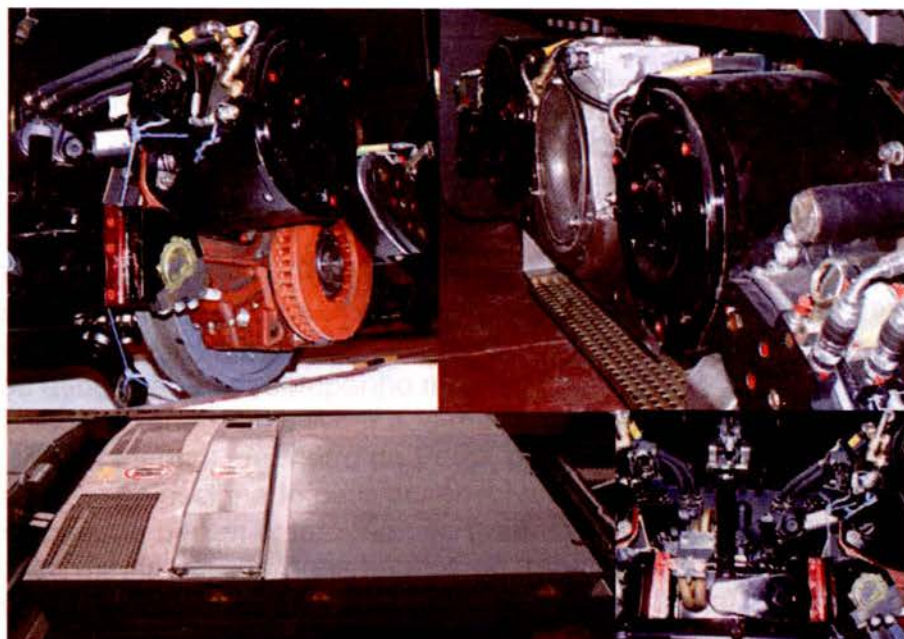


Projecto, Seminário ou Trabalho Final do Curso

“Análise da Cadeia de Tracção de um veículo de Metro Ligeiro alimentado a corrente contínua”



Programa Operacional Ciência e Inovação 2010
MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E ENSINO SUPERIOR



Trabalho realizado por:

Victor Emanuel Lima Marques

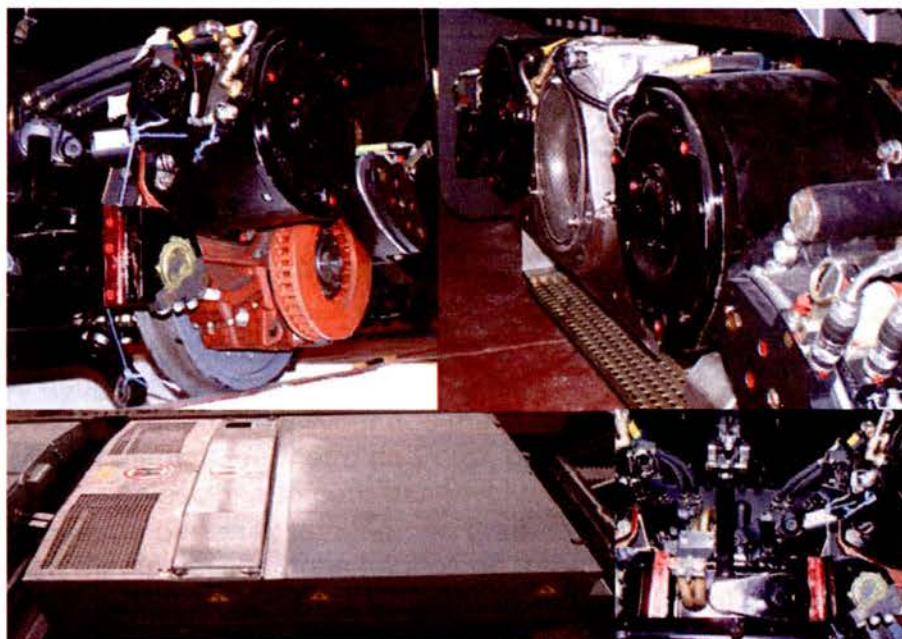
Guifões, Área de Material Circulante, 1 de Julho de 2006

