vector adequado.	20
Tabela 3.4 - Correspondência entre os 16 estados e o respectivo vector.	20
Tabela 3.5 - Correspondência entre as correntes e o comando dos semicondutores.	32
Tabela 4.1. - Variação na função de comutação num ciclo.	37
Tabela 4.2 - Número de comutações para correntes de referência diferentes.	39

Lista de abreviações e simbologia:

ASD	- Adjustable Speed Drive.
BJT	- Bipolar Junction Transistor.
C	- Condensador à entrada do inversor.
C_{DC}	- Condensador inerente ao SAE.
C_f	- Condensador de filtragem.
C(s)	- Compensador PI.
[C]	- Matriz de transformação de Concórdia.
CCT	- Compensador de cavas de tensão.
[D]	- Matriz de transformação de Park.
DVR	- Dynamic Voltage Restorer.
EPRI	- Electric Power Research Institute.
e_{ab}	- Erro gerado pela diferença entre os valores adquiridos e os valores de referência no referencial $\alpha\beta$.
e_{aL}, e_{aE}	- Erros à saída do comparador de três níveis do vector α .
e_{bL}, e_{bE}	- Erros à saída do comparador de três níveis do vector β .
f_c	- Frequência de comutação.
FACTS	- Flexible AC Transmission Systems.
h_{dref}, h_{qref}	- Variáveis de desacoplamento das tensões V_{Cfd} e V_{Cfq} .
h_l	- Janela de histerese larga.
IGBT	- Insulated Gate Bipolar Transistor.
i_c	- Corrente no condensador do lado contínuo do inversor.
i_{Cf}	- Corrente que percorre o condensador de filtragem.
i_d, i_q	- Correntes no referencial dq.
i_{dqref}	- Correntes de referência no referencial dq.
i_{Lf}	- Corrente proveniente do inversor numa fase genérica.
i_{Rf}	- Corrente que flui para a carga crítica.

i_s	- Corrente resultante da soma das três correntes que percorrem os braços do inversor.
i_U	- Corrente proveniente da fonte de tensão contínua.
i_a, i_b	- Correntes no referencial $\alpha\beta$.
i_{abref}	- Correntes de referência no referencial $\alpha\beta$.
k	- Índice de referência às fases a, b, c.
K_i	- Ganho da acção integral do compensador PI.
K_p	- Ganho da acção proporcional do compensador PI.
L_k	- Bobina à saída do inversor.
L_f	- Bobina de filtragem.
MOSFET	- Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
P_{form}	- Potência fornecida.
PLL	- Phase Locked Loop.
PWM	- Pulse Width Modulation.
R_{DC}	- Resistência do lado contínuo do inversor.
R_k	- Resistência à saída do inversor.
R_f	- Resistência à saída do filtro LC.
SAE	- Sistema de Armazenamento de Energia.
S_{Nk}	- Referência ao semiconductor na ponte trifásica.
t_{cava}	- Tempo da cava.
T_p	- Constante de tempo associada ao pólo do compensador PI
T_z	- Constante de tempo associada ao zero do compensador PI.
U	- Tensão no lado contínuo do inversor.
U_{DCi}, U_{DCf}	- Tensão do lado contínuo inicial e final.
UPS	- Uninterruptible Power Supply.
v_C	- Tensão no condensador do lado contínuo do inversor.
v_{Cf}	- Tensão na carga e no condensador de filtragem.
V_{Cfref}	- Tensão de referência.
v_d, v_q	- Tensões no referencial dq.
v_{kn}	- Tensão simples do lado alternado do inversor.
V_S	- Tensão na rede eléctrica.
VSI	- Voltage Source Inverter.
V_T	- Tensão aos terminais do transformador.
v_a, v_b	- Tensões no referencial $\alpha\beta$.
X_{abc}	- Referência a uma grandeza no referencial abc.

X_{dq}	- Referência a uma grandeza no referencial dq.
$X_{\alpha\beta}$	- Referência a uma grandeza no referencial $\alpha\beta$.
α	- Ganho de retroacção.
ΔI	- Tremor na corrente que percorre a bobina.
d_a, d_b	- Erro quantificado em valores discretos para o vector α e vector β .
d_{aE}, d_{bE}	- Erro do comparador histerético com janela de histerese estreita.
d_{aL}, d_{bL}	- Erro do comparador histerético com janela de histerese larga.
g_k	- Função de comutação aplicada a cada braço do inversor.
ω	- Frequência da rede.
ω_n	- Frequência natural.
ξ	- Factor de amortecimento.

Capítulo 1: Introdução

1.1 – Enquadramento.

Cavas de tensão nas redes eléctricas de distribuição de energia são diminuições bruscas da tensão para valores compreendidos entre os 90% e 1% da tensão nominal, seguida do restabelecimento da tensão depois de um curto espaço de tempo (NP EN 50 160). Embora se admita que uma cava pode durar entre 10 ms e 1 minuto, a maior parte delas não dura mais de 500 ms. Actualmente, as cavas de tensão são consideradas dos maiores problemas no que diz respeito a qualidade de energia, por provocarem paragens intempestivas de equipamentos sensíveis. A Figura 1.1 retrata um mapa de eventos referentes à amplitude da tensão num determinado consumidor, obtido pela EPRI (Electric Power Research Institute) [1].

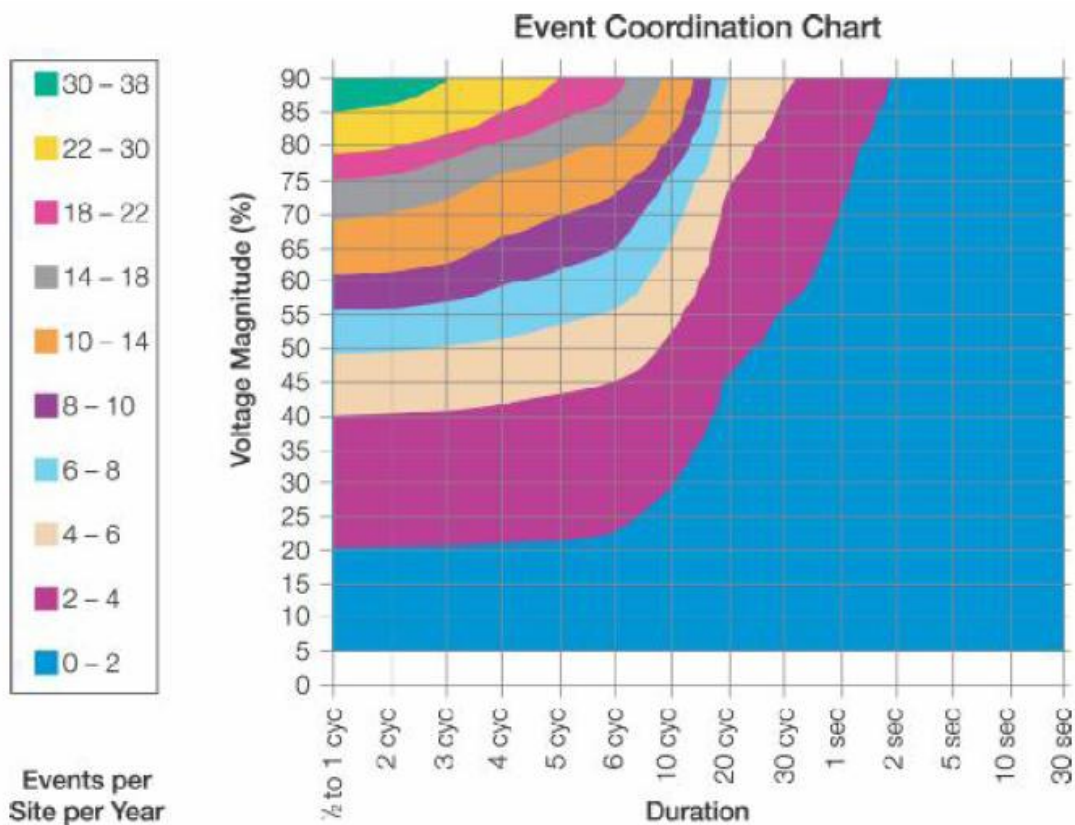


Figura 1.1 - Mapa de eventos (cavas).

Como se pode verificar, mais de 90% de todos os eventos gravados duraram menos de 500 ms e tinham uma amplitude de tensão remanescente maior que 50%. Infelizmente, as cavas de tensão não são acontecimentos raros na rede de distribuição pois podem ser causadas por diversas falhas. As causas mais comuns são [2]:

- defeitos (curto-circuitos devidos a raios, gelo e neve, contaminação de isoladores, aves, vento, fogos florestais, contactos accidentais);
- manobras na rede e erros de operação;
- mau funcionamento do equipamento dos consumidores;
- ligar/desligar de grandes cargas consumidoras (arranque de motores ou accionamento de grandes transformadores que pedem correntes muito elevadas à rede).

Podem referenciar-se como cargas mais sensíveis equipamentos electrónicos (computadores, impressoras, variadores electrónicos), accionamentos electrónicos, controladores lógicos, entre outros [3]. Para qualquer equipamento electrónico é possível estabelecer uma relação entre a sensibilidade de cada carga a diferentes tipos de cava no que toca a amplitude e duração.

Este aumento de atenção para este tipo de perturbações deve-se ao facto dos processos de produção serem cada vez mais automatizados e integrados. Processos de fabricação contínuos com alta vulnerabilidade às perturbações são os mais afectados. Até pequenas perturbações na rede pode provocar várias horas de perda de produção devido ao material danificado e ao tempo que se perde a reiniciar o processo.

Com a crescente necessidade de aumentar a qualidade de energia, nomeadamente a necessidade de mitigar as cavas de tensão, surge o Compensador de Cavas de Tensão - CCT ("Dynamic Voltage Restorer - DVR") como uma boa solução para resolver este problema. As principais funções de um CCT é detectar a cava e reagir o mais rapidamente possível para evitar a queda de tensão, tornando a carga "insensível" a essa cava. O CCT é conseguido colocando um transformador em série com a linha de distribuição Figura 1.2 de modo a fornecer uma tensão que, quando somada com a tensão residual da cava, repõe a forma e a amplitude da tensão ideal da rede, evitando que a carga seja afectada pela perturbação [16] [20].

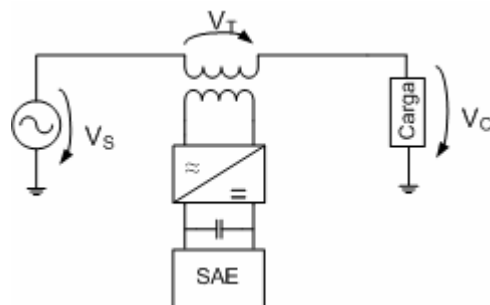


Figura 1.2 - Compensador de cavas de tensão.

1.2 – Motivação.

A preocupação pela qualidade de energia é um assunto sempre presente e de extrema importância. A crescente complexidade das instalações eléctricas traz novos problemas e novas metodologias de análise. Fala-se constantemente de falhas originadas por harmónicas, por interrupções no fornecimento, por sobretensões e principalmente por cavas de tensão para as quais é preciso implementar soluções mitigadoras económicas e eficazes. Por outro lado, a pressão para a redução de custos de produção e exploração torna indispensável olhar para o fornecimento de energia eléctrica de uma forma atenta para procurar e eliminar todas as ineficiências.

A tendência para o aumento da utilização de dispositivos semicondutores é visível em toda a parte servindo de solução para diversas áreas de interesse. O desenvolvimento da electrónica de conversão juntamente com as tecnologias da microelectrónica permite desenvolver controlos eficientes e robustos dos mais variados processos industriais.

Sendo, o CCT, uma das aplicações mitigadoras de cavas, justifica-se assim o estudo da modelação e controlo de um sistema de mitigação de cavas de tensão, conteúdo desta dissertação.

1.3 – Objectivos do trabalho.

Esta dissertação pretende realizar o estudo de sistemas de mitigação de cavas, assistido por computador. Cabe ao autor desta dissertação projectar, simular e validar conversores adequados para eliminar localmente cavas em redes eléctricas e proteger cargas críticas.

De modo a realizar o Ante-Projecto de um CCT é necessária pesquisa prévia de artigos e trabalhos sobre o assunto. Nomeadamente, estudar sistemas de conversão de energia, técnicas de comando e controlo de conversores comutados e tratamento de sinais e sistemas. Este desenvolvimento será acompanhado de simulações para confirmar opções e detectar problemas adicionais.

Ao contrário do que foi feito anteriormente noutros trabalhos, a simulação vai depender e usar modelos e ferramentas do Power System Toolbox presente no MatLab/Simulink. Esta Toolbox apresenta potencialidades interessantes para a simulação de sistemas de comando e controlo de conversores electrónicos de potência, contudo pode levar a maiores tempos de cálculo.

Os resultados provenientes da simulação serão analisados e discutidos tirando as conclusões necessárias para a elaboração desta dissertação.

1.4 – Organização do trabalho.

Esta dissertação encontra-se dividida em cinco partes. Na primeira parte é efectuada uma introdução ao assunto da dissertação. Enquadra-se o leitor no problema das cavas de tensão, da necessidade de haver sistemas que protejam cargas destes eventos e como estas afectam a qualidade de energia. Explica-se quais as motivações do autor em desenvolver este assunto e delinea-se objectivos e a organização deste trabalho.

Na segunda parte relata-se casos onde este tipo de sistemas já foi introduzido. Apura-se as suas características e retiram-se conclusões da aplicação desses sistemas.

Na terceira parte efectua-se modelações do sistema e transformações de referencial que permitem aplicar técnicas de comando e controlo de conversores electrónicos de potência. Desenvolve-se este assunto fazendo a projecção de um controlo de corrente não linear, de um controlo linear de tensão alternada com controlo interno de corrente e um controlo de tensão contínuo para um SAE.

Na quarta parte analisa-se e verifica-se os resultados da simulação. Através de diversos ensaios, justifica-se as escolhas tomadas durante o projecto e testa-se o sistema para diferentes situações. São apontadas as diversas vantagens e desvantagens de cada aplicação.

Na quinta parte retiram-se conclusões e elações acerca do desenvolvimento deste trabalho e apresentam-se possíveis trabalhos futuros.

Em anexo encontra-se o desenvolvimento de alguns modelos matemáticos, modelos usados na simulação e a apresentação dos principais parâmetros dos diversos elementos.

Capítulo 2: Estado da arte.

A preocupação sobre as cavas de tensão tem proliferado entre as diversas instalações eléctricas e industriais, tratando-se de um problema actual. O aumento da competitividade e o abaixamento dos lucros fez com que se torne imperativo o tomar de consciência para a real importância da qualidade de energia. Isto só é possível quando o fornecimento da potência estiver assegurado a níveis de tensão adequados. Actualmente, já existe DVRs instalados em diversos lugares no mundo. Os principais fornecedores são duas multinacionais de grande renome, a ABB e a S&C Electric Company. A Siemens também possui esta tecnologia mas concentra-se mais em cargas de menor potência, estes sistemas são denominados por DVR PM (Platform-Mounted). De seguida, são reportados alguns dos compensadores de cavas de tensão, já instalados e em funcionamento, e como estes servem as indústrias em questão [13] [14].

Em Singapura, foi instalado um DVR pela ABB para proteger um sensível processo de manufactura numa fábrica de semicondutores. Este tem uma potência nominal de 4MVA a um nível de tensão de 22kV. O sistema consegue compensar cavas de tensão trifásicas e monofásicas até 38% e 50%, respectivamente. Aquele sítio distingue-se pela sua alta actividade cerâmica. Daí grande parte dos sistemas de transmissão e distribuição de energia são conduzidos por cabos subterrâneos que são danificados frequentemente devido a trabalhos de escavação. Este tipo de ameaças para a qualidade de energia faz com que sejam muito comuns cavas de tensão de aproximadamente 100ms. Isto levou ao dimensionamento do sistema de armazenamento de energia, para cavas até 150ms, com capacidade efectiva de 600kJ. As especificações do cliente seriam para um tempo de resposta de 10ms mas o sistema consegue ter tempos inferiores a 1ms [13]. Os componentes principais do DVR são:

- Medium Voltage switchgear
- Booster transformer
- Harmonic filter
- 2 IGCT voltage source converters
- Capacitor storage bank
- Charging unit
- Control and protection unit (Crowbar)
- Air conditioning unit

O filtro harmónico está conectado em paralelo com o primário do transformador e está projectado para rejeitar as harmónicas geradas pelo inversor durante a cava. O conversor consiste em dois “forced-commutated converters” em série e encontra-se em “stand-by” até ocorrer uma cava. Não existe comutações nos semicondutores neste modo de operação porque as pernas individuais do conversor estão provocando um curto-circuito ao transformador. O controlo é baseado num multi-processador digital, com aquisição de dados em tempo real e um dispositivo de monitorização, designado por “Dip Monitor”. Este corre num computador pessoal comum com um interface RS-485 que permite monitorizar a performance do DVR e fazer o download doutros dados. A resposta do sistema só é possível devido ao uso de “feed-forward control” e uso de IGCT semicondutores.

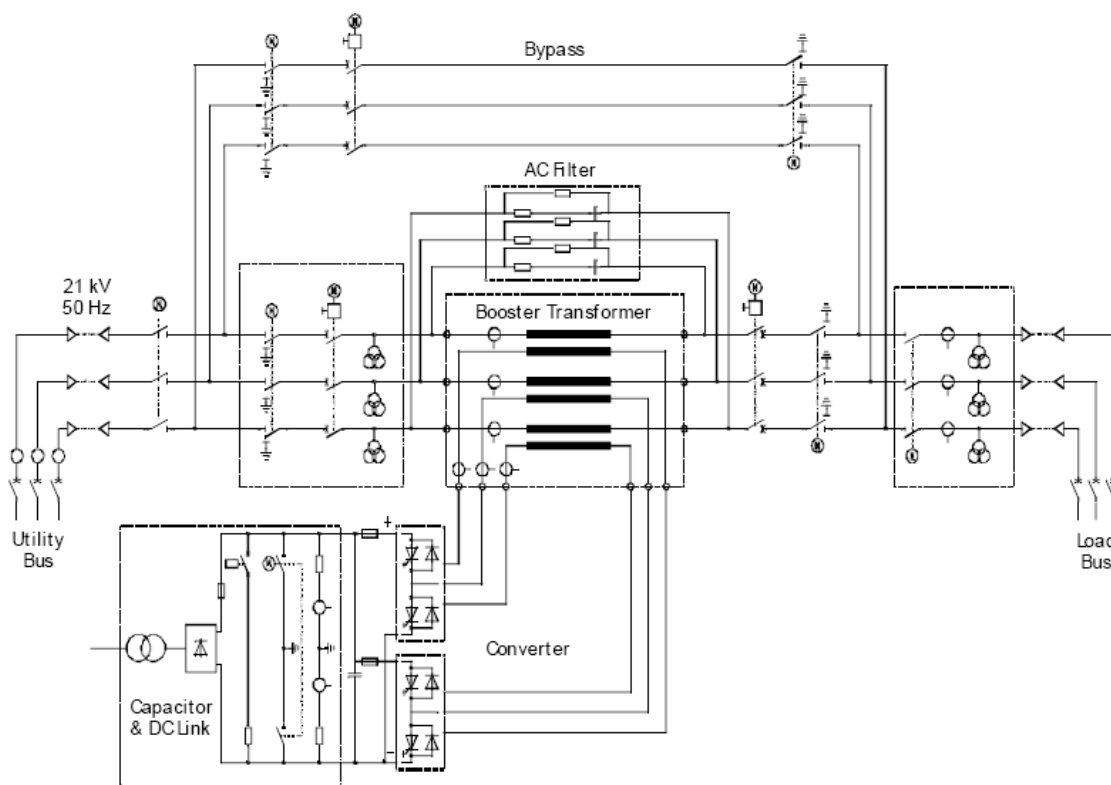


Figura 2.1 - Diagrama principal do DVR instalado em Singapura pela ABB [13].

Em Israel, também pela ABB, foi instalado um DVR para uma indústria de Chips no ano 2000. De realçar é a potência instalada pois é composto por dois sistemas de 22,5MVA cada. Estas duas unidades são tecnologicamente parecidas com as anteriores, porém, têm a capacidade de mitigar cavas até 500ms o que leva ao aumento do sistema de armazenamento de energia para 3MJ [13].

A topologia deste DVR é parecida com o anterior, contudo, de forma a obter um rápido controlo do sistema faz uso de uma placa especial equipada com um EPLD e vários DSPs. As

funções de controlo são executadas pelo sistema PSR (Programmable High Speed Controller) da ABB. Além disso, possui um sistema de comunicação extenso que permite diagnosticar, supervisionar e processar alterações nos parâmetros ou no próprio programa a partir de qualquer parte do mundo [13].

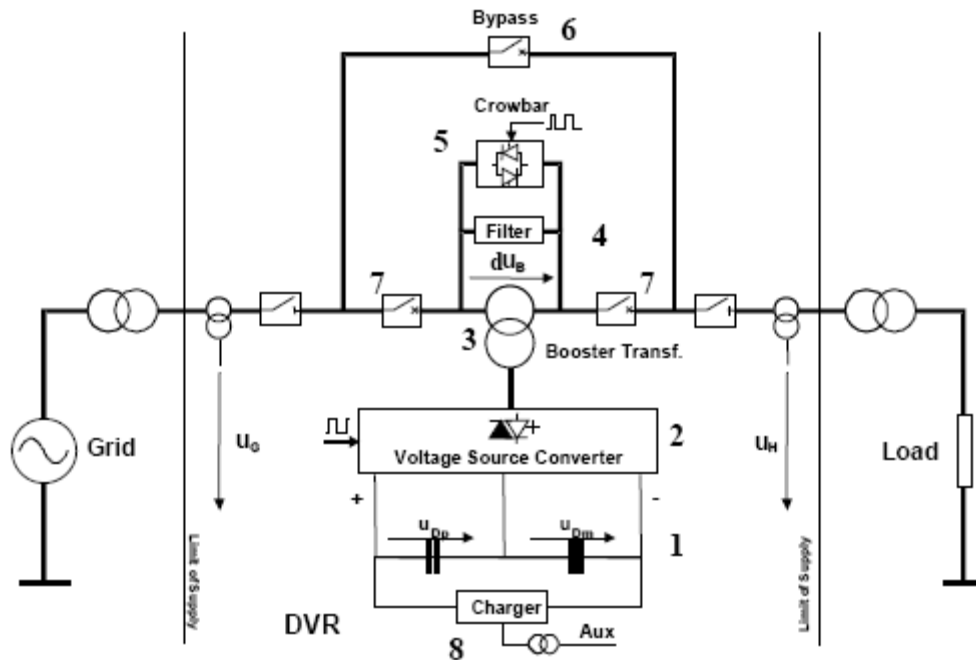


Figura 2.2 - Diagrama principal do DVR instalado em Israel pela ABB [13].