621.3(047.3)/
LEEC
2006/MARv

127

Projecto, Seminário ou Trabalho Final do Curso

“Análise da Cadeia de Tracção de um veículo de Metro Ligeiro alimentado a corrente contínua”



Programa Operacional Ciência e Inovação 2010



Trabalho realizado por:

Victor Emanuel Lima Marques

Guifões, Área de Material Circulante, 1 de Julho de 2006



Agradecimentos

Quero agradecer ao Professor Doutor Artur Fernandes Costa, que me orientou neste trabalho, e que pela sua qualidade como docente e pessoa, possibilitou-me aplicar, rectificar e expandir os meus conhecimentos, por forma a que eu atingisse um desempenho máximo.

Desde já, quero agradecer aos meus supervisores, Eng. Armando Sena e Eng. Miguel Martins, da Metro do Porto, pela confiança depositada em minha pessoa ao ser seleccionado para desenvolver este tema num estágio curricular, ao apoio que me deram e, também, ao grau de exigência que estabeleceram criando em minha pessoa bons hábitos de trabalho que me ajudaram e ajudarão, certamente, na minha futura carreira profissional.

621.3(047.3)/LEEC 2006/11 A2V

Faculdade de Engenharia
Biblioteca
Nº 105242
CDU
Data 24 / 02 / 2010

Índice

0. Introdução	2
1. Breve descrição do veículo de metro ligeiro "Eurotram"	3
2. Constituição da cadeia de tracção do veículo de metro ligeiro.....	5
2.1. Pantógrafo.....	6
2.2. Fusível AT.....	7
2.3. Pára raios.....	7
2.4. Elemento de ligação à terra.....	8
3. Conversor de tracção	9
3.1. Alimentação do conversor de tracção	9
3.2. Caracterização dos elementos do conversor de tracção	10
3.3. Caracterização das ligações existentes no conversor de tracção	20
3.3.1. Ligação do conversor de tracção ao manipulador de condução	20
3.3.2. Ligação do conversor de tracção aos sensores de velocidade e peso do respectivo bogie	21
3.4. Funcionamento de Conversor de Tracção	21
3.4.1. Estratégia de controlo do motor de indução	23
3.4.2. Determinação dos índices de modelação da onda a injectar nos motores de indução	42
3.4.3. Estabelecimento de um eixo eléctrico e importância das folgas nos diâmetros das rodas	45
3.5. Metodologias de refrigeração do conversor de tracção.....	49
3.5.1. Observações das Metodologias utilizadas.....	59
4. Motores de tracção.....	63
4.1. Selecção de um motor de tracção.....	63
4.2. O motor de tracção usado no "Eurotram"	65
4.2.1. Dinâmica do motor de tracção	88
4.2.2. Frenagem com o motor de tracção.....	109
5. Conclusões.....	115
6. Bibliografia.....	117

0. Introdução

O presente estágio nasce de uma associação do Metro do Porto com a FEUP e tem como principal objectivo analisar a Cadeia de Tracção do veículo utilizado pelo Metro do Porto, o Eurotram.

O trabalho a realizar compreende os seguintes temas:

- ✓ A alimentação de um veículo ferroviário por catenária, em corrente contínua;
- ✓ A conversão de corrente contínua por inversores IGBT trifásicos com variação de tensão e frequência;
- ✓ A recuperação de energia em frenagem para a rede de tracção;
- ✓ A tracção eléctrica através de motores assíncronos trifásicos;
- ✓ O controlo de velocidade e aceleração diferencial de um bogie ferroviário, na ausência de eixos mecânicos entre rodas;
- ✓ As metodologias de refrigeração num conversor de tracção accionado por IGBT.

Com este trabalho pretende-se, não só efectuar uma análise da cadeia de tracção, mas também apresentar possíveis melhorias ao veículo em estudo.

O estágio é supervisionado pelo Eng. Armando Sena e Eng. Miguel Martins, da Metro do Porto, e orientado pelo Prof. Doutor Artur Fernandes Costa, professor da FEUP.

A metodologia pelo qual o trabalho foi estruturado resume-se, numa primeira fase, ao conhecimento do veículo como um “todo”, debruçando-nos, mais, sobre os elementos constituintes da cadeia de tracção e funções que desempenham.

Tendo terminado esta fase, deu-se importância à determinação da estratégia de controlo implementada no veículo e de que forma esse controlo é conseguido.

Posteriormente, o trabalho foi direccionado para definir qual o regime de operação mais exigente para o motor e seu sistema de refrigeração.

Os regimes de operação utilizados para realizar o estudo foram o serviço “normal” e o serviço “expresso”, praticados pelo Metro do Porto no trajecto Senhora da Hora – Póvoa do Varzim. No estudo foi estabelecido, como modelo para a simulação, o modelo do circuito equivalente “exacto” do motor de indução com rotor em gaiola de esquilo.

As conclusões do estudo não apontam para uma definição, inequívoca, de qual o regime de operação mais exigente. Conclui-se que o serviço “normal” é mais exigente em termos de consumo de corrente que o serviço “expresso”, mas o serviço “expresso” é mais exigente em termos capacidade de dissipação de energia de perdas do que o serviço “normal”. Tal facto está associado com o regime de paragens que o serviço “normal”, executa, e o serviço expresso, não.

Numa análise, sucinta, à cadeia de tracção do veículo “Eurotram”, pode-se dizer que se encontra bem dimensionado e estruturado, no entanto, é nossa opinião, com base no estudo efectuado sobre o comportamento do motor, que o sistema de refrigeração dos motores foi projectado muito no “limite” do que seria aconselhável para a aplicação a que se destina.

1. Breve descrição do veículo de metro ligeiro “Eurotram”

O veículo ferroviário de metro ligeiro, utilizado no Metro do Porto, subdivide-se em 7 módulos como representado na figura 1.1, abaixo:

- ✓ Duas cabinas de condução (A e G), localizadas nos extremos do veículo;
- ✓ Três salões de passageiros (B, D e F);
- ✓ Dois módulos de intercomunicação (C e E);

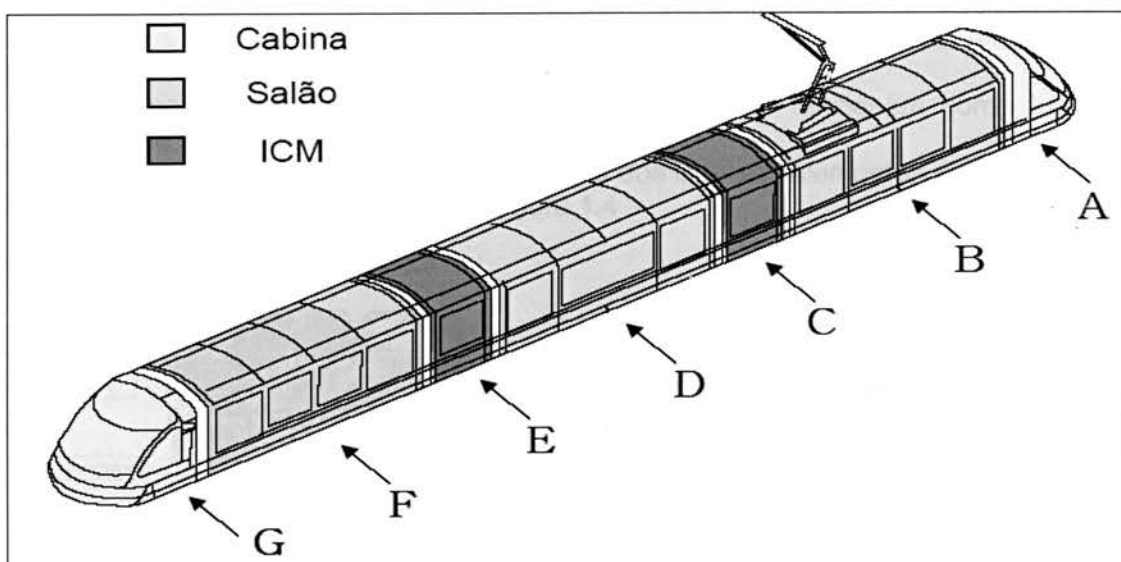


Figura 1.1 - estrutura por módulos do veículo

A interligação entre os diversos módulos é efectuada através de foles. Estes permitem, não só movimentos relativos entre os módulos, o que fornece uma passagem segura e estanque aos passageiros, bem como proporcionar ao veículo uma melhor circulação na via.