Uma produção de microprocessadores usados em PCs localizada no sudoeste dos Estados Unidos possui equipamento extremamente sensível que não tolera problemas na rede de distribuição. Durante um período de 12 meses, foram detectadas 14 cavas de tensão que resultaram em substanciais perdas de produção e custos de reaccionamento. Consequentemente, instalaram dois PureWave DVRs da S&C de 6MVA capazes de compensar 2,5kV (35% da tensão fase-neutro) em cada uma das fases para cavas com duração até 20 ciclos. Baseado em estimativas, era previsto que o retorno do investimento fosse alcançado num período de dois anos ou menos. Os resultados foram de tal maneira satisfatórios que a indústria de semicondutores encomendou mais dois DVRs tornando aquele sítio numa das maiores instalações de DVRs do mundo na altura [14].

Numa indústria de papel na Escócia, as cavas de tensão estavam a provocar o mau funcionamento dos ASDs (Adjustable Speed motor Drives) criando grandes problemas na produção. Estes processos contínuos são projectados para operar durante semanas ou meses sem interrupções. Como primeira solução, tentaram dessensibilizar os motores às cavas de tensão. No entanto, essas mudanças criaram perdas de produtividade inaceitáveis. Sendo assim, o DVR era a solução com relação custo-eficiência mais apelativa. Da carga total de 50

MVA da indústria, 8,3MVA foi considerada crítica ficando somente esta protegida pelo DVR. A potência do DVR instalado é de 4MVA com uma tensão de serviço de 11kV. Este sistema é capaz de compensar uma cava trifásica de 46% de profundidade durante 14 ciclos. Isto garantia o isolamento da carga crítica para 84% dos eventos [14].

Como último exemplo, apresenta-se uma auto-indústria em Michigan nos Estados Unidos. Este tipo de indústrias depende cada vez mais na entrega de componentes “just-in-time” para reduzir custos de inventário e baixar o “time-to-market”. Qualquer impedimento no processo crítico cria um impacto na produção da instalação como também noutras instalações que dependem da saída de produto da fábrica em questão. Durante vários anos, esta fábrica esteve sujeita a cavas de tensão que duravam somente alguns ciclos. Porém, os efeitos dessas cavas foram perda de equipamento e necessidade de repor o processo contínuo. Isto, em termos de tempo, demorava desde alguns minutos até algumas horas para resolver causando grandes perdas na produção e vendas. A situação piorou ainda mais quando violentas tempestades assolaram o local causando mais interrupções o que veio trazer um impacto financeiro negativo. Foram estudadas várias alternativas e chegaram à conclusão que a inclusão de DVR seria a melhor alternativa e, num espaço de aproximadamente um ano, corrigiu 28 cavas de tensão que teria afectado a produção [14].

Em forma de resumo, a S&C providencia DVRs que vão deste 2MVA até 36MVA e protegem cargas críticas até 120MVA com níveis de tensão máximos de 69kV. Utilizam tecnologia PWM para compensar as cavas de tensão com respostas inferiores a $\frac{1}{4}$ de ciclo. Estes módulos possuem um conversor DC-DC entre o inversor e o SAE. Têm um desenho que permite uma fácil instalação e, se for necessário, expansão do módulo [14].



Figura 2.3 - DVR instalado numa auto-indústria em Michigan [14].

O projecto de um DVR sofre sempre alterações no seu dimensionamento e tem-se sempre que ajustar às diferentes necessidades de cada cliente. Antes da instalação de um sistema destes é sempre preciso haver um estudo prévio das perturbações na rede de distribuição que estão a afectar a instalação eléctrica. De acordo com esse estudo e com as

especificações do cliente são determinadas para que tipo de cavas a instalação tem que estar protegida. Isto em termos de duração e profundidade já que estas características variam de acordo com o local. Em todos os casos relatados, a integração de um DVR teve sempre viabilidade económica o que a torna uma tecnologia de sucesso e em vias de desenvolvimento.

Capítulo 3: Ante-Projecto do DVR.

3.1. – Inversor trifásico de tensão.

Os inversores ou onduladores trifásicos de tensão (também denominados VSI – Voltage Source Inverter na língua anglo-saxónica) cobrem as aplicações de média e alta potência ficando as de baixa para os monofásicos. O principal objectivo destes conversores é fornecer uma fonte alternada trifásica a partir de uma fonte contínua, onde a amplitude, fase e frequência da tensão devem ser sempre controláveis.

3.1.1. – Topologia.

A topologia de um inversor trifásico de tensão está representada na Figura 3.1. Apesar de a maioria das aplicações precisar de ondas de tensão sinusoidais (variadores de velocidade, UPSs, compensadores de potência reactiva e FACTS), outras precisam de tensões arbitrárias como é o caso dos filtros activos e compensadores de tensão. Como os inversores são constituídos por interruptores, as ondas de saída de um inversor são compostas por valores discretos o que impõe a necessidade de incluir um filtro entre o inversor e a carga [4].

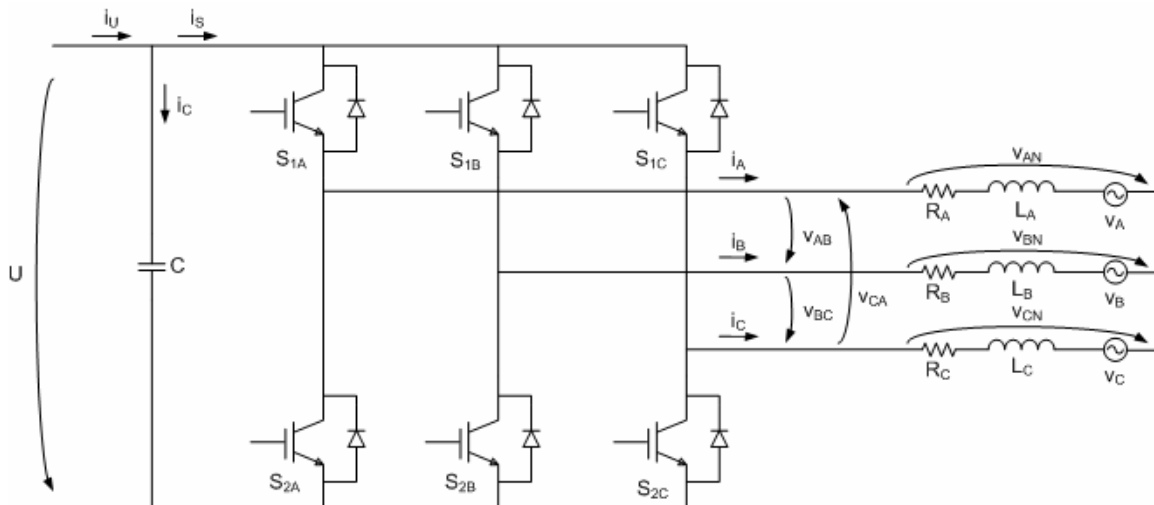


Figura 3.1 - Inversor trifásico de tensão.

A escolha dos semicondutores de potência recai pelos IGBTs (Transístores Bipolares de Porta Isolada) pois conjuga as vantagens do BJT com as do MOSFET. Estes semicondutores têm baixas quedas de tensão em condução, suportam maiores correntes e tensões, têm tempos de comutação baixos e facilidade de comando da porta. Neste caso, o desaparecimento do díodo parasita, presente no MOSFET, é uma desvantagem. O díodo em antiparalelo com o IGBT é necessário devido à irreversibilidade da corrente o que impede que os interruptores comandados sejam submetidos a uma polarização inversa. Estas características fazem com que estes semicondutores sejam mais eficientes e apresentem baixos custos comparativamente a qualquer outro semicondutor [6] [4] [8].

3.1.2. – Modo de funcionamento.

Nos inversores existe restrições no modo de funcionamento dos interruptores. Devido à necessidade de prevenir curto-circuitos no lado contínuo, os dois grupos de dispositivos semicondutores de potência do mesmo braço devem estar em estados complementares. Assim, o estado dos dispositivos de cada braço k ($k=A,B,C$) podem ser representados por uma função g_k , dita de existência ou de comutação definida por [5]

$$g_k = \begin{cases} 1 \rightarrow S_{1k} ON & S_{2k} OFF \\ 0 \rightarrow S_{1k} OFF & S_{2k} ON \end{cases} \quad (3.1.1)$$

Através de algumas manipulações algébricas obtêm-se as já conhecidas expressões da tensão simples à saída do conversor:

$$v_{AN} = \frac{(2g_A - g_B - g_C)U}{3}; \quad (3.1.2)$$

$$v_{BN} = \frac{(2g_B - g_A - g_C)U}{3}; \quad (3.1.3)$$

$$v_{CN} = \frac{(2g_C - g_B - g_A)U}{3}. \quad (3.1.4)$$

Somente oito estados (2^3) são válidos das 2^6 combinações possíveis (Figura 3.2) pelas razões já enunciadas. Estes estados, presentes na Tabela 3.1, podem ser representados por

vectores de tensão num diagrama de fasores típico ou num referencial ortogonal $\alpha\beta$ obtido através da transformação de Concordia (3.1.5) para cargas com neutro isolado [5]. De forma a gerar as ondas sinusoidais à saída, o inversor muda de um estado para outro sendo a selecção dos estados ditada pela técnica de modulação adoptada.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (3.1.5)$$

Tabela 3.1 - Vectores possíveis no inversor trifásico.

g_A	g_B	g_C	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_a	V_b	Vector
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	5
0	1	0	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	3
0	1	1	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	4
1	0	0	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	1
1	0	1	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	6
1	1	0	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	2
1	1	1	0	0	0	0	0	7

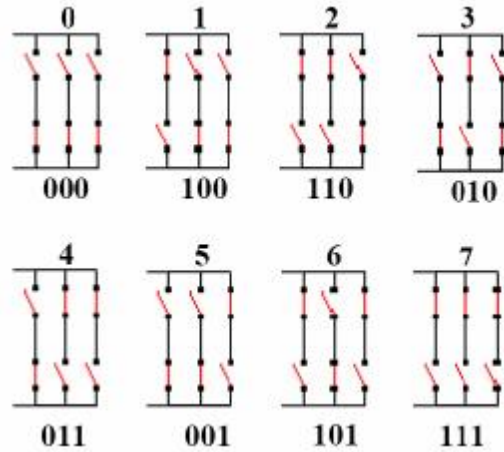


Figura 3.2 - Estados possíveis dos interruptores no inversor trifásico.

3.2. – Modelo dinâmico do inversor.

Nesta secção são definidos modelos dinâmicos não lineares em diferentes sistemas de coordenadas. A partir das leis de Kirchhoff são compostas equações temporais que permite retratar o comportamento do sistema. É extremamente importante ter um modelo útil e fiável mas ao mesmo tempo simples de modo a poder-se projectar e dimensionar os controladores.

3.2.1. – Modelo no sistema de coordenadas abc.

À parte de algumas simplificações como considerar os semicondutores ideais (o que permite desprezar as quedas de tensão nos semicondutores), o sistema (Figura 3.1) pode ser traduzido pelas equações (3.2.1) e (3.2.2) sem perder rigor. Estas equações caracterizam a dinâmica das grandezas eléctricas no lado alternado e no lado contínuo.

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{v_{kN} - R_k i_k - v_k}{L_k} \quad (3.2.1)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_U - i_S}{C} \quad (3.2.2)$$

Sendo $i_s = g_k i_k$ (para $k = A, B, C$) pode-se representar o sistema por um modelo de estado (3.2.3) na sua forma padrão $\dot{x} = [A]x + [B]u$. O controlo das grandezas é efectuado através da manipulação do estado dos dispositivos em cada braço do inversor.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \\ \frac{di_C}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_A}{L_A} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_B}{L_B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_C}{L_C} & 0 \\ -\frac{g_A}{C} & -\frac{g_B}{C} & -\frac{g_C}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_A} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} - v_A \\ v_{BN} - v_B \\ v_{CN} - v_C \\ i_U \end{bmatrix} \quad (3.2.3)$$

Este modelo como depende das variáveis de comutação que são valores discretos e depende da frequência trata-se de um sistema não linear e variante no tempo.

3.2.2. – Modelo no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

A transformação de Concordia permite transformar um sistema trifásico num sistema bifásico equivalente através de (3.2.4). O facto de a matriz de transformação C ser ortogonal permite calcular a sua inversa com a matriz de transformação transposta, C^T .

$$X_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} X_{ab0} \quad (3.2.4)$$

$\underset{C}{\mathbf{1 \ 4 \ 4 \ 2 \ 4 \ 4 \ 2}}$

Quando se trata de um sistema trifásico simétrico e equilibrado, as três componentes são linearmente dependentes e apenas duas delas são necessárias para representar o sistema. Isto porque a componente homopolar deste tipo de sistemas é nula. Além desta vantagem, pode-se verificar que a frequência e as potências em jogo são invariantes na mudança de variáveis [7]. Aplicando a transformação ao sistema, obtém-se o modelo no sistema de coordenadas $\alpha\beta$,

representado em (3.2.5), que vai permitir projectar o controlo vectorial não linear das correntes trifásicas à saída do inversor. A realização matemática deste modelo encontra-se no Anexo A.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{g_a}{C} & -\frac{g_b}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ i_U \end{bmatrix} \quad (3.2.5)$$

3.2.3. – Modelo no sistema de coordenadas dq.

De forma a obter um sistema não linear mas invariante no tempo, pode-se aplicar a transformação de Park ao sistema em coordenadas abc ou ao sistema em coordenadas $\alpha\beta$, o que varia é a matriz de transformação a usar. Tal como a matriz de transformação C, esta matriz de transformação D (3.2.6) também é uma matriz ortogonal permitindo também usufruir das vantagens já mencionadas. A realização matemática deste modelo (3.2.7) encontra-se no Anexo A.

$$X_{ab} = \begin{bmatrix} \cos(q) & -\sin(q) \\ \sin(q) & \cos(q) \end{bmatrix} X_{dq} \quad (3.2.6)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w & 0 \\ -w & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{g_d}{C} & -\frac{g_q}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ i_U \end{bmatrix} \quad (3.2.7)$$

3.3. – Controlo vectorial não linear das correntes trifásicas.

Existem várias técnicas de modulação de modo a gerar as variáveis de comando dos dispositivos de potência. Algumas dessas técnicas acarretam alguns inconvenientes como a necessidade de inclusão de tempos mortos ou limitação da amplitude da harmónica fundamental. Como o nosso sistema é naturalmente um sistema não linear, faz todo o sentido a aplicação de um controlo deste tipo. O controlo vectorial não linear evidencia-se como uma técnica simples mas igualmente precisa. O diagrama de blocos do conversor com controlo de corrente está representado na Figura 3.3.

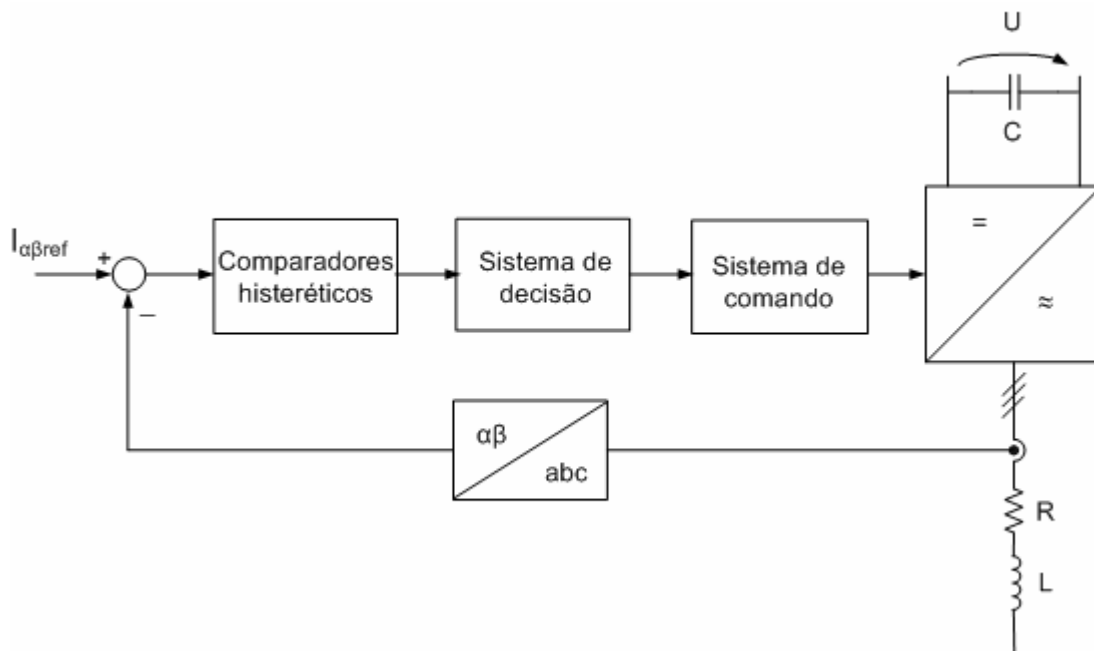


Figura 3.3 - Diagrama de blocos do controlo de corrente.

3.3.1. – Implementação.

A estratégia de controlo da corrente assenta num sistema em cadeia fechada. Através da comparação da corrente de referência com a corrente medida é gerado um erro. De acordo com a diferença das correntes, é imposta uma tensão de forma a conduzir ao anulamento desse erro. De modo a quantificar o erro, usa-se apenas dois comparadores histeréticos. Seria lógico usar-se três comparadores (um para cada corrente), porém, como somente duas correntes são independentes, o uso de um terceiro comparador causa “corridas de estado” o que implica um aumento substancial da frequência de comutação [5]. Nesse caso, trabalha-se em coordenadas

$\alpha\beta$ onde a saída dos comparadores vai ditar a escolha do vector adequado. Do ponto de vista matemático, isto resume-se a:

- da análise da Figura 3.1, retira-se

$$L \frac{di_{ab}}{dt} = v_{ab} - Ri_{ab} - e_{ab}; \quad (3.3.1)$$

- se num determinado instante o erro for positivo, ou seja,

$$i_{abref} - i_{ab} > 0; \quad (3.3.2)$$

- deve-se então aumentar a corrente i_{ab} de modo que a sua derivada seja positiva. Para isso acontecer impõe-se,

$$v_{ab} > 0 \quad (3.3.3)$$

3.3.2. – Controlo com 3^2 estados.

De acordo com o raciocínio presente na secção 3.3.1., o erro é quantificado em três valores discretos ($\delta = -1, 0, 1$) a que corresponde ao erro ser negativo, nulo ou positivo, respectivamente. Isto permite a construção da Tabela 3.2 onde se indica qual dos vectores de tensão a usar. Estes vectores estão representados num referencial $\alpha\beta$ na Figura 3.4.

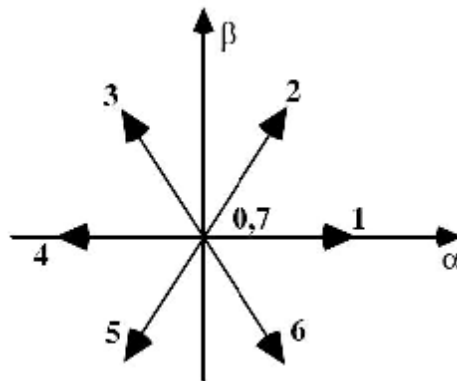


Figura 3.4 - Vectores de tensão num referencial $\alpha\beta$.

Tabela 3.2 - Vector de tensão a usar de acordo com o erro.

	$d_b = -1$	$d_b = 0$	$d_b = 1$
$d_a = -1$	5	4	3
$d_a = 0$	5/6	0/7	2/3
$d_a = 1$	6	1	2

Como se trata de uma gama de oito vectores são necessários, no mínimo, comparadores histeréticos de três níveis para garantir a correcta selecção do vector. Cada comparador de três níveis é obtido através da soma de outros dois comparadores de dois níveis, um com uma janela de histerese larga e outro com uma janela de histerese estreita (este com metade da largura da janela de histerese larga), Figura 3.5.

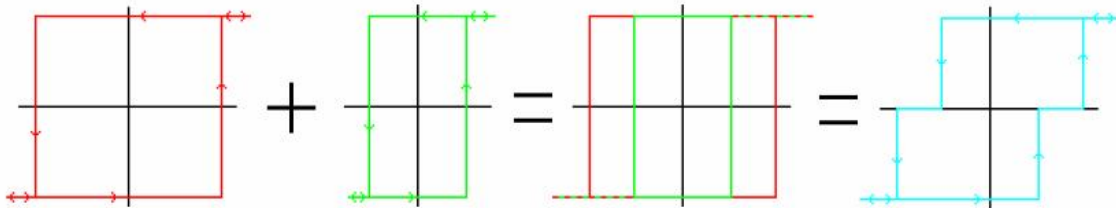


Figura 3.5 - Obtenção do comparador de 3 níveis.

A largura da janela de histerese está relacionada com o tremor presente na corrente de saída. É lógico que quanto menor for a janela de histerese, mais exacta é a corrente de saída. Contudo, o preço a pagar é um aumento substancial da frequência de comutação. Neste trabalho, dimensiona-se a janela de histerese larga para 5% de tremor (3.3.4). O factor $\sqrt{3}/2$ aparece devido à transformação de Concórdia.

$$h_l = \Delta I \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (3.3.4)$$

Outro factor que influencia a frequência de comutação é a bobina L. Esta é dimensionada considerando que estamos na presença de um conversor DC-DC em pequenos períodos de amostragem. A frequência de comutação é uma frequência aproximada para este tipo de comando, cerca de 4kHz. O factor 4 é devido ao estarmos na presença de uma modulação de 3 níveis.

$$L = \frac{U}{4\Delta I_n f_c} \quad (3.3.5)$$

3.3.3. – Controlo com 4^2 estados.

Ao analisar a Tabela 3.2, verifica-se que para algumas combinações de erros existe dois vectores possíveis. Esta situação dá espaço para uma optimização do controlo, isto é conseguido através do aumento do número de estados e do uso de uma memória. Os 16 estados são obtidos analisando o erro directamente à saída dos quatro comparadores. O primeiro melhoramento visa a escolher um vector quando δ_α igual a 0 e δ_β diferente de 0 (representada na Tabela 3.3). Isto advém do facto de não haver vectores sobre o eixo β .

Tabela 3.3 - Escolha do vector adequado.

	$d_a = 0 \wedge d_b = -1$	$d_a = 0 \wedge d_b = 1$
$d_{aL} = 0 \wedge d_{aE} = 1$	6	2
$d_{aL} = 1 \wedge d_{aE} = 0$	5	3

O segundo melhoramento visa a minimizar o número de comutações, escolhendo de acordo com o estado anterior qual o vector (0 ou 7) a ser aplicado. Sendo assim, temos que incluir no sistema um bloco de memória de forma a ter essa informação. Com estes aperfeiçoamentos nasce a Tabela 3.4 onde estão apresentadas todas as saídas dos quatro comparadores e o respectivo vector. É de notar que $e_\alpha < 0$ corresponde a “0” e $e_\alpha > 0$ corresponde a “1”.

Tabela 3.4 - Correspondência entre os 16 estados e o respectivo vector.

e_{aL}	e_{aE}	e_{bL}	e_{bE}	Vector
0	0	0	0	5
0	0	0	1	4
0	0	1	0	4
0	0	1	1	3
0	1	0	0	6
0	1	0	1	0/7
0	1	1	0	0/7
0	1	1	1	2
1	0	0	0	5
1	0	0	1	0/7

1	0	1	0	0/7
1	0	1	1	3
1	1	0	0	6
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	2

3.4. – Controlo de tensão do lado alternado.

De modo a ter uma forma de onda de tensão sinusoidal à saída é preciso alterar a topologia do sistema. As harmónicas mais elevadas de corrente são filtradas pela bobina, para filtrar as harmónicas de tensão tem-se que incluir um condensador. Assim, a tensão a controlar é a tensão à saída de um filtro passa-baixo LC (Figura 3.6).

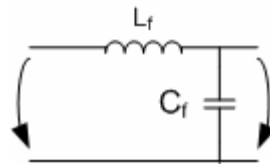


Figura 3.6 - Filtro passa-baixo LC.

A frequência de corte deste tipo de filtro a -3dB é dado por (3.4.1). Sabendo que esta frequência de corte deve ser muito inferior à frequência de comutação dos semicondutores do inversor e muito superior à frequência das tensões do lado alternado, pode-se dimensionar o condensador C_f impondo a frequência de corte e sabendo o valor da bobina dimensionada através da equação (3.3.5). Neste caso, o filtro é dimensionado para uma frequência de corte de 500 Hz. Pode-se também ajustar este valor do condensador em função do tremor (3.4.2).

$$f_c = \frac{1}{2p\sqrt{L_f C_f}} \quad (3.4.1)$$

$$C_f = \frac{U_{DC} T^2}{48\Delta V} \quad (3.4.2)$$

A lógica de controlo é arquitectar um controlo de tensão com controlo interno de corrente aproveitando o controlo da corrente mencionado na secção 3.3. Esta é uma forma indirecta de controlar a tensão pois o controlo de tensão tem como função alterar os valores de referência das correntes na malha de controlo interno da corrente. Sendo assim, trata-se de um sistema de dupla realimentação. Esta técnica de controlo só funciona se a dinâmica das correntes for muito mais rápida que a dinâmica das tensões. Satisfazendo esta condição, as correntes do lado alternado têm capacidade de seguir as correntes de referência impostas pelo controlo de tensão [10]. O diagrama de blocos está representado na Figura 3.7.

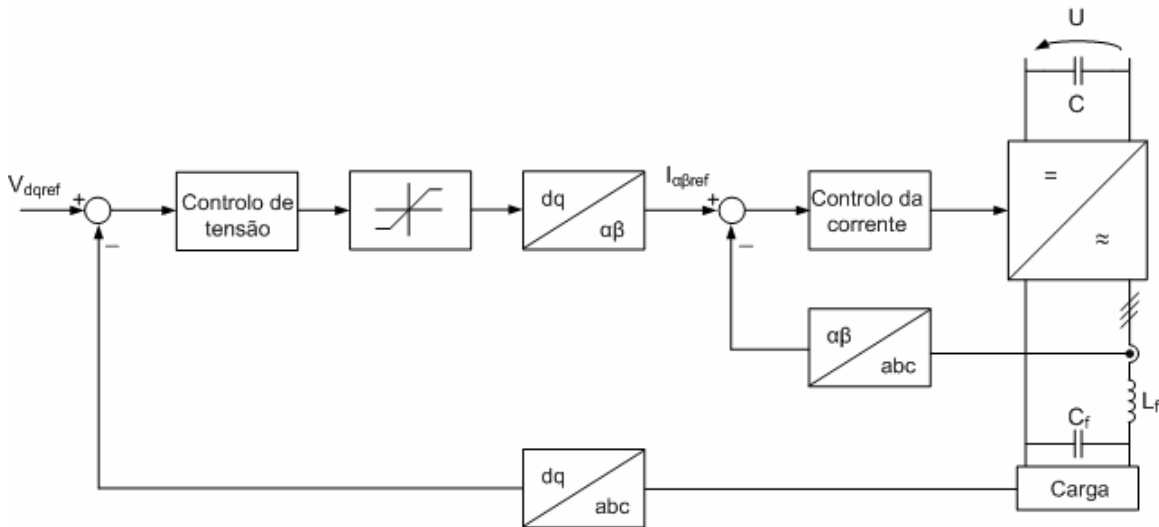


Figura 3.7 - Controlo de tensão com controlo interno de corrente.

O controlo de tensão a dimensionar é alcançado através do método clássico. É obtida uma aproximação linear do sistema e aplica-se um controlador PI para processar os erros das tensões do lado alternado e obter as correntes de referência. Os limitadores são necessários para limitar a corrente de curto-circuito do conversor e para que o inversor nunca gere correntes acima da corrente nominal.

3.4.1. – Modelos matemáticos.

Com o filtro à saída do inversor e simbolizando a carga como uma resistência R_f tem-se para uma fase genérica o circuito da Figura 3.8. Aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito obtêm-se a equação diferencial (3.4.3).

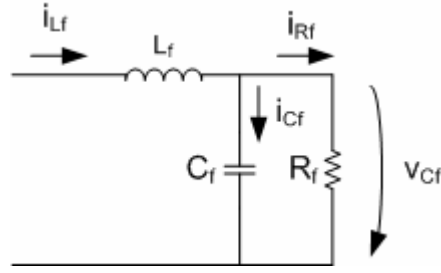


Figura 3.8 - Fase genérica à saída do inversor.

$$\frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf} - i_{Rf}}{C_f} \quad (3.4.3)$$

De igual modo ao que é feito na secção 3.2., pode-se representar o sistema em modelo de estado de forma a representar as três fases (3.4.4). Aplicando as transformações de Concordia e de Park obtêm-se o modelo de um sistema não linear mas invariante no tempo (3.4.6). Trata-se de um sistema não linear devido ao acoplamento existente entre as variáveis v_{Cfd} e v_{Cfq} .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cfa} \\ v_{Cfb} \\ v_{Cfc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lfa} \\ i_{Lfb} \\ i_{Lfc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Rfa} \\ i_{Rfb} \\ i_{Rfc} \end{bmatrix} \quad (3.4.4)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cfa} \\ v_{cfb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lfa} \\ i_{Lfb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Rfa} \\ i_{Rfb} \end{bmatrix} \quad (3.4.5)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Rfd} \\ i_{Rfq} \end{bmatrix} \quad (3.4.6)$$

3.4.2. – Linearização e implementação dos compensadores lineares.

Até agora, graças às transformações de Concordia e de Park, tem-se um sistema não linear mas invariante no tempo. Para poder-se aplicar as técnicas de controlo linear e obter-se um SLIT é necessário proceder-se ao desacoplamento das tensões. Considerando que a dinâmica das correntes é muito superior à dinâmica das tensões, pode-se afirmar que

$$i_{dq} \approx i_{dqref} \quad (3.4.7)$$

Admitindo que o pior tempo de resposta está presente no condensador, pode-se aproximar o sistema a um sistema de 1ª ordem de acordo com a Figura 3.9. Neste caso, a corrente que flui para a carga é considerada como uma perturbação no sistema.

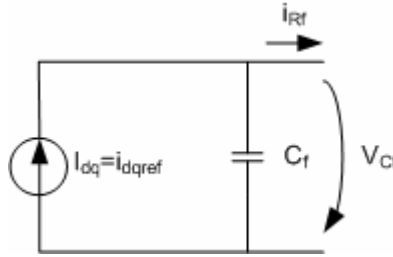


Figura 3.9 - Modelo aproximado a um sistema de 1ª ordem.

Utilizando o modelo de estado representado no sistema de coordenadas dq (3.4.6), substituindo pela equação (3.4.7) e aplicando a transformada de Laplace, obtêm-se:

$$V_{Cfd}(s) = \frac{1}{s} \left(wV_{Cfq}(s) + \frac{i_{dref}(s)}{C_f} - \frac{i_{Rfd}(s)}{C_f} \right) \quad (3.4.8)$$

$$V_{Cfq}(s) = \frac{1}{s} \left(-wV_{Cfd}(s) + \frac{i_{qref}(s)}{C_f} - \frac{i_{Rfq}(s)}{C_f} \right) \quad (3.4.9)$$

O desacoplamento das equações (3.4.8) e (3.4.9) é obtido através de uma mudança de variável:

$$h_{dref}(s) = wC_f V_{Cfq}(s) + i_{dref} \quad (3.4.10)$$

$$h_{qref}(s) = -wC_f V_{Cfd}(s) + i_{qref} \quad (3.4.11)$$

Substituindo as equações (3.4.10) e (3.4.11) nas equações (3.4.8) e (3.4.9):

$$V_{Cfd}(s) = \frac{1}{sC_f} (h_{dref}(s) - i_{Rfd}) \quad (3.4.12)$$

$$V_{Cfq}(s) = \frac{1}{sC_f} (h_{qref}(s) - i_{Rfq}) \quad (3.4.13)$$

Tendo o sistema desacoplado, pode-se arquitecar um sistema em cadeia fechada onde o controlo de tensão é composto por um compensador. Este compensador deve ser dimensionado de forma a manter o sistema estável em cadeia fechada. O uso de um compensador proporcional ou proporcional derivativo está fora de questão pois não garantem erro estático nulo. Os compensadores PI (Proporcional Integral) já garantem erros estáticos nulos com tempos de subida aceitáveis e são apropriados para conversores com uma boa margem de estabilidade e uma fraca exactidão em regime estacionário [4]. O diagrama de blocos do sistema com o compensador está representado Figura 3.10.

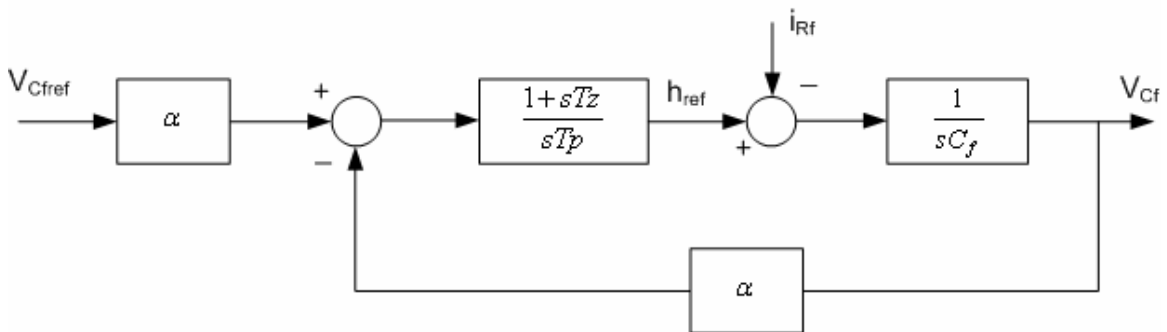


Figura 3.10 - Diagrama de blocos do sistema com um compensador PI.

O diagrama de blocos é válido para ambas as componentes d e q. A partir deste, pode-se calcular a função de transferência do sistema (3.4.14), o que vai permitir dimensionar os parâmetros do compensador.

$$V_{Cf}(s) = \frac{a}{C_f T_p} \frac{1+sT_z}{s^2+s \frac{aT_z}{C_f T_p} + \frac{a}{C_f T_p}} V_{Cfref}(s) - \frac{1}{C_f} \frac{s}{s^2+s \frac{aT_z}{C_f T_p} + \frac{a}{C_f T_p}} i_{Rf}(s) \quad (3.4.14)$$

Ao analisar a função de transferência, assinala-se que a tensão na carga depende da resposta do sistema a variações na tensão de referência e da corrente na carga. No entanto, a tensão de referência é fixa, logo não é o mais importante a analisar. O que interessa, neste caso, é a resposta do sistema a variações da corrente na carga. Em regime estacionário, o segundo termo é nulo, isto equivale a ter as perturbações, devidas à corrente na carga, nulas. O denominador equivale a um polinómio de um sistema de segunda ordem. Ao fazer a correspondência entre o denominador e o polinómio característico (3.4.15) está-se em condições de calcular os parâmetros do compensador.

$$s^2 + 2\alpha\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + s \frac{aT_z}{C_f T_p} + \frac{a}{C_f T_p} \quad (3.4.15)$$

O compensador PI pode ser apresentado de duas maneiras (3.4.16). Uma será pela posição dos pólos e zeros e outra pela forma dos ganhos proporcional e integral. De modo a se poder aplicar um limitador à acção integral opta-se por apresentar o compensador pelos seus ganhos onde a correspondência é bastante simples. O diagrama de blocos com limitador e reset na acção integral está representado na Figura 3.11. Para evitar saturações no actuador (isto é, não-linearidade) pode-se incluir um bloco Anti-Windup na acção integral [12].

$$C(s) = \frac{1 + sT_z}{sT_p} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.4.16)$$

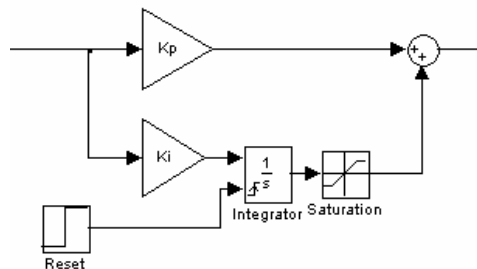


Figura 3.11- Compensador PI com limitador na acção integral.

De modo a obter o valor dos ganhos proporcional e integral é necessário impor dois graus de liberdade que o polinómio de um sistema de segunda ordem possui. Estes são o factor de amortecimento ξ e a frequência natural do sistema ω_n . De modo a obter um sistema sub-amortecido com uma boa relação entre o tempo de subida e a sobre-elevação da resposta ao escalão impõe-se (também conhecido por critério ITAE) [9],

$$x = \frac{\sqrt{2}}{2} ; 0,707 \quad (3.4.17)$$

Para que os modelos sejam válidos é necessário que a frequência natural seja muito inferior à frequência de comutação, pelo menos 10 vezes inferior.

$$w_n = \frac{2p f_c}{10} \quad (3.4.18)$$

De forma ajustar os ganhos obtidos pode-se aplicar as Regras de Ziegler-Nichols. Estas regras baseiam-se num ensaio experimental e tem como objectivo uma resposta transitória aceitável de compromisso entre rapidez e estabilidade relativa. Um dos métodos é denominado por método da sensibilidade última (ou do ganho último). O ensaio é realizado em malha fechada com o controlador em modo Proporcional. Varia-se o ganho Kp até alcançar o limiar da instabilidade, isto é, quando se começam a observar oscilações de amplitude constante. Utilizando o diagrama de blocos presente na Figura 3.10 é possível alcançar um novo ganho que permite obter uma melhor resposta [12].

O diagrama de blocos completo do controlo de tensão alternada com controlo interno de corrente está presente na Figura 3.12.

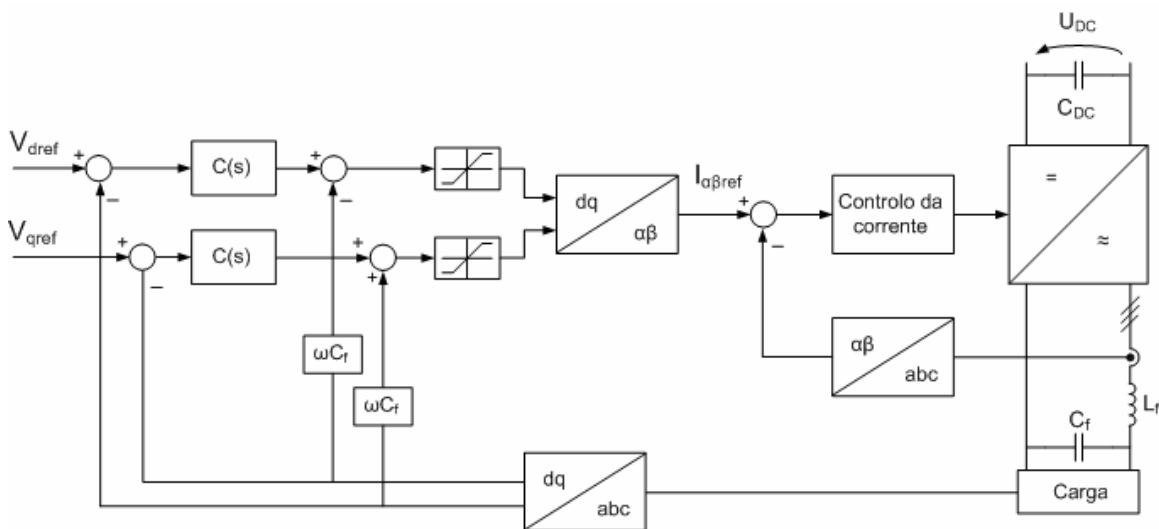


Figura 3.12 - Diagrama de blocos pormenorizado do controlo de tensão AC.

3.5. – Aplicação do controlo ao modelo do compensador de cavas de tensão.

Agora que já se tem projectado o controlo necessário para a operação do CCT, está na altura de implementá-lo a uma suposta linha que alimenta uma carga crítica e ver que tipo de alterações isso acarreta. Entre a rede de distribuição e a carga crítica é posto um transformador em série. Do outro lado do transformador está ligado o sistema já projectado anteriormente com a excepção do condensador já que entre o inversor e o transformador fica somente a bobina. Isto não causa problemas pois o transformador funciona como um espelho de corrente. Assim, a corrente que flui na bobina é igual à que passa na linha. Deste modo, a carga fica igualmente protegida de harmónicas mais elevadas de tensão. O diagrama simplificado está esquematizado na Figura 3.13.

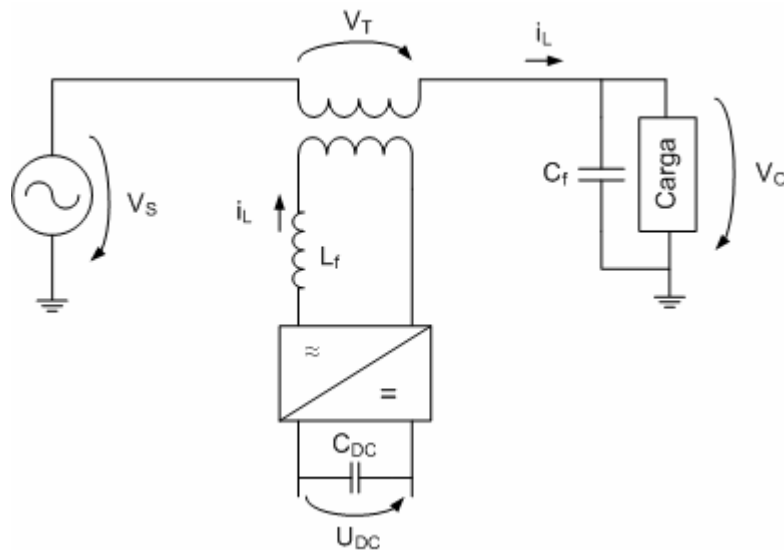


Figura 3.13 - Modelo simplificado do compensador de cavas de tensão.

Até agora só houve preocupação em analisar o compensador de cavas de tensão durante a cava. Embora essa seja a sua principal função, esse modo de operação só tem que funcionar durante alguns milissegundos. A maioria dos sistemas disponíveis tem “charging units” que permite que o sistema de armazenamento de energia esteja sempre pronto para fornecer essa energia durante a cava. Aqui toma-se outra aproximação ao problema, isto é, enquanto não existe cava, o próprio inversor carrega o sistema de armazenamento. Assim é preciso repensar o controlo do inversor. Como primeira solução, admitiu-se dimensionar uma malha externa ao controlo já projectado ficando com um sistema de tripla realimentação. Porém, este tipo de

controlo distorce a onda de tensão na carga crítica. Nesse caso, é necessário haver dois controlos independentes que alternam entre si de acordo com um sistema de detecção da cava.

Em primeiro lugar, é necessário verificar se o controlo da tensão alternada pode ser ligado/desligado já que isto se trata de incluir descontinuidades num controlo linear. Pode ser necessário incluir um reset na acção integral do compensador de forma a erros residuais não serem integrados e degradarem a resposta do controlo. Este seria accionado através do sistema de detecção da cava. Durante o normal funcionamento da rede o compensador não deve causar interferência na carga nem na rede. Então em regime estacionário, ou seja, quando não existe cava e não é preciso carregar o sistema de armazenamento de energia, é imposto ao inversor o vector 0 (também pode ser o vector 7) de forma efectuar um curto-circuito aos terminais do transformador.

3.6. – Controlo de tensão do lado contínuo.

O controlo de tensão do lado contínuo possui uma grande restrição. Tem-se que carregar o sistema de energia de forma a ter sempre um valor de tensão U_{DC} sem afectar a carga crítica. Contudo, existe uma margem de manobra de 10% no valor da tensão da carga. Isto porque não é considerado cava e grande parte dos sistemas não têm problemas a funcionar com estes valores de tensão. Os diversos controlos baseados em transformações de Park não garantem o isolamento da carga do sistema de armazenamento de energia. De modo poder-se carregar este sistema tem-se que transferir energia em pequenos intervalos de tempo para as ondas de tensão e corrente não sofrerem alterações.

O controlo proposto neste trabalho é um controlo discreto onde através da medição das correntes que passam no transformador, acciona os semicondutores do conversor adequados. Para não influenciar a carga, esta transferência de energia só acontece durante breves instantes mas repetidas vezes. Este processo dá origem a um trem de impulsos de corrente que vai permitir carregar o sistema de armazenamento de energia. A arquitectura deste controlo está representada na Figura 3.14.

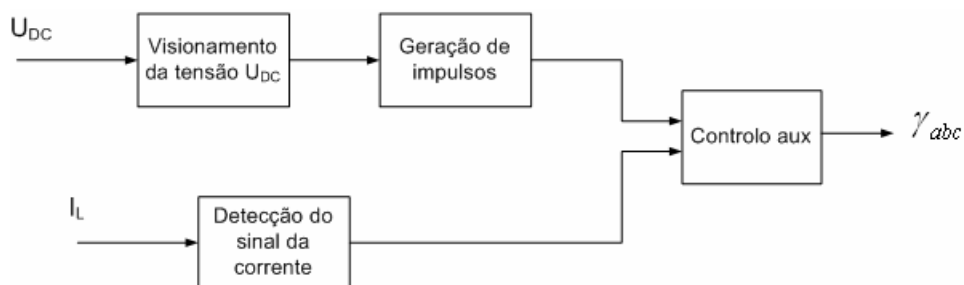


Figura 3.14 - Diagrama de blocos do controlo de tensão DC.

3.6.1. – Sistema de armazenamento de energia, SAE.

Os sistemas de armazenamento de energia são um assunto vasto e de extrema importância. Esta é uma tecnologia chave para fornecer energia eléctrica de forma ininterrupta e de qualidade. Actualmente, existem diversos sistemas disponíveis mas todos possuem problemas ou limitações. O armazenamento pode ser feito recorrendo a baterias, células de combustível, condensadores/supercondensadores, volantes de inércia, etc. Para se poder escolher é necessário caracterizar o SAE em termos de densidades de energia e potência, tempos de resposta, tempo de vida médio, rendimento, equipamento de controlo e monitorização, restrições de operação e custo/economia de escala. A tecnologia mais atractiva para os sistemas de mitigação de cavas é os condensadores/supercondensadores. Estes armazenam energia num campo eléctrico criado entre eléctrodos porosos de carvão ou polímeros e possuem diversas vantagens como tempos de resposta na base dos microsegundos, ciclos de carga-descarga ilimitados, tempo de vida médio a rondar os 10 anos e um rendimento muito elevado. A parte negativa destes sistemas é possuírem uma auto-descarga significativa, necessidade de um controlo do estado de cada célula, taxa de carga rápida mas limitada e a energia só dura alguns segundos/minutos. No entanto, o objectivo deste trabalho não é fazer uma análise profunda destes sistemas e o circuito equivalente a usar está representado na Figura 3.15 onde R_{DC} possui um valor suficientemente elevado para que a corrente i_s flua para o condensador e o SAE tenha um tempo de descarga elevado [2].

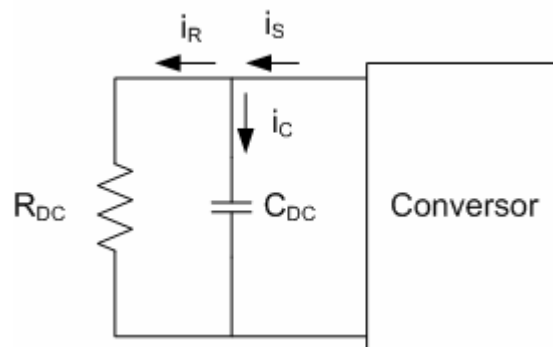


Figura 3.15 - Equivalente do SAE.

O condensador C_{DC} é dimensionado de acordo com a potência fornecida à carga e a duração das cavas que se quer proteger. O seu valor depende igualmente da descarga imposta ao SAE. Aqui traça-se um limite mínimo da tensão final no condensador, onde, para o caso de ser uma cava total (0.01pu), U_{DCf} tem que ser maior ou igual a $\sqrt{6}V_{ef}$. A este valor tem que ser somado as quedas de tensão presentes no CCT ou outras perdas que possam ocorrer.

Para minimizar a energia armazenada pode-se tomar a opção de entregar à carga somente 90% da tensão nominal na ocorrência de uma cava.

$$C_{DC} = \frac{2P_{\text{form}} t_{\text{cava}}}{U_{DCi}^2 - U_{DCf}^2} \quad (3.4.19)$$

3.6.2. – Detecção do sinal da corrente.

De acordo com a Figura 3.15 e sabendo a estrutura do conversor presente na Figura 3.1 é fácil deduzir que,

$$i_C \approx -(g_A i_A + g_B i_B + g_C i_C) \quad (3.4.20)$$

Tendo em conta a equação (3.4.20), pode-se obter i_C positivo escolhendo os semicondutores a conduzir nas alternâncias certas das correntes i_k . Num sistema trifásico equilibrado pode-se separar um período das correntes em 6 secções diferentes, Figura 3.16. Ao verificar quais as correntes que passam no transformador para $i_C > 0$, implica escolher quais as correntes que aumentam U_{DC} .

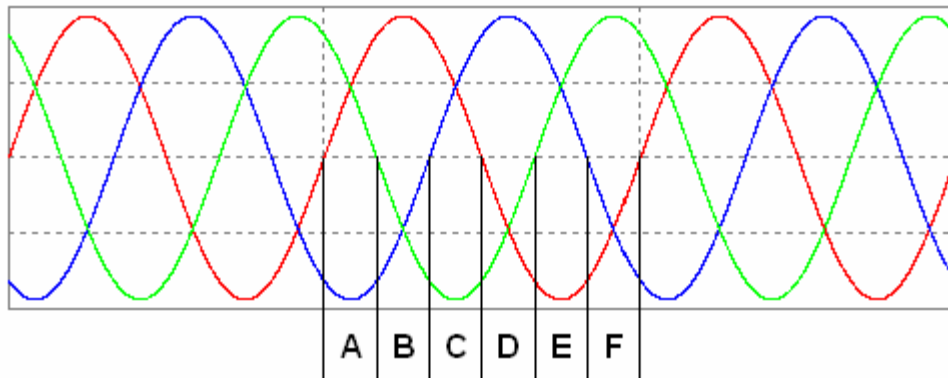


Figura 3.16 - Secções nas correntes trifásicas.

Considera-se uma função do tipo,

$$\begin{cases} i_k > 0 \rightarrow 1 \\ i_k < 0 \rightarrow 0 \end{cases} \quad (3.4.21)$$

Facilmente se verifica que existe uma correspondência entre os γ_k e as alternâncias positivas e negativas das correntes. Aqui como o sentido das correntes i_k são inversas ao sentido da corrente i_c , o comando a fornecer aos semicondutores é o complementar do exposto na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 - Correspondência entre as correntes e o comando dos semicondutores.

Secção	Correntes i_k	g_{abc}
A	$\begin{cases} i_a > 0 \\ i_b < 0 \\ i_c > 0 \end{cases}$	101
B	$\begin{cases} i_a > 0 \\ i_b < 0 \\ i_c < 0 \end{cases}$	100
C	$\begin{cases} i_a > 0 \\ i_b > 0 \\ i_c < 0 \end{cases}$	110
D	$\begin{cases} i_a < 0 \\ i_b > 0 \\ i_c < 0 \end{cases}$	010
E	$\begin{cases} i_a < 0 \\ i_b > 0 \\ i_c > 0 \end{cases}$	011
F	$\begin{cases} i_a < 0 \\ i_b < 0 \\ i_c > 0 \end{cases}$	001

3.6.3. – Outros aspectos do controlo de tensão DC.

O objectivo deste controlo é permitir a manutenção do valor U_{DC} no SAE para a eventualidade de existir uma cava. Este valor de tensão tem que ser então monitorizado de forma a ter sempre presente o valor U_{DCi} mínimo. É de notar que a taxa de restituição do valor U_{DC} não precisa de ser alta pois as cavas são acontecimentos esporádicos. Quando $U_{DC} < U_{DCimin}$

acciona um gerador de impulsos que impõe durante breves instantes o comando gerado pelo detector do sinal da corrente. Este comando alterna com a posição do inversor em regime estacionário (aplicação do vector 0). Quanto maior for o factor de ciclo do impulso e a sua periodicidade maior é a taxa de restituição do valor U_{DC} , no entanto, maior é a deformação da onda na carga.

3.7. – Detecção da cava.

De modo a que o CCT actue de forma rápida é necessário que detecte a cava de tensão de uma forma igualmente rápida. Pode-se classificar as diversas técnicas de acordo com a informação fornecida pelo detector e o tempo de resposta. Certos tipos de controlo necessitam de um sistema que forneça a informação completa de uma cava, ou seja, a profundidade, a mudança de fase e o tempo de início e fim da cava. De entre as variadas técnicas referenciam-se [15]:

- monitorização dos valores de pico;
- monitorização de $\sqrt{V_d^2 + V_q^2}$ ou V_d ;
- aplicação de um filtro passa-banda estreito ou PLL a cada fase;
- aplicação da transformada de Fourier a cada fase;
- aplicação da transformada wavelet a cada fase.

Neste trabalho, necessita-se somente que o detector de cava forneça a informação do início e fim da cava o mais rapidamente possível. Para isso é utilizada uma variante da segunda técnica como está representado na Figura 3.17. São monitorizados os vectores de tensão no referencial $\alpha\beta$ em vez de monitorizar os vectores de tensão no referencial dq, a fim de poupar tempo de processamento. A função $f(u)$ devolve a norma do vector de tensão que quando comparada com 90% do seu valor nominal vai accionar o controlo AC ou DC.

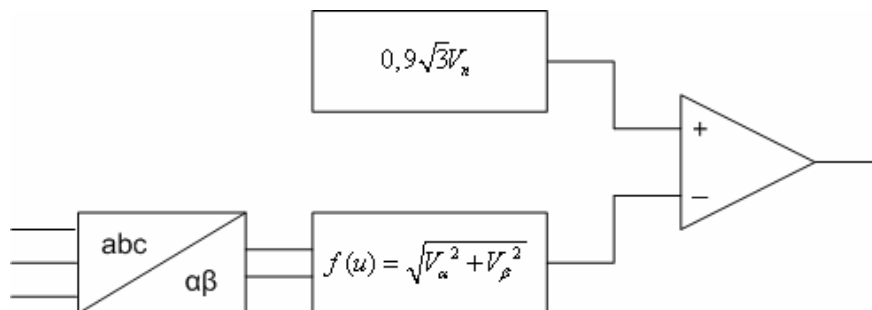


Figura 3.17 - Sistema de detecção da cava.

O uso de qualquer outra técnica leva a um atraso substancial na resposta do controlo pois as restantes técnicas mencionadas possuem tempos de resposta de meio ciclo a um ciclo [15].

3.8. – Sincronização do CCT.

O controlo das tensões alternadas só funciona se conhecer previamente a posição angular da rede, para resolver esse problema é projectado um sincronizador. Como o sistema de detecção da cava, também este sistema tem que ser suficientemente rápido de modo a não provocar o mau funcionamento do controlo ou até mesmo a sua instabilidade. Outro ponto importante é a necessidade de este sistema possuir imunidade ao ruído ou a perturbações na rede. Neste trabalho é apresentado um método de sincronização vectorial que se adapta às condições mencionadas.

Para podermos usufruir das vantagens do controlo de tensão do lado alternado é necessário sabermos a posição angular da rede em cada instante de modo que a referência esteja sempre síncrona com a rede. Através da aquisição dos valores da tensão trifásica simples é possível construir um sincronizador adaptado como está representado na Figura 3.18. É efectuada a transformação de Concordia para obter-se os valores de tensão no referencial $\alpha\beta$ e aplicada uma função de filtragem do tipo passa-baixo para eliminar o ruído na aquisição do sinal. A rapidez do sincronizador está essencialmente dependente do atraso incluído pelo filtro. Depois de calculada a norma do vector de tensão, pode-se calcular o valor do co-seno e seno do ângulo desse mesmo vector [11].

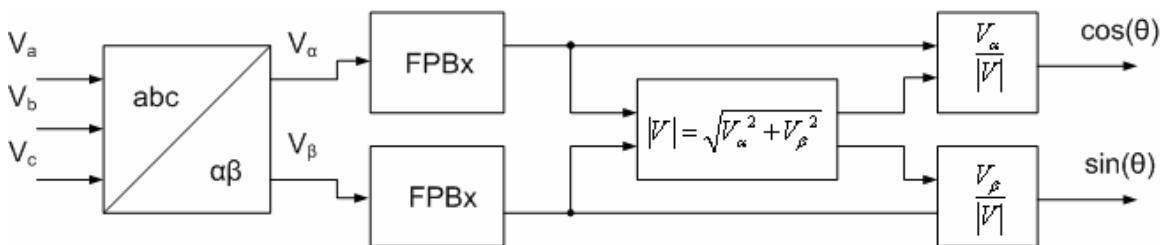


Figura 3.18 - Sincronizador vectorial baseado nas tensões da rede.

Assim é possível fazer a transformação para o referencial dq com a posição angular correcta. No caso, do filtro passa-baixo impor um atraso de fase significativo pode-se recorrer às equações trigonométricas (3.4.22), sendo x referente ao ângulo real e y ao ângulo de compensação.

$$\begin{aligned}\sin(x \pm y) &= \sin(x) \cos(y) \pm \sin(y) \cos(x) \\ \cos(x \pm y) &= \cos(x) \cos(y) \mp \sin(x) \sin(y)\end{aligned}\tag{3.4.22}$$

Este método tem como desvantagem a sua sensibilidade a alterações na frequência da rede e interrupções. Existe outro tipo de solução baseado no cálculo do fluxo virtual da rede, porém, não apresenta melhorias significativas em relação a este método.

Capítulo 4: Resultados.

Para demonstrar os resultados e a aplicação dos métodos explicitados são usadas simulações computacionais. Embora a aplicação a modelos experimentais/laboratoriais tenha um grande valor, hoje em dia, uma simulação pode ser praticamente tão fiável e fornecer resultados praticamente idênticos aos desses modelos. O simulador a ser usado é o software do MatLab 7, o Simulink.

O Simulink é um software para modelação, simulação e análise de sistemas dinâmicos. Suporta sistemas lineares e não-lineares, modelados em tempo contínuo, amostrado ou ambos. É uma ferramenta usada em todo o mundo por engenheiros para modelação e para resolver problemas concretos.

Nas simulações, a parte de electrónica de potência é utilizado o SimPowerSystems. Esta é uma ferramenta de projecto moderna que permite engenheiros e cientistas construir modelos de uma forma fácil e rápida. Não só permite o rápido desenho da topologia de um circuito, como permite uma análise onde estão incluídas interacções com disciplinas na área da mecânica, térmicas, controlo, entre outras. Isto é possível porque todas as peças eléctricas da simulação interagem com uma extensa biblioteca de modelação do Simulink. Como o Simulink usa o MatLab como o seu motor computacional, projectistas podem usar MatLab Toolboxes e Simulink Blocksets. A biblioteca contém modelos de equipamento tipicamente usados, como por exemplo, transformadores, linhas, máquinas eléctricas e electrónica de potência. Estes modelos provêm de livros conceituados e a sua validação é baseada na experiência do Laboratório de Power Systems Testing and Simulation da Hydro-Québec, da Ecole de Technologie Supérieure e da Université Laval.

Os valores utilizados nas simulações são reduzidos a uma escala mais pequena. Deste modo, facilmente se utiliza os modelos para uma posterior comparação com uma experiência laboratorial.

4.1. – Resultados da aplicação do controlo de corrente.

Os primeiros resultados a serem demonstrados são o do funcionamento do controlo de corrente. O modelo de simulação a ser usado encontra-se no Anexo B - Modelo 1 e os

parâmetros no Anexo C. É testado o funcionamento do inversor com controlo de corrente e carga RL. O objectivo é verificar se as correntes à saída do inversor seguem as correntes de referência impostas pelo controlo.

A corrente nominal é de aproximadamente 30A de amplitude. É então imposta uma corrente de referência que iguale a corrente nominal e como se pode verificar na Figura 4.1 as correntes à saída do inversor não têm problemas em seguir a referência. As tensões simples e compostas à saída do inversor estão representadas na Figura 4.2 (para uma melhor visualização foi alterado o offset da fase A e C). É fácil de verificar a modulação de 3 níveis na tensão composta e os 5 níveis de tensão já referidos na tensão simples que resulta da aplicação dos diversos vectores $\alpha\beta$.

O controlo de corrente utilizado é o de 16 estados pois alcança o mesmo objectivo com menos comutações nos semicondutores. De modo a comparar os dois controlos verificar se existe melhorias são incluídos contadores no controlo para averiguar quantas comutações estão os semicondutores sujeitos. Quanto menos comutações, melhor o rendimento do sistema pois, as perdas num conversor, dependem tanto das perdas de condução como das perdas de comutação. A Tabela 4.1 reflecte a variação na função de comutação γ_k para cada braço do inversor. Note-se que uma variação no flanco ascendente ou descendente do trem de impulsos equivale a uma comutação no semicondutor superior da ponte trifásica e a uma comutação no semicondutor inferior.

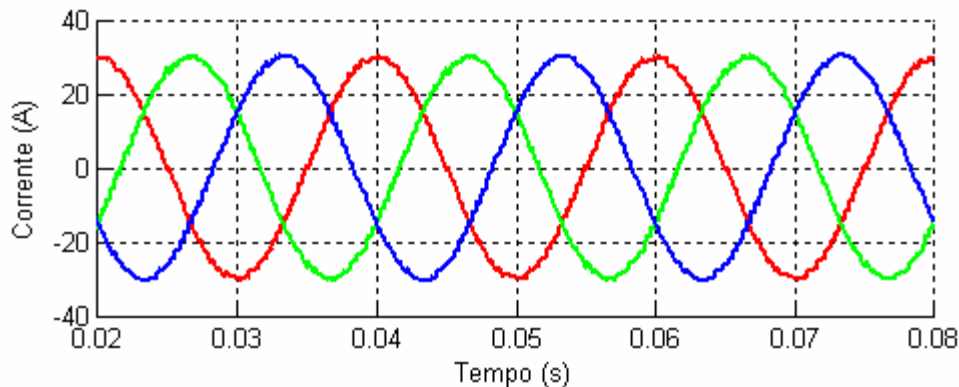


Figura 4.1 - Correntes trifásicas à saída do inversor.

Tabela 4.1. - Variação na função de comutação num ciclo.

	9 estados	16 estados
Fase A	60	62
Fase B	52	46
Fase C	46	30

Realmente existe uma melhoria no número de comutações, no entanto, existe uma maior disparidade nas comutações entre os três braços do inversor. Isto é algo a ter em conta a longo prazo pois afecta o tempo de vida do sistema. Além disso pode influenciar outros controlos que façam uso desta aplicação, nomeadamente, a sua margem de estabilidade.

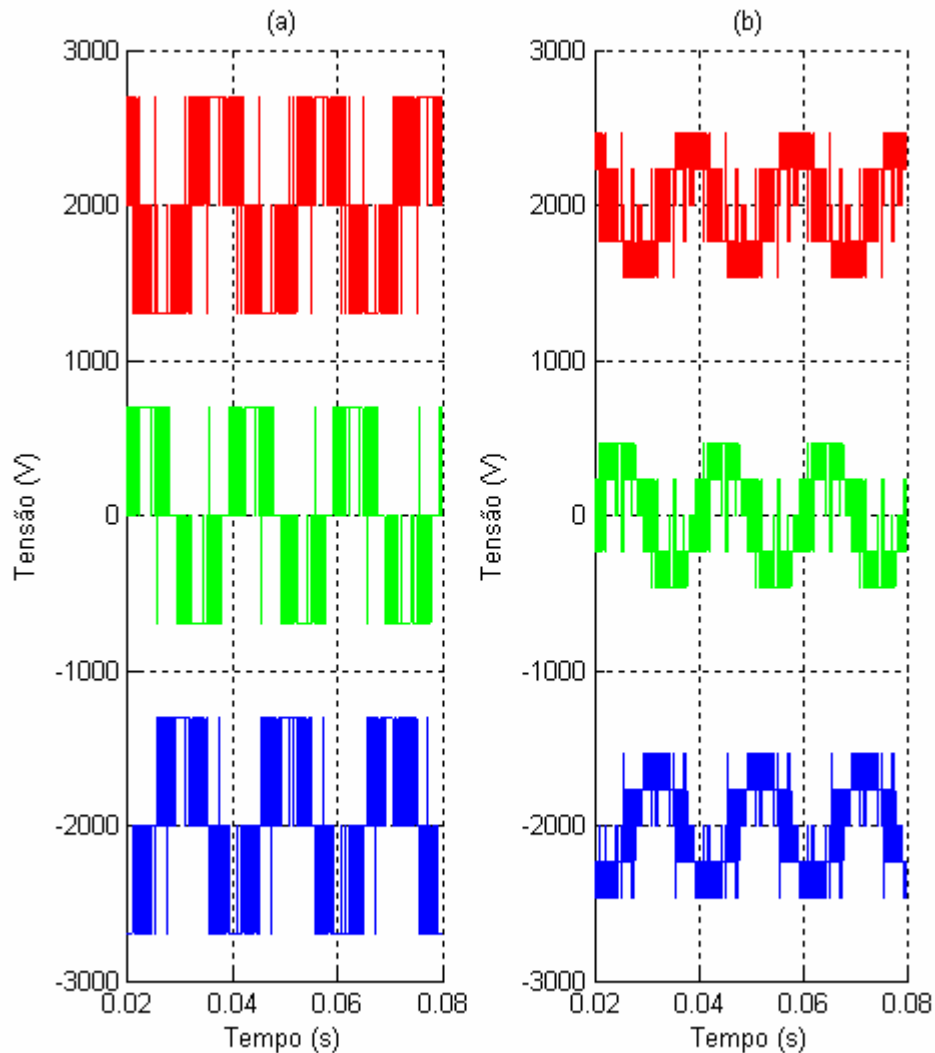


Figura 4.2 - Tensões compostas (a) e tensões simples (b) à saída do inversor.

Como é de esperar, o funcionamento do controlo degrada-se ao afastar das condições nominais, Figura 4.3. Nomeadamente, ao diminuir a corrente de referência, aumenta a frequência de comutação e a disparidade. Na Figura 4.4 está a representação do trem de impulsos (função de comutação) imposto ao inversor com uma corrente de referência igual à nominal (30A) e com uma corrente de referência de 10A. Na Tabela 4.2 compara-se o número de comutações para as diferentes correntes de referência para o controlo de 16 estados.

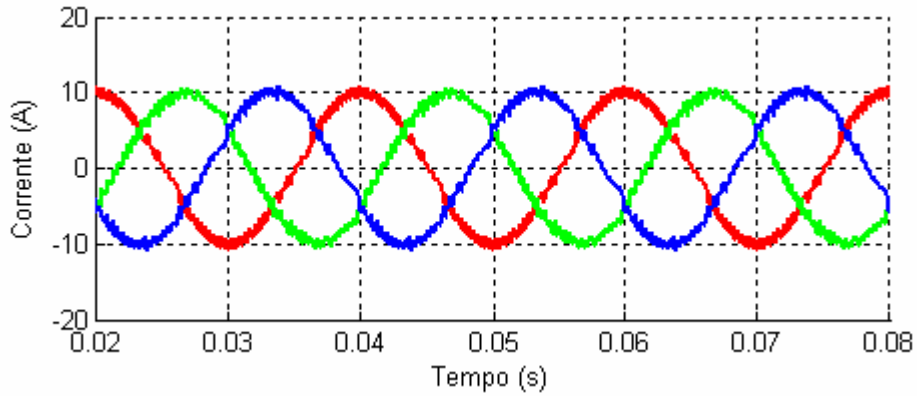


Figura 4.3 - Correntes trifásicas à saída do inversor com corrente de referência de 10A.

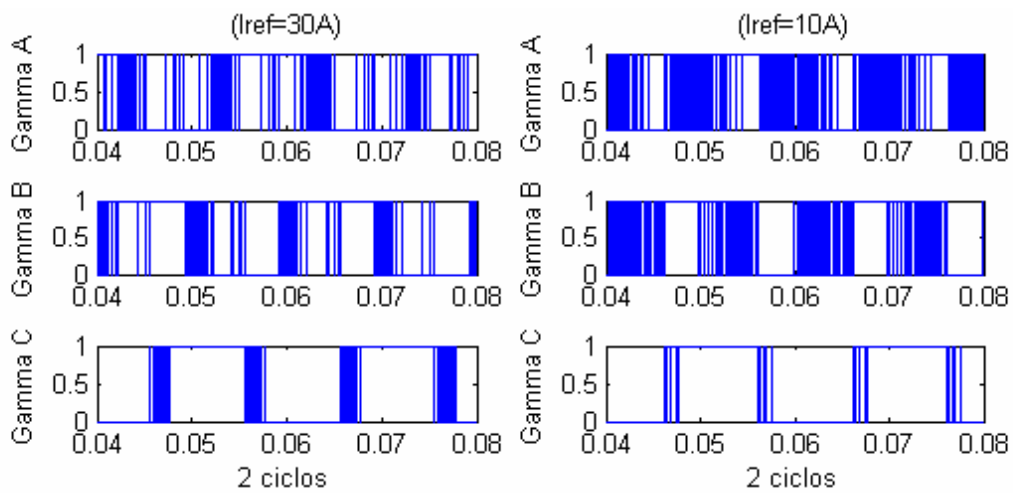


Figura 4.4 - Trem de impulsos à saída do sistema de decisão.

Tabela 4.2 - Número de comutações para correntes de referência diferentes.

	$I_{ref} = 30 \text{ A}$	$I_{ref} = 10 \text{ A}$
Y_A	62	94
Y_B	46	70
Y_C	30	14

4.2. – Resultados da aplicação do controlo de tensão alternada.

Nesta simulação apresenta-se o funcionamento do CCT com controlo de tensão alternada. O modelo da simulação a ser usado encontra-se no Anexo B - Modelo 2 e os

parâmetros no Anexo C. O controlo de corrente projectado anteriormente encontra-se integrado no controlo de tensão.

4.2.1. – Resposta à cava.

O sistema trifásico que alimenta uma carga linear/resistiva tem a tensão nominal de 230V e num determinado instante sofre uma cava de tensão. Isto é conseguido através de um divisor de tensão onde, através da variação dos parâmetros da rede, se pode analisar o sistema para diferentes profundidades da cava. Assim obtém-se uma cava praticamente instantânea, o que não corresponde com a realidade. As cavas possuem o seu próprio transitório que pode variar de acordo com a causa da cava. Porém, esta situação aproxima-se do pior caso em termos de gravidade que é a interrupção da alimentação devido ao disparo dos disjuntores. Apesar de esta situação não ser considerada uma cava também se pode projectar o sistema para este tipo de perturbações. Sendo assim, está-se a projectar o sistema do lado da segurança, ou seja, para o pior caso possível. A Figura 4.5 representa a tensão na rede onde é simulada uma cava com uma profundidade de 50% e uma duração de 2 ciclos.

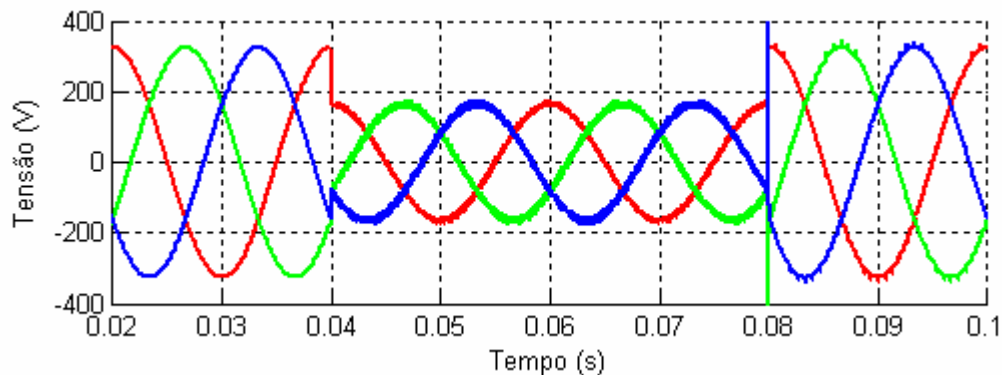


Figura 4.5 - Tensão na rede com uma cava dos 4 aos 8ms.

A resposta a esta perturbação encontra-se na Figura 4.6. Como se pode verificar a tensão na carga segue perfeitamente a referência e possui um tempo de resposta praticamente instantâneo. Isto torna a carga insensível à cava. Os picos de tensão no término da cava não são para ser considerados pois advém do uso de interruptores no divisor de tensão à entrada do sistema.

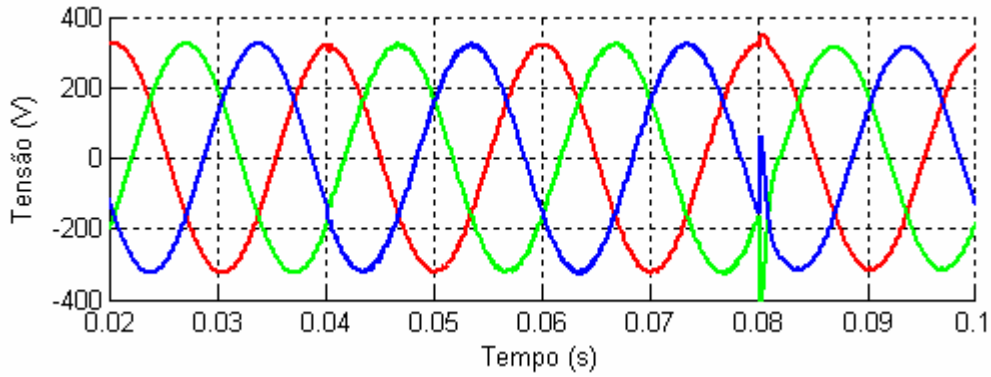


Figura 4.6 - Tensão na carga.

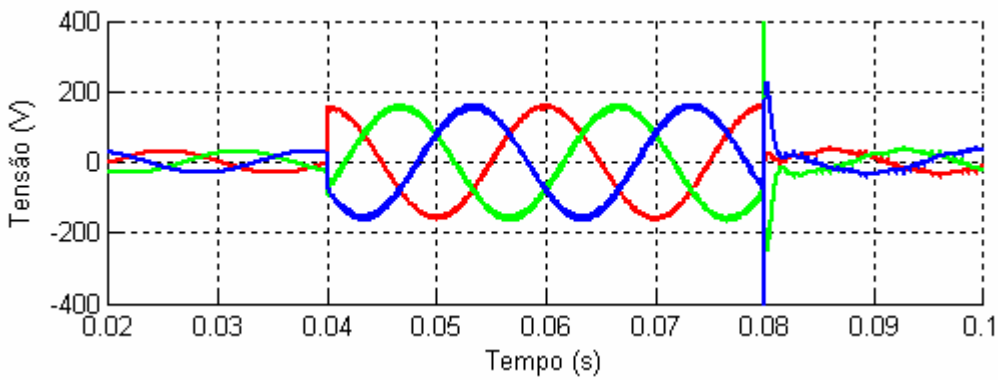


Figura 4.7 - Tensão aos terminais do transformador.

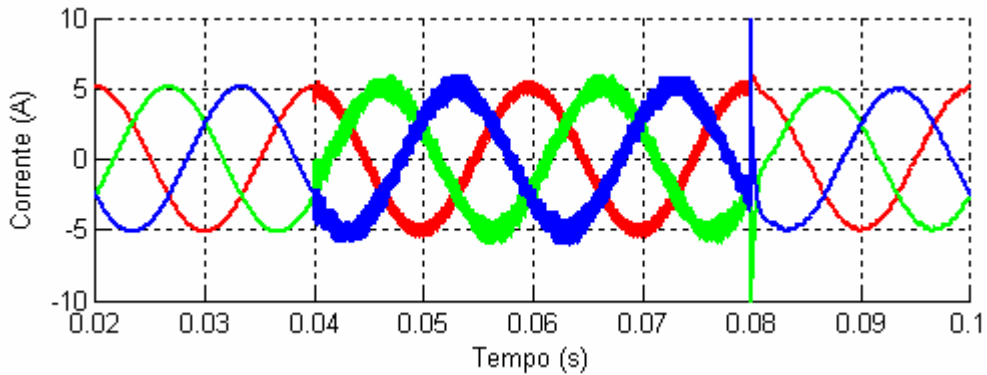


Figura 4.8 - Corrente na carga.

A aplicação do vector 0 para efectuar o curto-circuito aos terminais do transformador provoca um valor de tensão residual aos seus terminais devido à corrente que percorre a bobina. De forma a manter a tensão nula aos terminais do transformador pode-se pensar em efectuar directamente um curto-circuito aos terminais do transformador. Contudo, essa medida iria inviabilizar o uso de um controlo DC para efectuar o carregamento do SAE. Ao somar a tensão residual da rede com a tensão no transformador obtêm-se a tensão na carga. O tremor na

corrente é mais evidente pois a carga resistiva é mais elevada estando distante das condições nominais. A Figura 4.9 representa uma ampliação da resposta do sistema à cava numa das fases e compara essa curva com outra que representa a sinusóide de tensão com 90% do seu valor. Como se pode verificar a curva de tensão nunca chega a atingir a curva dos 90%.

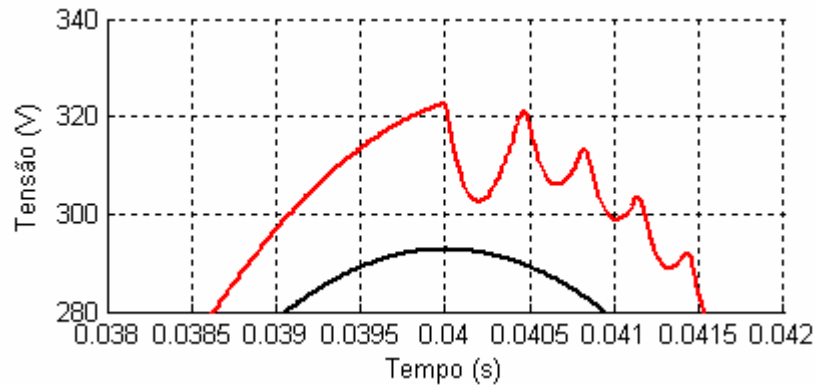


Figura 4.9 - Comparação entre a resposta do CCT à cava com uma curva de 0.9pu.

4.2.2. – Resposta a uma interrupção.

No caso de ocorrer uma interrupção do serviço por disparo dos disjuntores e querer-se proteger o sistema para eventos desse tipo o sistema projectado é igualmente válido. Porém, para o sistema responder adequadamente poderá ser necessário aumentar o valor da tensão U_{DC} . Outra preocupação neste evento é os picos de tensão e corrente que ocorrem na religação dos disjuntores. Apesar de a carga sentir esse efeito o sistema garante que não são de valor suficientemente elevado para afectar a carga. A Figura 4.10 representa a tensão na linha de distribuição e a Figura 4.11 a tensão na carga.

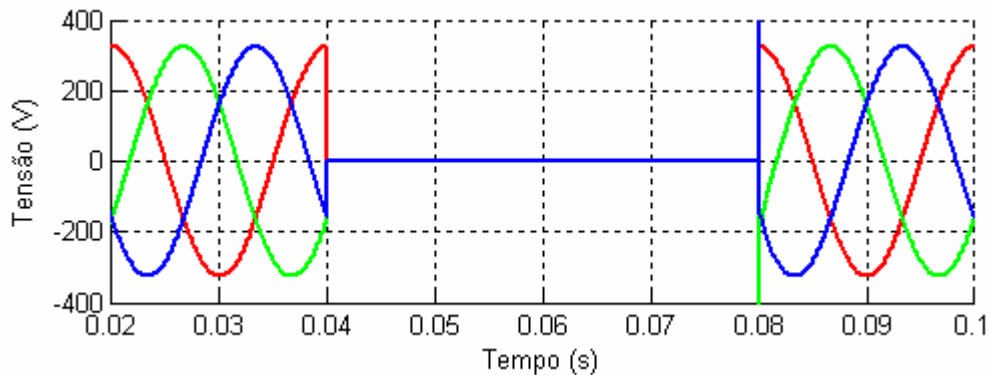


Figura 4.10 - Tensão na linha de distribuição para uma interrupção do serviço.

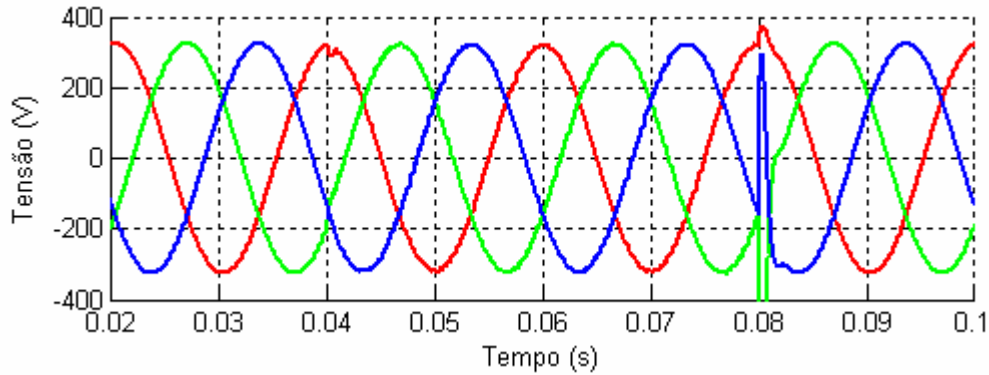


Figura 4.11 - Tensão na carga na ocorrência de uma interrupção.

4.2.3. – Controlo de tensão sempre activo vs stand-by.

A simulação efectuada em 4.2.1. é um controlo do tipo stand-by. A grande vantagem já mencionada é o uso da ponte trifásica para carregar o SAE dispensando a charging unit. Nesta simulação mostra-se o funcionamento do CCT com o controlo de tensão sempre activo. Este também é um tipo de funcionamento possível, contudo, seria necessário implementar a charging unit. Esta consiste numa ponte de rectificação (possivelmente com um controlo PWM) para carregar o SAE. Do ponto de vista económico, esta medida irá encarecer o sistema. No entanto, traz outras vantagens como dispensar o sistema de detecção da cava, pois a retroacção mantém o valor nominal de tensão na carga, e um melhor funcionamento para cargas não-lineares. A Figura 4.12 mostra o funcionamento do CCT para o mesmo acontecimento que em 4.2.1.

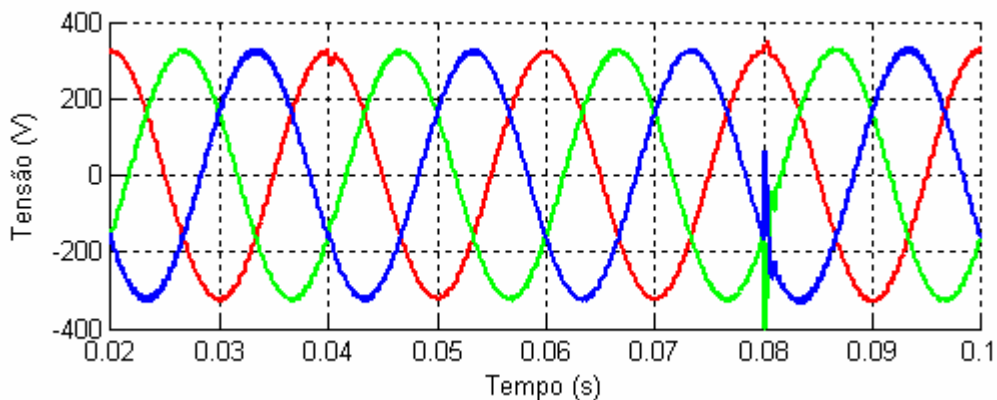


Figura 4.12 - Tensão na carga com o controlo sempre activo.

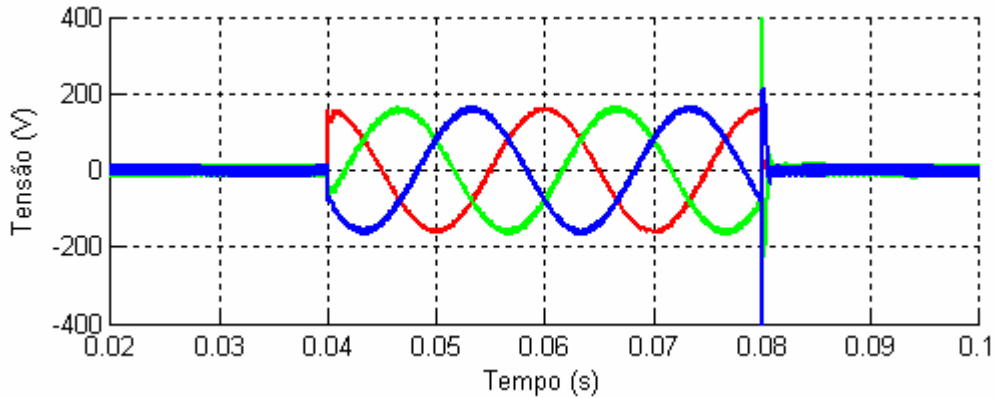


Figura 4.13 - Tensão aos terminais do transformador com o controlo sempre activo.

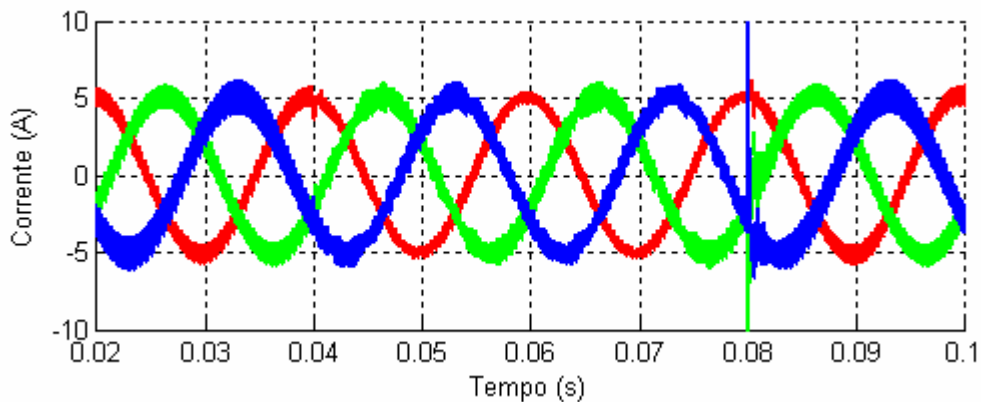


Figura 4.14 - Corrente na carga com o controlo sempre activo.

Com o controlo sempre activo a ponte trifásica está sempre em funcionamento. Isto acarreta as suas desvantagens como o tempo de vida do sistema e a injeção de harmónicas na rede. No entanto, se for preferível esta via pode-se tomar a decisão de melhorar o funcionamento em regime estacionário.

4.2.4. – Aplicação do Método de Ziegler-Nichols ao controlo de tensão.

Quando se faz o dimensionamento dos compensadores PI recorre-se sucessivamente a aproximações, até a própria modelação matemática supõe várias aproximações de forma a tornar o problema solúvel. No entanto, é preciso garantir que os pólos do sistema modelado sejam os pólos dominantes. O método de Ziegler-Nichols normalmente é usado quando não se tem qualquer informação sobre o sistema. Contudo, também pode ser usado para melhorar a

resposta de sistemas onde os seus compensadores são dimensionados recorrendo a sucessivas aproximações. Sem a aplicação do método os ganhos obtidos são:

$$\begin{cases} K_p = 0,28 \\ K_i = 316 \end{cases} \quad (4.1.1)$$

Os resultados aplicando estes ganhos ao compensador PI são pouco satisfatórios como se pode verificar na Figura 4.15.

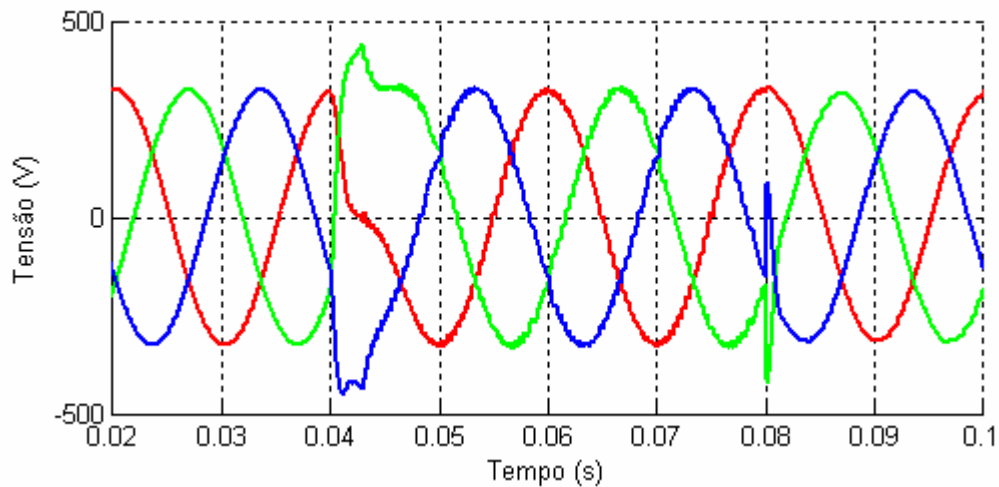


Figura 4.15 - Tensão na carga sem a aplicação do método de Ziegler-Nichols.

Aplica-se o método da sensibilidade última ao sistema da Figura 3.10 de modo a alcançar o novo ganho proporcional. É notória a melhoria da resposta do sistema com a aplicação do método como se pode ver em na secção 4.2.1. Verifica-se que um aumento ainda maior do ganho proporcional trás instabilidade tanto para o sistema simplificado da Figura 3.10 como para o CCT. Os ganhos a inserir no compensador passam a ser:

$$\begin{cases} K_p = 14,2 \\ K_i = 316 \end{cases} \quad (4.1.2)$$

Também se poderia pensar em aumentar o ganho da acção integral, no entanto, não traz melhorias na resposta à perturbação pois esta acção está condicionada pelo limitador. Apesar de limitar a resposta do compensador é necessário para proteger o sistema de correntes elevadas.

Outro aspecto importante é o facto de que quando se aumenta a rapidez de resposta do controlo de tensão está-se a aproximar da dinâmica do controlo de corrente, isto pode causar uma alteração na frequência de comutação dos semicondutores. Neste caso, a disparidade de comutações entre os ramos diminui sem afectar significativamente as formas de onda na carga.

4.2.5. – Funcionamento com uma carga não-linear.

Até este ponto, a carga crítica é representada por uma carga linear puramente resistiva. No entanto, cada vez mais se nota um aumento da complexidade dos sistemas críticos fazendo com que estes demonstrem características não-lineares. Para simular uma carga não-linear usa-se um rectificador trifásico a diodos. Apesar de não ser permitido ligar directamente à rede este tipo de sistemas, é um bom exemplo de uma carga não-linear. Devido ao facto de usar-se o vector 0 para efectuar o curto-circuito aos terminais do transformador, não é só a forma de onda da corrente que sofre alterações como é usual mas também a forma de onda da tensão. Sendo assim, no CCT se a carga tiver uma grande percentagem de não-linearidade deve-se optar por um controlo sempre activo ou então efectuar o curto-circuito directamente aos terminais do transformador. Esta segunda medida tem como consequência o agravamento no tempo de resposta do sistema. Outras soluções também são possíveis como o uso de um filtro activo. Novamente, para uma cava de 50% de profundidade dos 4 aos 8ms verifica-se que o controlo permite dessensibilizar a carga como também garantir uma forma de tensão da forma sinusoidal, Figura 4.16.

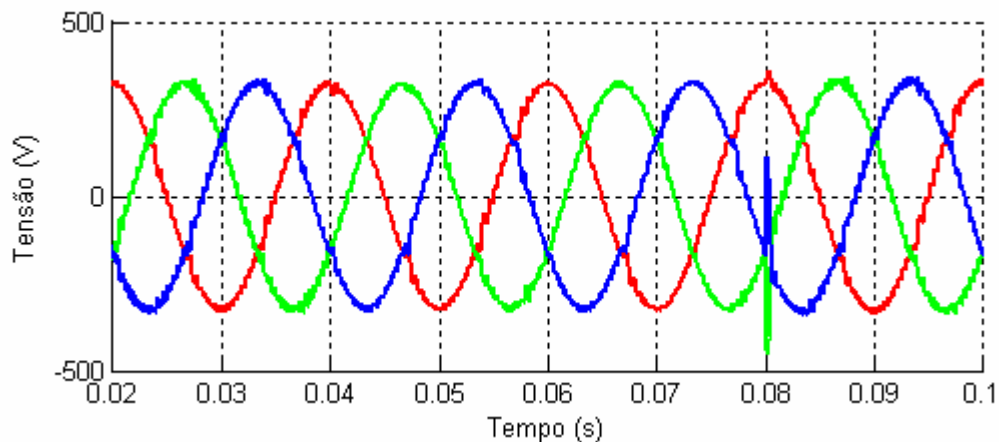


Figura 4.16 - Tensão na carga não-linear.

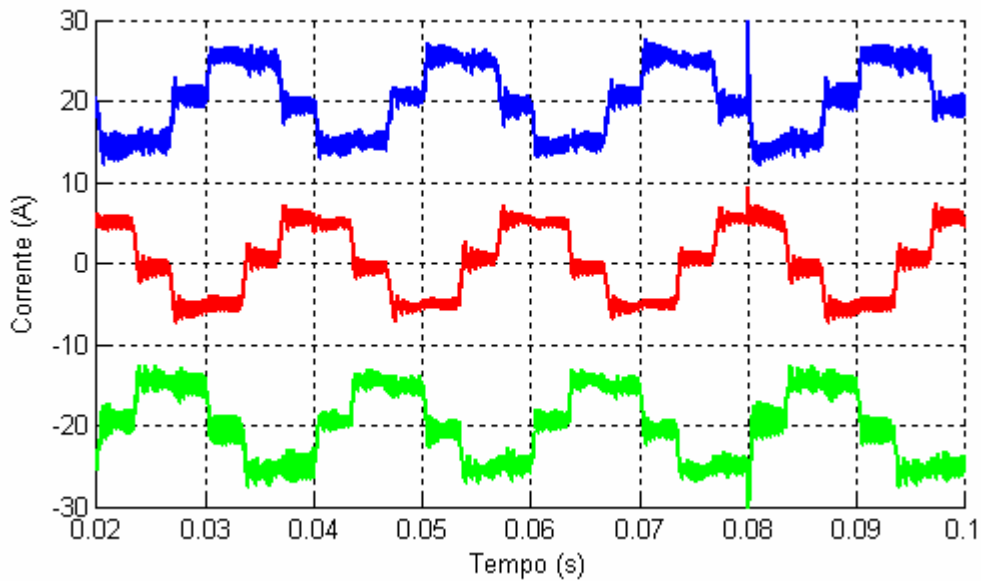


Figura 4.17 - Corrente na carga não-linear.

Contudo, para uma maior aproximação à realidade deve-se considerar uma carga mista sendo esta composta pelo paralelo de uma carga linear e uma não-linear. Assim obtém-se cargas de diversas naturezas ligadas ao mesmo barramento. Também aqui é preferível um controlo sempre activo devido às razões já anunciadas anteriormente. A resposta do CCT à cava com uma carga mista está presente na Figura 4.18 e na Figura 4.19.

Ao baixar o valor da resistência equivalente com o aumento do número de cargas ao mesmo barramento, a corrente que percorre a bobina de filtragem aumenta fazendo com que apareça um valor de tensão considerável aos terminais do transformador. Como é óbvio isto altera o valor de tensão na carga. Neste caso pode-se tomar a opção de mudar o valor de tensão de referência e manter o valor nominal através da aplicação de um transformador elevador entre o sistema e a carga.

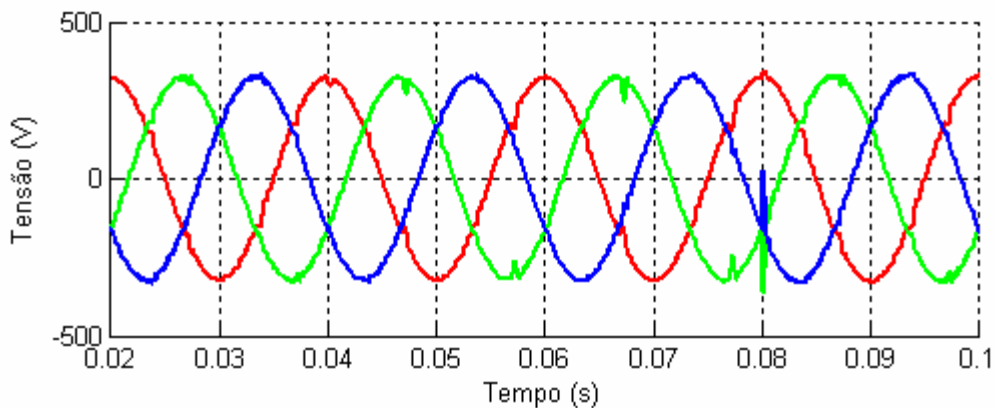


Figura 4.18 - Tensão na carga mista.

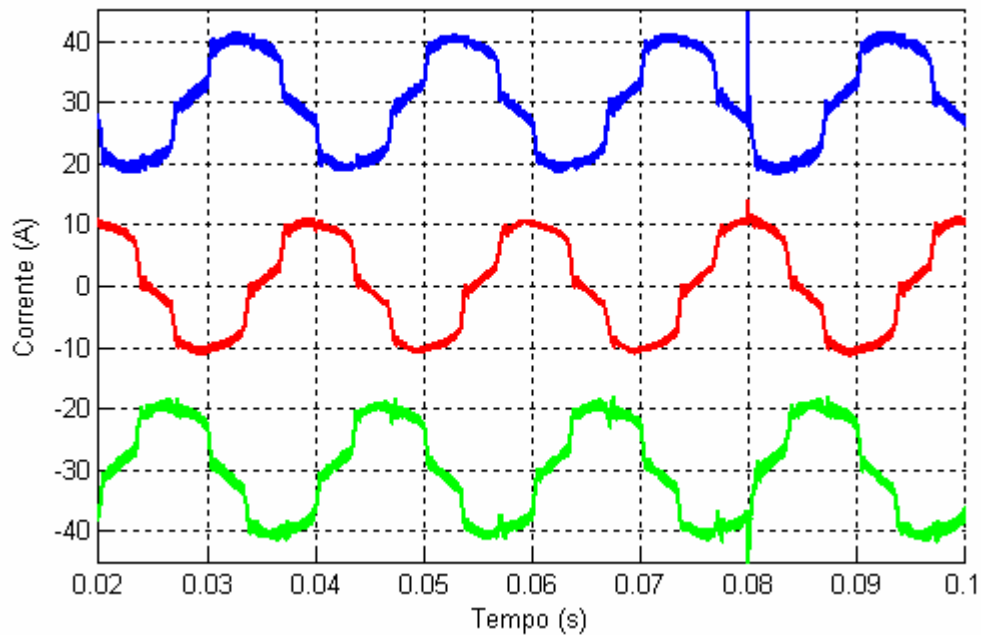


Figura 4.19 - Corrente na carga mista.

4.2.6. – Cavas assimétricas.

O controlo projectado supõe que o sistema se trata de um sistema equilibrado e simétrico. Daí o evento eleito para demonstrar os resultados ser uma cava trifásica com 50% de profundidade. No entanto, como já foi dito, pode haver situações onde existe cavas assimétricas. Para este tipo de casos será mais indicado proteger a carga crítica com um sistema onde também se controla a componente homopolar do sistema. Neste caso, seria necessário um sistema com informação do neutro. Contudo, testa-se o sistema para uma cava monofásica de 25% de profundidade e 50% de profundidade.

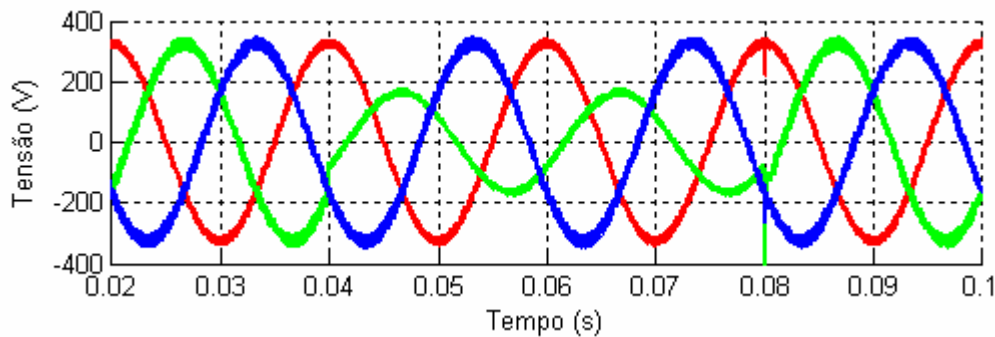


Figura 4.20 - Tensão na rede com cava monofásica dos 4 aos 8ms.

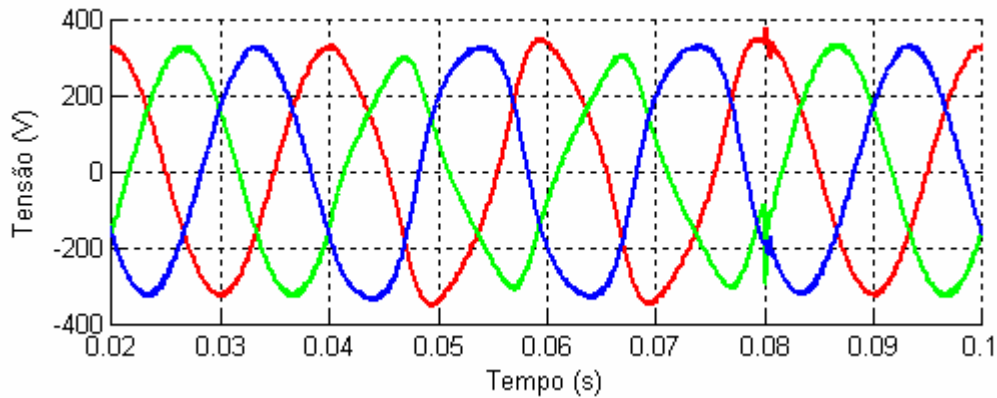


Figura 4.21 - Tensão na carga sujeita a uma cava com 50% de profundidade.

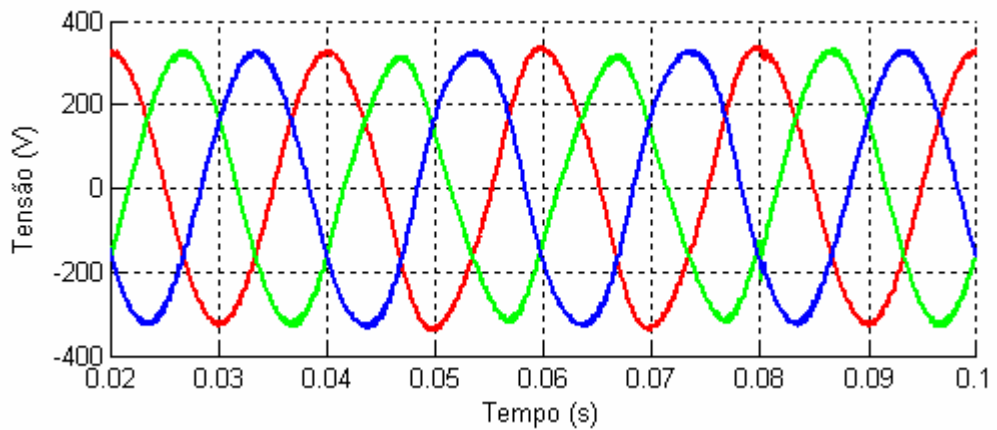


Figura 4.22 - Tensão na carga sujeita a uma cava com 25% de profundidade.

Do ponto de vista interno do controlo, o facto de estar-se presente uma cava assimétrica causa oscilações indesejáveis no controlo. No entanto, verifica-se que desde que as oscilações provocadas no controlo não tenham uma frequência superior à dinâmica do controlo de tensão o sistema consegue responder adequadamente. Quanto maior for a profundidade da cava monofásica, mais o valor de tensão eficaz da fase afectada diminui e as restantes fases aumenta. Se for imposto o limite nos 90% de tensão nominal, o sistema só tem capacidade para mitigar cavas monofásicas com uma profundidade de 33,3%.

4.2.7. – Sincronização.

Ao aplicar um sincronizador de modo que a referência tenha informação sobre a posição angular da rede impõe-se uma restrição no sistema. O sistema fica dependente da informação da rede o que torna impossível saber qual a sua posição angular para acontecimentos como

interrupções ou cavas muito profundas. Para além disto, o sistema não sofre mais alterações. Para comprovar o funcionamento do sistema é imposta uma desfasagem qualquer na rede e verifica-se a sua resposta.

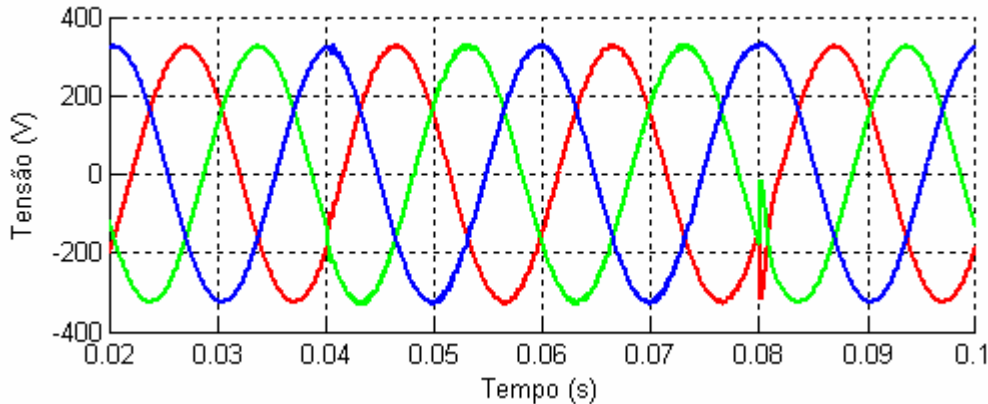


Figura 4.23 - Tensão na carga com uma desfasagem na rede de 120°.

Uma possível solução seria desagregar o sincronizador durante a cava tendo este que gerar a referência já que a frequência é constante na rede, à parte de pequenas flutuações. Esta seria baseada na informação da rede adquirida antes da cava. Pode-se projectar outras soluções baseadas em sistemas que detectam a passagem por zero da tensão e geram a referência.

4.3. – Resultados da aplicação do controlo de tensão contínua.

O comando baseado em impulsos de corrente requer um exacto conhecimento do sinal da corrente que passa no secundário do transformador. Porém, utiliza-se uma leitura da corrente na carga pois ambas as correntes que percorrem os enrolamentos do transformador são idênticas. Este comando permite ajustar a taxa de restituição do SAE de acordo com a geração de impulsos. Contudo, uma maior taxa de restituição do valor de tensão adequado conduz a uma maior deformação da onda de tensão. O facto de baixar o valor da amplitude de tensão pode ser compensada com a inclusão de um transformador entre o CCT e a carga. Para ser viável necessita de um valor de corrente suficientemente elevado de forma que a amplitude dos picos seja suficiente para carregar o SAE.

Como é óbvio, este comando só é possível usar se o controlo da tensão alternada estiver em stand-by. No caso de ser usado uma unidade de carregamento independente pode-se igualmente usar este comando ou optar por um PWM.

Os impulsos possuem um factor de ciclo de 2% do período com uma frequência 30 vezes superior à da rede de modo que a carga só tenha um abaixamento do valor de tensão de aproximadamente 2%. Apesar de ter-se uma margem de 10% no valor de tensão sem que esta seja considerada uma cava, não convém utilizar a totalidade dessa margem pois, ao contrário da frequência, a amplitude da tensão na rede sofre de grandes flutuações.

De forma a ser possível visualizar a carga e descarga do SAE estabelece-se o limite inferior do valor de tensão para 99,9% do valor estabelecido.

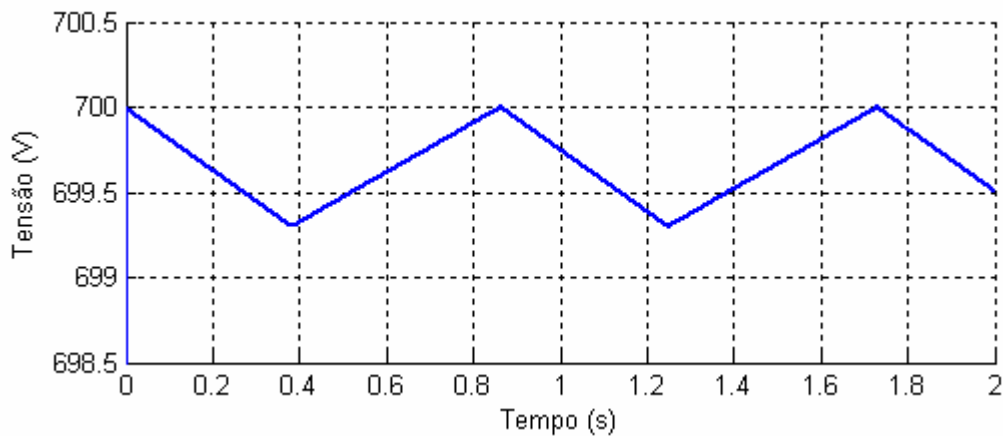


Figura 4.24 - Tensão no condensador à entrada do inversor.

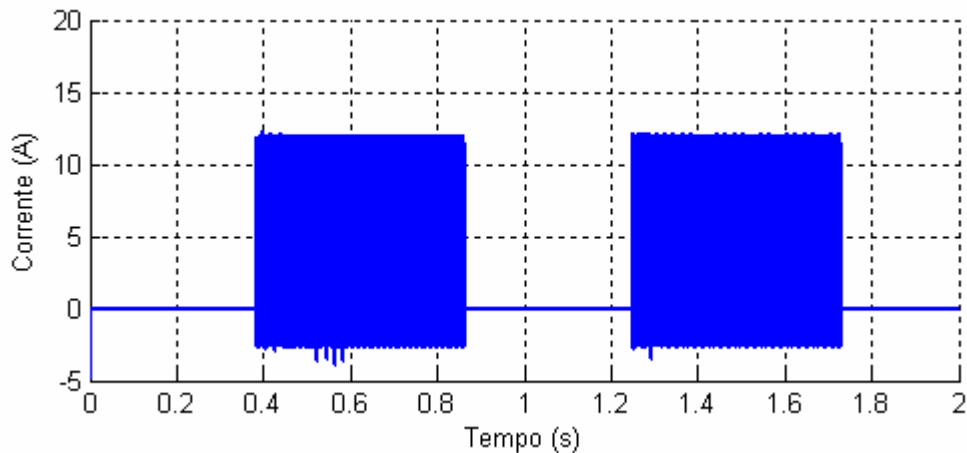


Figura 4.25 - Corrente injectada pelo inversor no SAE.

Como se pode verificar na Figura 4.24, este controlo permite manter um valor de tensão com uma extrema exactidão. A taxa de restituição diminui com o abaixamento da amplitude da

corrente e vice-versa. Pode mesmo ser necessário ajustar o factor de ciclo ou a frequência dos picos para valores de corrente demasiado baixos. Com estes parâmetros e esta amplitude da corrente a taxa de restituição é de 1,45 V/s. Uma taxa mais do que suficiente pois, como já foi dito, as cavas são acontecimentos esporádicos. A Figura 4.25 permite visualizar o trem de impulsos que permite carregar o SAE. De modo a ter uma visão mais pormenorizada do carregamento do condensador apresenta-se a Figura 4.26 e a Figura 4.27. Estas figuras correspondem ao aumento de tensão no condensador e a injeção da corrente (soma das três correntes que percorre os braços do inversor) durante um período da rede.

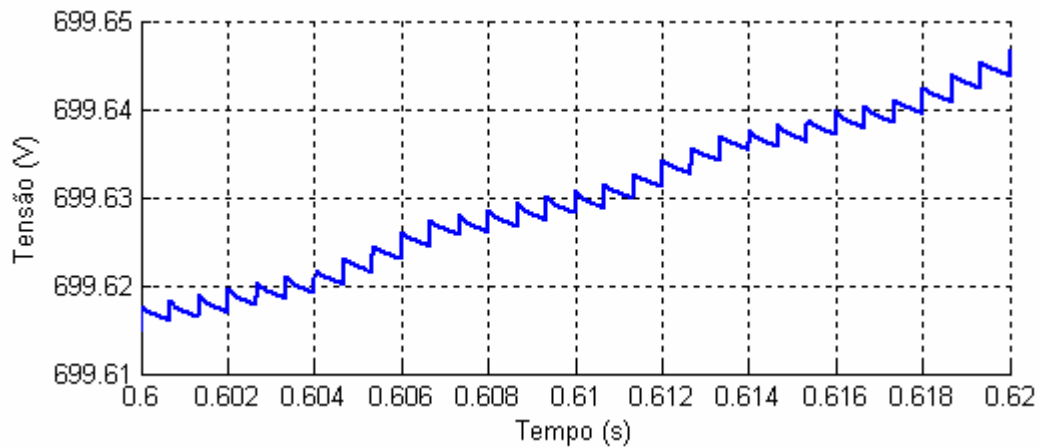


Figura 4.26 - Variação do valor de tensão no condensador.

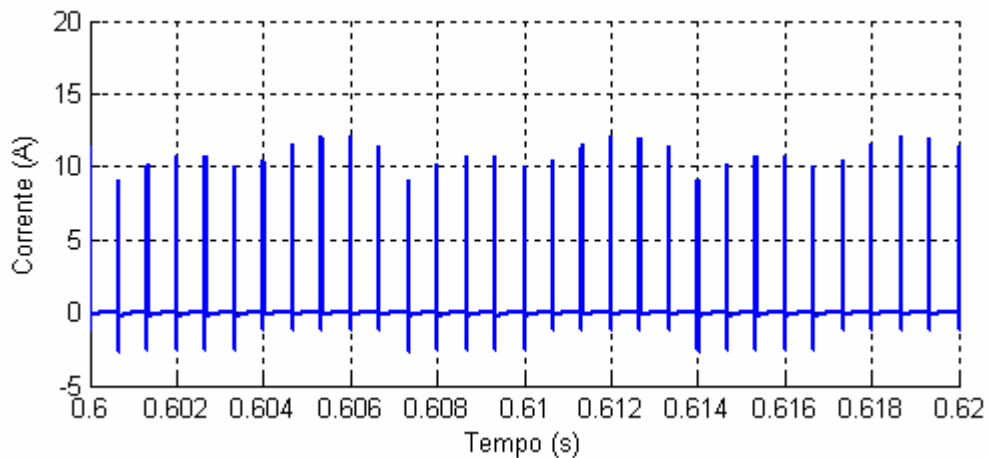


Figura 4.27 - Impulsos de corrente injectados no SAE.

Ao efectuar esta simulação inseriu-se um transformador entre o CCT e a carga crítica de forma a elevar o valor da tensão para o seu valor nominal. Ao visualizar a tensão eficaz na carga pode-se ter a noção de como este controlo afecta a carga. Contudo, ao analisar a Figura 4.28

verifica-se que as alterações provocadas são mínimas sendo estas variações suportadas por qualquer tipo de carga.

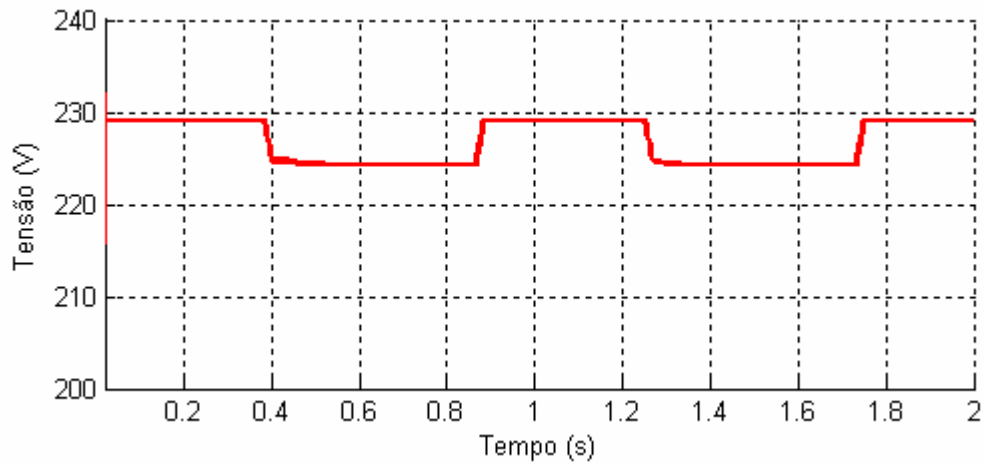


Figura 4.28 - Variação do valor eficaz da tensão na carga.

Capítulo 5: Conclusões.

5.1. – Conclusões gerais.

O desenvolvimento deste trabalho e análise dos resultados permite concluir que o sistema projectado é melhor que qualquer um dos sistemas presente no mercado. Onde o ponto forte deste controlo é seguramente o tempo de resposta à cava, praticamente instantâneo. Com este sistema qualquer carga torna-se insensível à cava.

O controlo de corrente não linear baseado na aplicação dos vectores de tensão $\alpha\beta$ demonstra ser um controlo apropriado pois estamos na presença de um sistema não linear por natureza. O uso de um controlo de 16 estados realmente diminui o número de comutações no conversor mas tem como desvantagem o aumento da disparidade da frequência de comutação entre os três braços. Posteriormente, verifica-se que o controlo de tensão tende a alterar esta disparidade provocando um maior equilíbrio. Um elevado valor de tensão à entrada do inversor permite ter variações mais rápidas na corrente à saída do inversor podendo mesmo diminuir o número de comutações. O valor das janelas de histerese tem uma relação directa com a frequência de comutação e com o tremor da corrente.

Devido ao facto de não estar-se na presença de um sistema linear e invariante no tempo é necessário uma mudança de variável no modelo matemático. Assim é possível aplicar conhecidas técnicas de controlo ao conversor electrónico de potência. A aplicação de um compensador PI demonstra ser apropriada e com grandes potencialidades na resposta à perturbação. Principalmente, depois de ajustar os ganhos do compensador recorrendo ao método do ganho último, também denominado por regras de Ziegler-Nichols. O uso de um controlo sempre activo ou em stand-by não é vinculativo. Isto porque a balança pode pesar para um ou para o outro lado, de acordo com as características que cada situação exige. Um controlo em stand-by permite o uso de um controlo da tensão contínua dispensando a “charging unit”. Um controlo de tensão sempre activo permite um melhor funcionamento para cargas não-lineares e cavas assimétricas. Ao optar por um controlo sempre activo é importante melhorar o funcionamento em regime estacionário para evitar comutações desnecessárias. Nesse caso a aplicação de um compensador PID será mais apropriado/vantajoso. As cavas assimétricas representam a maior lacuna neste controlo devendo ser efectuado um futuro desenvolvimento nesta área.

Antes de se optar pelo controlo discreto da tensão contínua projectou-se um controlo com tripla realimentação mas este tipo de controlo afecta as formas de onda na carga. O controlo DC mostra ter a vantagem de regular a taxa de restituição de acordo com a sensibilidade da carga. Aliás, com os parâmetros usados a única perturbação na carga é um abaixamento do seu valor de tensão em 2%. Porém, demonstra possuir a desvantagem de necessitar de correntes suficientemente elevadas para carregar o SAE.

5.2. – Trabalhos futuros.

Ao longo da realização de um trabalho existe sempre ideias diferentes para resolver o mesmo problema. Neste trabalho algumas dessas ideias foram aplicadas e testadas, umas com sucesso outras não. Algumas dessas ideias ainda estão por realizar e fica aqui algumas delas:

- Aplicação laboratorial do sistema estudado;
- Verificar a viabilidade deste controlo com a junção da componente homopolar ou efectuar as alterações necessárias para que o CCT tenha uma melhor resposta a cvas monofásicas;
- Desenvolver e aplicar outras técnicas de controlo como o modo de deslizamento ou fuzzy control e comparar vantagens e desvantagens;
- Aprofundar o estudo do SAE e quais os tipos de controlo que mais se adequam a este;
- Aplicar um conversor multinível ao CCT em vez do conversor trifásico.

Bibliografia:

- [1]. Oliver Suter, Michael Buschmann, Gerhard Linhofer, Philippe Maibach, "Voltage Source Converter based Power Quality Solutions", Asia Pacific Regional Power Quality Seminar, 28-31 March 2005, Marriot Putrajaya, Malaysia.
- [2]. Fernando Silva, "Sistemas de Armazenamento de Energia", Apresentação, Maio 2006.
- [3]. Humberto Jorge, "Qualidade de Energia – Cavas de Tensão, Interrupções", Apresentação, Fevereiro 2004.
- [4]. Muhammad H. Rashid, "Power Electronics Handbook", Academic Press, 2001
- [5]. Fernando Silva, "Sistemas de Energia em Telecomunicações", Textos de Apoio, Março 2006
- [6]. Fernando Silva, "Electrónica Industrial", Fundação Calouste Gulbenkian, Lisboa, 1998
- [7]. Gil Marques, "Dinâmica das Máquinas Eléctricas", Textos de Apoio, Abril 2002.
- [8]. João Santana e Francis Labrique, "Electrónica de Potência", Fundação Calouste Gulbenkian, Lisboa, 1991
- [9]. Isabel Lourtie, "Sinais e Sistemas", Escolar Editora, 2002
- [10]. João Dionísio Barros, "Conversores Multinível: Comando e Controlo por Computador", Dissertação de Mestrado, Outubro 2005.
- [11]. Nuno Silva, "Controlo das Potências Activa e Reactiva Fornecidas à Rede Eléctrica por Conversores CC/CA Fontes de Tensão", Dissertação de Mestrado, Agosto 2004, Porto
- [12]. Eduardo Morgado, "Controlador PID", Apontamentos de Controlo, Outubro 2003
- [13]. www.abb.com
- [14]. www.sand.com
- [15]. Chris Fitzer, Mike Barnes and Peter Green, "Voltage Sag Detection Technique for a Dynamic Voltage Restorer", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 1, January/February 2004.
- [16]. S. S. Choi, B. H. Li and D. M. Vilathgamuwa, "Design and Analysis os the Inverter-Side Filter Used in the Dynamic Voltage Restorer", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 17, no. 3, July 2002
- [17]. Hyosung Kim, Sang-Joon Lee and Seung-Ki Sul, "A Calculation for the Compensation Voltages in Dynamic Voltage Restorers by use of PQR Power Theory", IEEE, 2004
- [18]. Jing-Chung Shen and Huann-Keng Chiang, "PID Tuning Rules for Second Order Systems", Department of Electrical Engineering, Yunlin, Taiwan.

- [19]. Neil Woodley and Trevor Holden, "Field Experience with the New Platform-Mounted DVR", IEEE, 2000
- [20]. John Godsk Nielsen, Michael Newman, Hans Nielsen, Frede Blaabjerg, "Control and Testing of a Dynamic Voltage Restorer (DVR) at Medium Voltage Level", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 3, May 2004
- [21]. Changjiang Zhan, Vigna Kumaran Ramachandaramurthy, Atputharajah Arulampalam, Chris Fitzer, Stylianos Kromlidis, Mike Barnes and Nicholas Jenkins, "Dynamic Voltage Restorer Based on Voltage-Space-Vector PWM Control", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 6, November/December 2001
- [22]. Mahinda Vilathgamuwa, Ranjith Perera and S. S. Choi, "Performance Improvement of a Dynamic Voltage Restorer With Closed-Loop Load Voltage and Current-Mode Control", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 5, September 2002
- [23]. P. Boonchiam and N. Mithulanathan, "Dynamic Control Strategy in Medium Voltage DVR for Mitigating Voltage Sags/Swells", International Conference on Power System Technology, 2006

Anexo A: Modelos matemáticos.

Neste anexo é apresentado, com mais rigor, as operações algébricas que permite o cálculo das transformações entre os diversos referenciais. Nomeadamente, a transformação do referencial abc para o referencial αβ e, posteriormente, do referencial αβ para o referencial dq.

Tendo o modelo de estado (3.2.3),

$$\frac{d}{dt} [C] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] \\ [C] \\ [A_2] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B] \\ [C] \\ [B_2] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_0 \\ i_U \end{bmatrix}$$

$$[C]^T [C] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [C]^T [A] \\ [A_3] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [C]^T [B] \\ [B_3] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_0 \\ i_U \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \\ v_c \end{bmatrix} = [A_3] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \\ 0 \end{bmatrix} + [B_3] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_0 \\ i_U \end{bmatrix}$$

Assim se obtêm o modelo de estado no referencial αβ. É de notar que também é preciso efectuar a transformação na função de comutação para obter um resultado válido.

$$\begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_0 \end{bmatrix} = [C]^T \begin{bmatrix} g_A \\ g_B \\ g_C \end{bmatrix}$$

Na passagem do referencial αβ para o referencial dq o cálculo torna-se diferente pois a matriz D não é uma matriz de constantes como se trata a matriz C.

Então, tendo o modelo de estado (3.2.5),

$$\frac{d}{dt}[D] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_c \end{bmatrix} = [A_3][D] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + [B_3][D] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ i_U \end{bmatrix}$$

$$[D] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt}[D] = [A_3][D] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + [B_3][D] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ i_U \end{bmatrix}$$

$$[D] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_c \end{bmatrix} = \left([A_3][D] - \frac{d}{dt}[D] \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + [B_3][D] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ i_U \end{bmatrix}$$

$$[D]^T [D] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_c \end{bmatrix} = [D]^T \left([A_3][D] - \frac{d}{dt}[D] \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + [D]^T [B_3][D] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ i_U \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_c \end{bmatrix} = [A_4] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + [B_4] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ i_U \end{bmatrix}$$

Para efectuar directamente a transformação de Park ao referencial abc é necessário alterar a matriz D mas a realização matemática mantém-se igual. A matriz D a usar é

$$X_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(q) & -\sin(q) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(q - \frac{2p}{3}\right) & -\sin\left(q - \frac{2p}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(q - \frac{4p}{3}\right) & -\sin\left(q - \frac{4p}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} X_{dq0}$$

Anexo B: Modelos usados na simulação.

Neste anexo é apresentado os esquemáticos usados nas simulações. Como as simulações possuem muitos subsistemas apenas referencia-se os mais importantes estando o leitor convidado a verificar as simulações que estarão disponíveis para uma visualização mais detalhada.

Modelo 1 – Inversor trifásico com controlo de corrente.

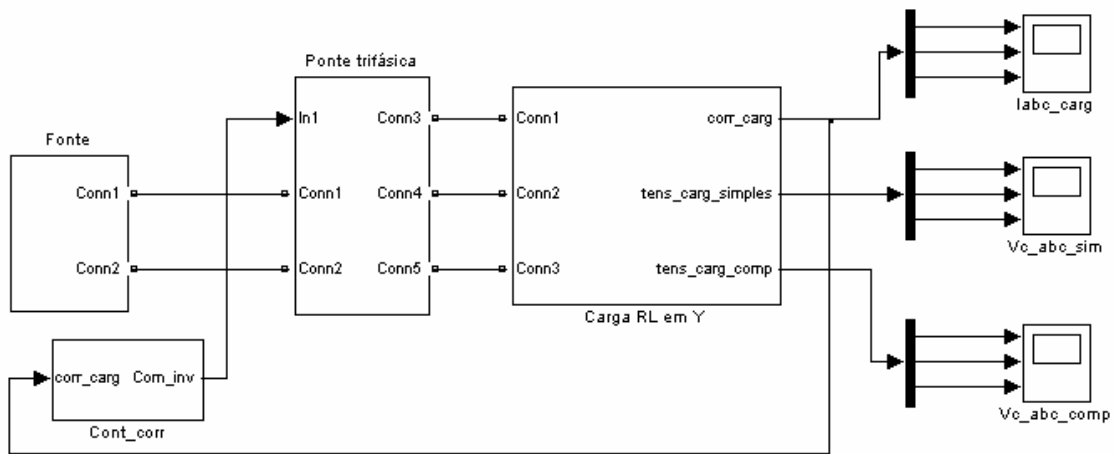


Figura B 1 - Inversor trifásico com carga RL.

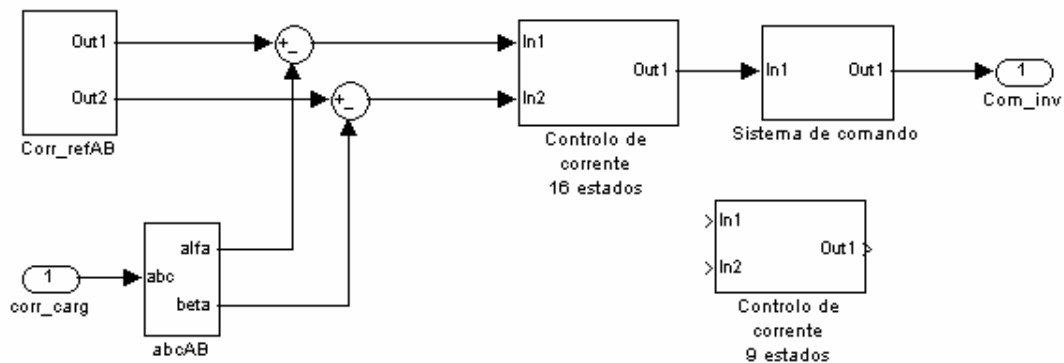


Figura B 2 - Controlo de corrente.

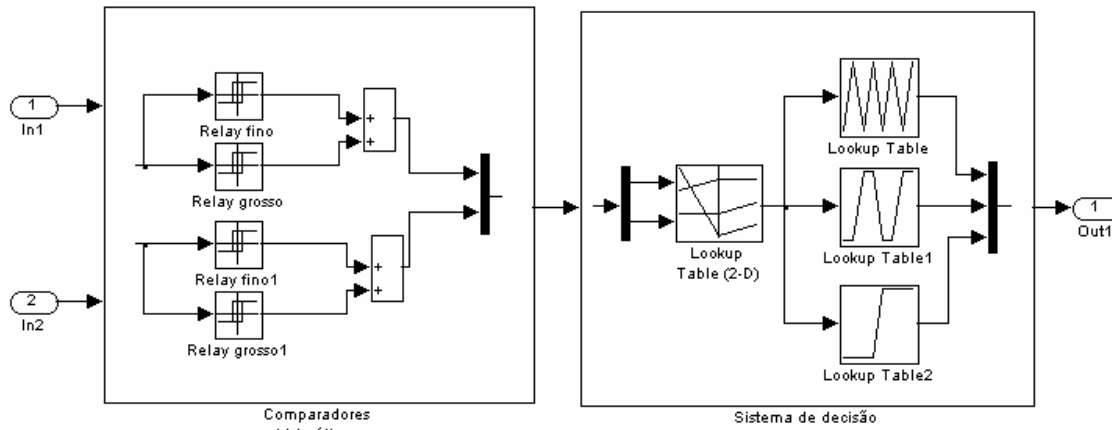


Figura B 3 - Controlo de corrente com 9 estados.

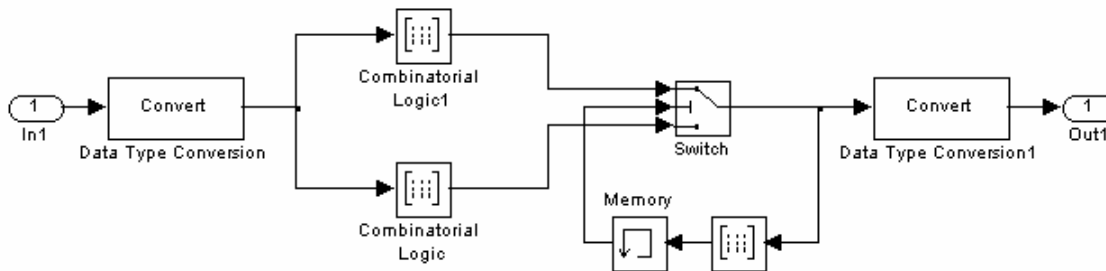


Figura B 4 - Sistema de decisão do controlo de corrente de 16 estados.

Modelo 2 – CCT.

Este modelo para simulação engloba grande parte do trabalho que foi desenvolvido. Muitas outras simulações foram elaboradas mas não serão apresentadas pois não terão devolvido resultados satisfatórios ou seriam só testes para poder comprovar e analisar resultados. O controlo de corrente desenvolvido anteriormente encontra-se internamente no controlo de tensão alternada. Aqui estão presentes tanto o controlo de tensão alternada como o controlo de tensão contínua podendo alternar pela opção em stand-by ou sempre activo através de umas rápidas e simples mudanças. De igual modo estão presentes as diversas cargas.

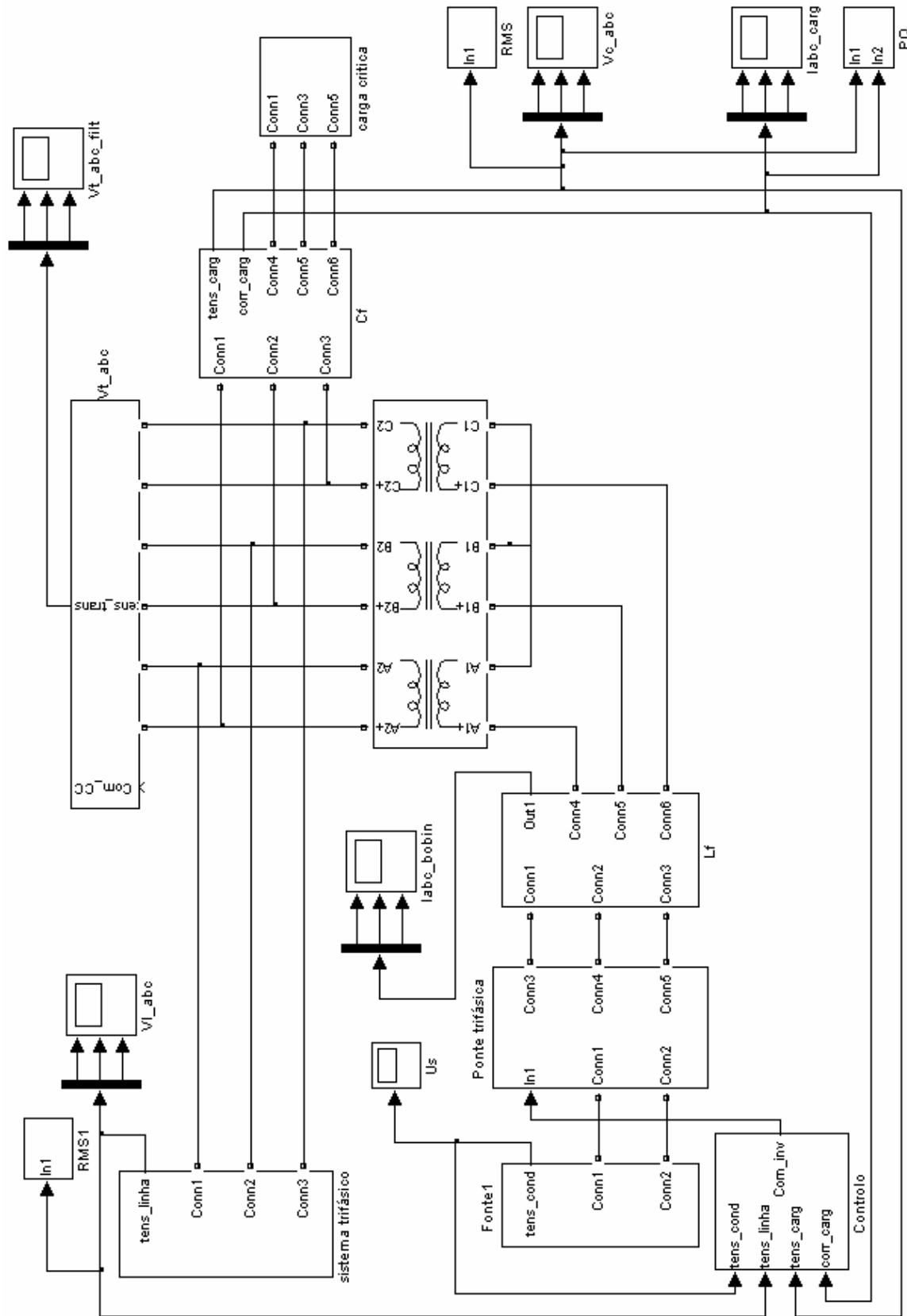


Figura B 5 - Modelo global do CCT.

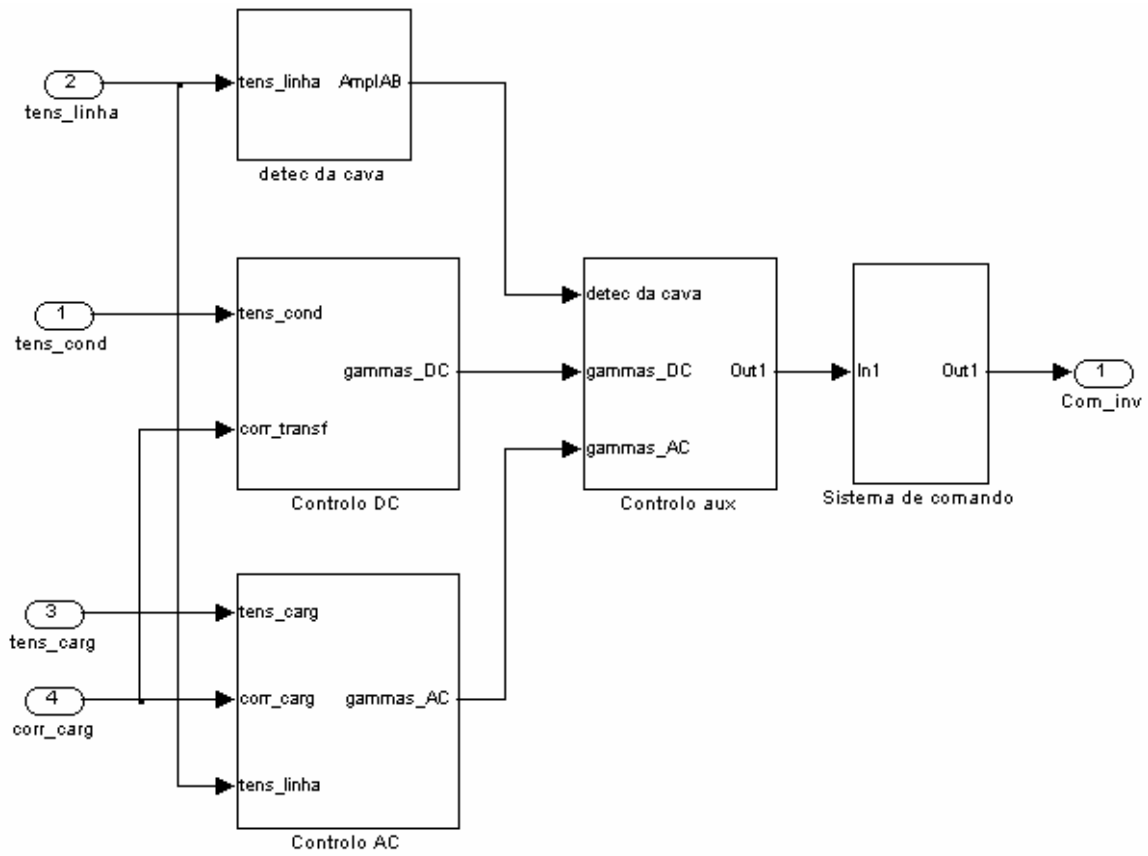


Figura B 6 - Controlo.

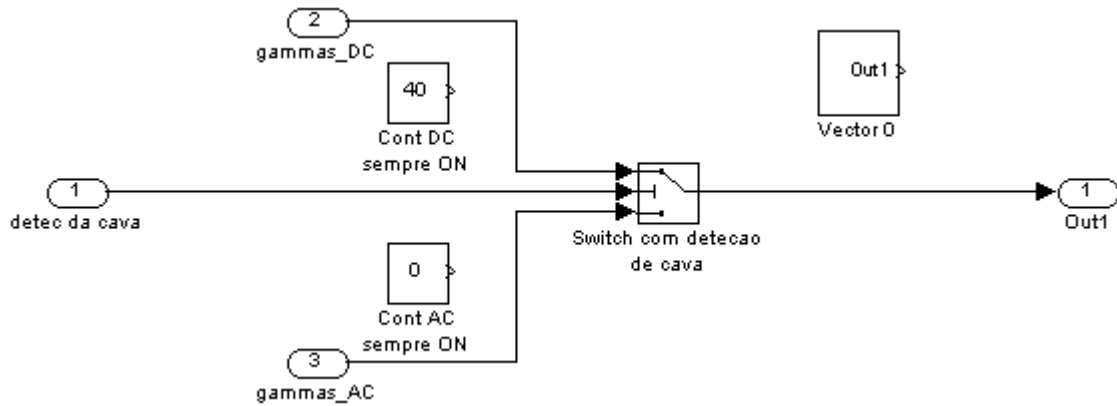


Figura B 7 - Controlo auxiliar.

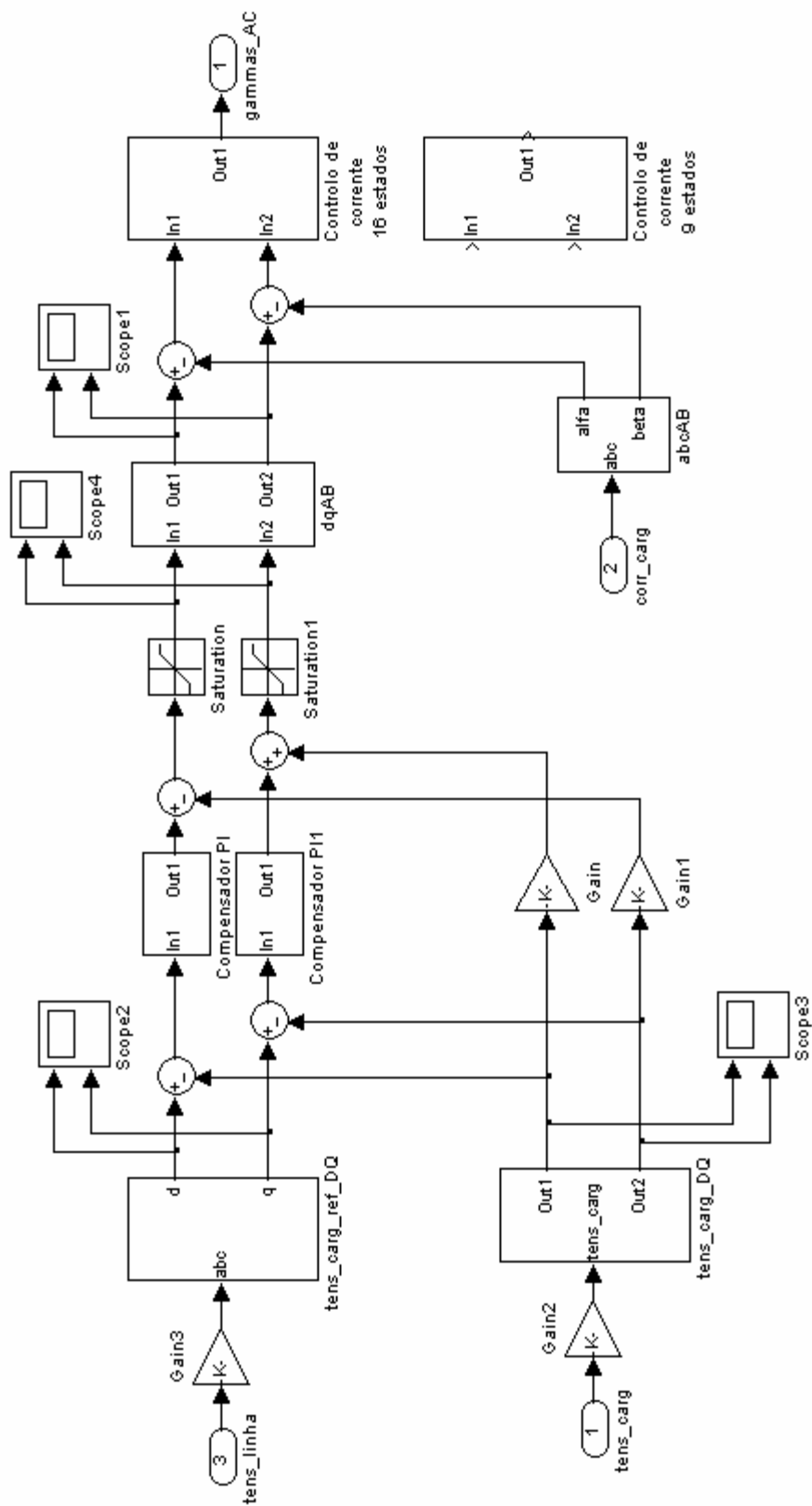


Figura B 8 - Controlo da tensão alternada.

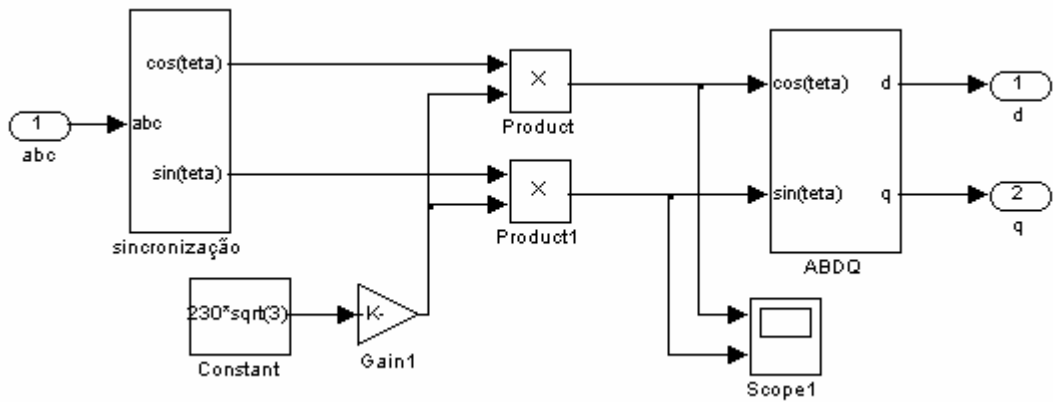


Figura B 9 - Tensão de referência com sincronizador acoplado.

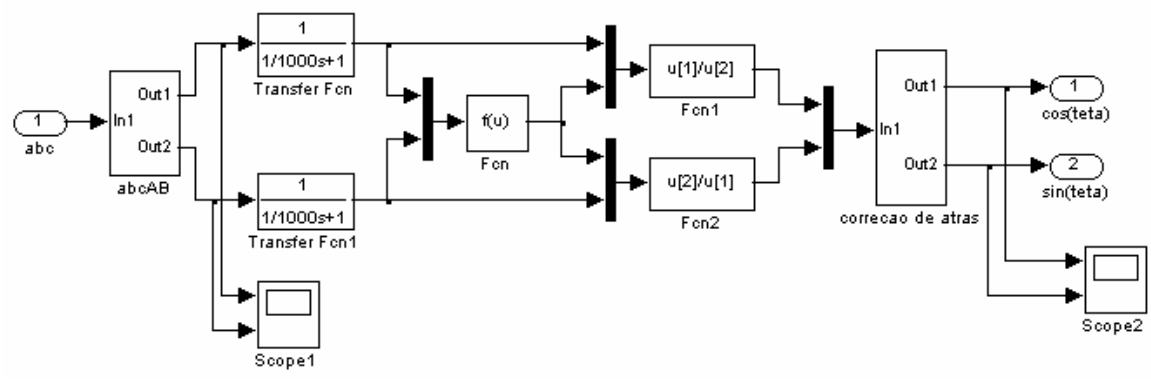


Figura B 10 - Sincronizador.

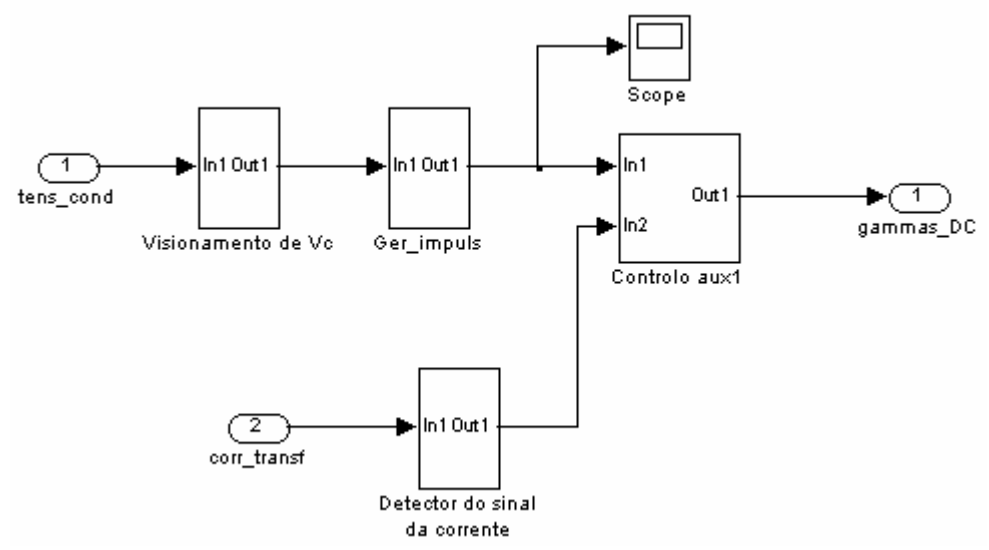


Figura B 11 - Controlo da tensão contínua.

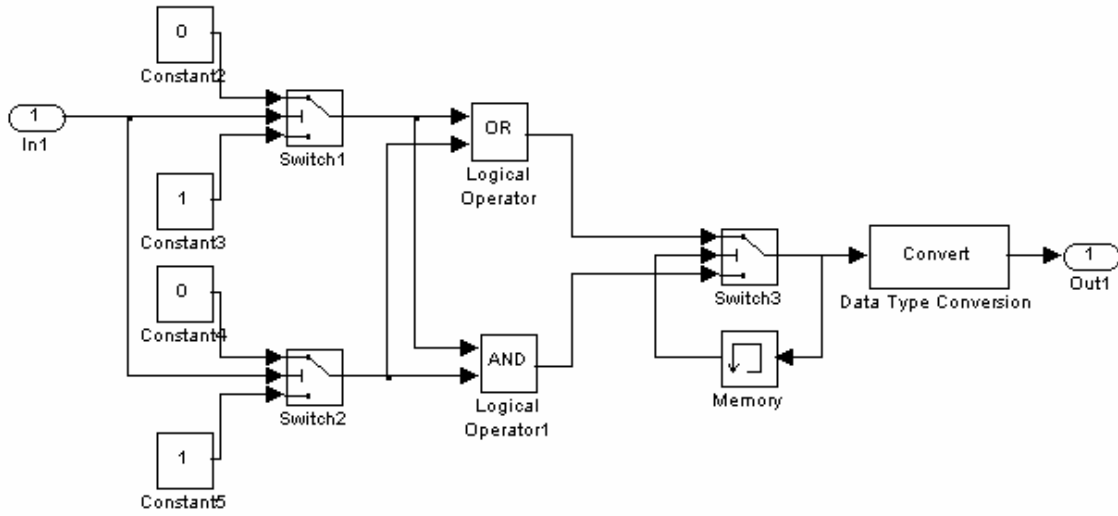


Figura B 12 - Visionamento da tensão contínua.

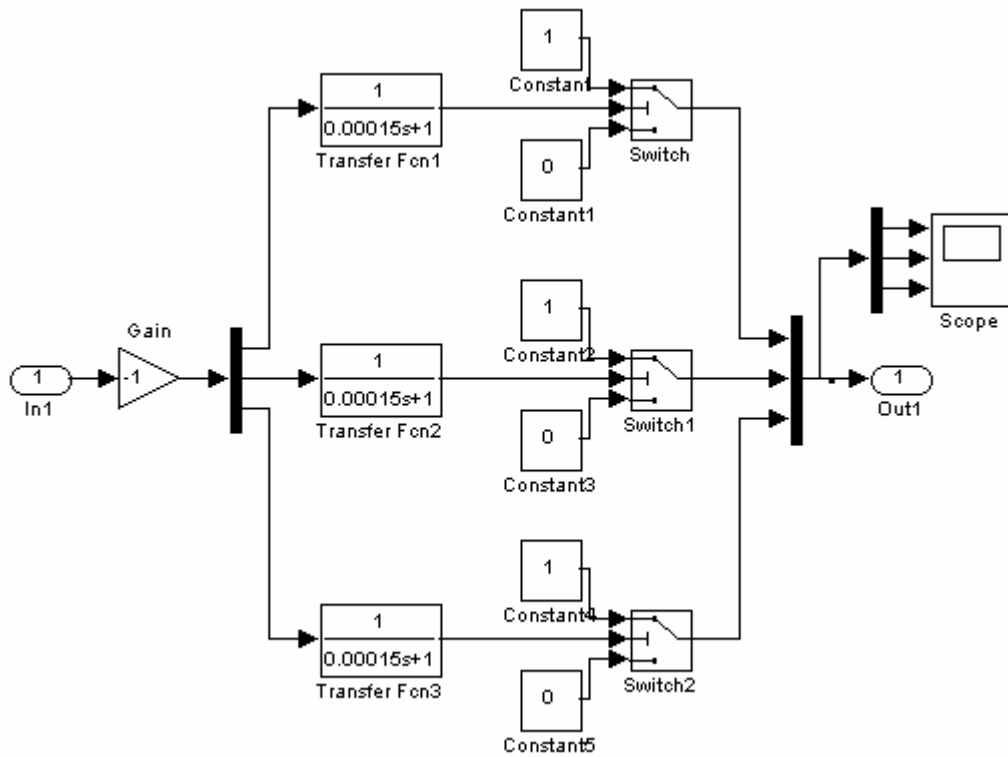


Figura B 13 - Detecção do sinal da corrente.

Anexo C: Parâmetros de simulação.

Aqui estão definidos os parâmetros dos vários elementos constituintes nas simulações. As simulações fazem uso do “solver ode15s” que se baseia em fórmulas numéricas diferenciáveis. O tempo de amostragem é variável mas com um tempo máximo de 1e-5s. A tolerância relativa ao erro é de 1e-3.

Modelo 1 – Inversor trifásico com controlo de corrente.

Grandeza	Valor	Descrição
I_n	30 A	Corrente nominal (amplitude)
I_{ref}	0-30 A	Corrente de referência (amplitude)
U	700 V	Tensão do lado contínuo do inversor
L	20mH	Indutância da carga
R	11,5 Ω	Resistência da carga
h_L	1,837	Valor da janela larga de histerese
h_E	0,9186	Valor da janela estreita de histerese
R_{ON}	1m Ω	Resistência de condução do IGBT e do diodo
L_{ON}	1 μ H/0H	Indutância de condução do IGBT/Diodo
V_f	1V/0,8V	Queda de tensão no IGBT/Diodo em condução
R_S	100k Ω /500 Ω	Resistência do Snubber no IGBT/Diodo
C_S	∞ /250nF	Capacidade do Snubber no IGBT/Diodo
T_f	1 μ s	Tempo referente à descida da corrente até alcançar 10% do seu valor
T_t	2 μ s	Tempo referente à extinção total da corrente

Modelo 2 – CCT.

Grandeza	Valor	Descrição
U_n	230 V	Tensão nominal (eficaz)
I_n	30 A	Corrente nominal (amplitude)
R_s	10 m Ω	Resistência da rede
L_s	1 mH	Indutância da rede
U_{DC}	600-700 V	Tensão do lado contínuo do inversor
C_{DC}	50 mF	Capacidade no SAE
R_{DC}	10 k Ω	Resistência no SAE
L_f	20 mH	Bobina de filtragem
C_f	5 μ F	Condensador de filtragem
R_c	11,5-63,6 Ω	Resistência da carga
R_{NL}	100 Ω	Resistência no retificador (carga não-linear)
L_a	100 mH	Bobina de alisamento no retificador (carga não-linear)
L_μ	1 mH	Indutância de comutação
C_{NL}	10 μ F	Condensador no retificador (carga não-linear)
S_n	2 MVA	Potência aparente no transformador
U_1	700 V	Tensão nominal no primário do transformador
U_2	700 V	Tensão nominal no secundário do transformador
R_t	0,002 pu	Resistência no primário e secundário do transformador
L_t	0,05 pu	Reactância no primário e secundário do transformador
R_m	200 pu	Resistência no ramo de magnetização
L_m	200 pu	Reactância no ramo de magnetização
h_L	1,837	Valor da janela larga de histerese
h_E	0,9186	Valor da janela estreita de histerese
α	0,1	Ganho de retroacção
K_p	14,2	Ganho proporcional
K_i	316	Ganho integral
R_{ON}	1 m Ω	Resistência de condução do IGBT e do diodo
L_{ON}	1 μ H / 0 H	Indutância de condução do IGBT/Diodo
V_f	1 V / 0,8 V	Queda de tensão no IGBT/Diodo em condução
R_s	100 k Ω / 500 Ω	Resistência do Snubber no IGBT/Diodo

C_s	$\infty / 250\text{nF}$	Capacidade do Snubber no IGBT/Díodo
T_f	$1 \mu\text{s}$	Tempo referente à descida da corrente até alcançar 10% do seu valor
T_t	$2 \mu\text{s}$	Tempo referente à extinção total da corrente