O tejadilho dos módulos funciona como um “armazém”, pois é neste local que se localizam, maioritariamente, os diversos equipamentos que se encontram distribuídos da seguinte forma:

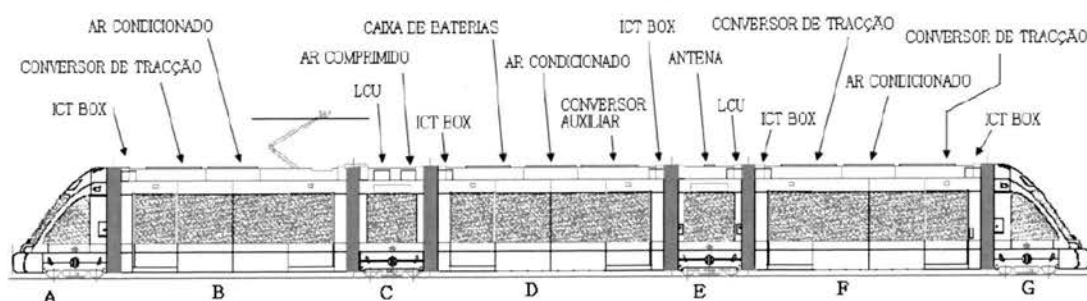


Figura 1.2 - Localização de equipamentos no tejadilho do veículo

O veículo é constituído por quatro bogies, sendo três bogies motores (módulos A, E e G) e um bogie reboque (módulo C). Cada bogie tem quatro braços de suspensão independentes, que suportam a roda e os freios de disco, uma unidade de pressão hidráulica (HPU) independente e um sistema de controlo electrónico para controlo dos freios do bogie.

A HPU do sistema de frenagem electro-hidráulica está instalada lateralmente em cada bogie. Na lateral oposta localiza-se o grupo de refrigeração dos motores de tracção.

O conjunto de freios em cada bogie é composto por discos, pinças, actuadores e pastilhas de freio montados em cada um dos eixos da roda e uma HPU. A actuação dos freios é efectuada pela acção da força das molas dos actuadores e pela desactuação através do fornecimento de pressão hidráulica pela HPU aos actuadores.

Os dois bogies das cabinas estão equipados com dois limpa trilhos e um deflector de obstáculos. Cada bogie é, também, constituído por quatro bolsas de borracha que se encontram ligadas pneumaticamente duas a duas e na direcção longitudinal. Os dois pares de bolsas de ar estão ligadas, através de uma válvula de equilíbrio, a dois reservatórios auxiliares. A função dos reservatórios auxiliares é permitir ajustar a altura do veículo ao chão consoante o nível de carga.

Nos bogies motores, as próprias caixas redutoras funcionam como braços de suspensão e suportam também o motor de tracção.

Na figura 1.3 é possível observar a disposição dos diversos elementos do bogie. O seu aspecto encontra-se representado na figura 1.4

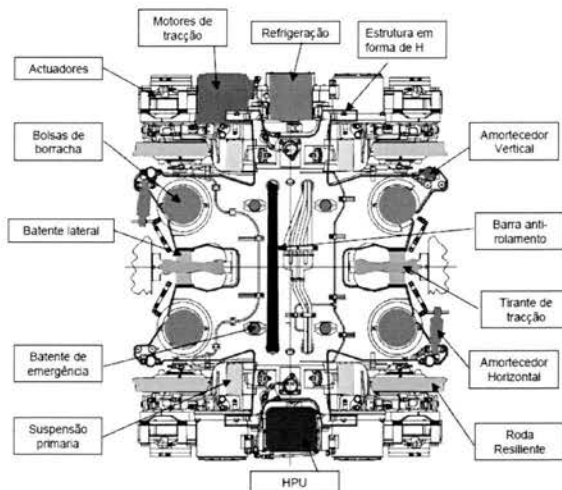


Figura 1.3 - Constituição do bogie motor

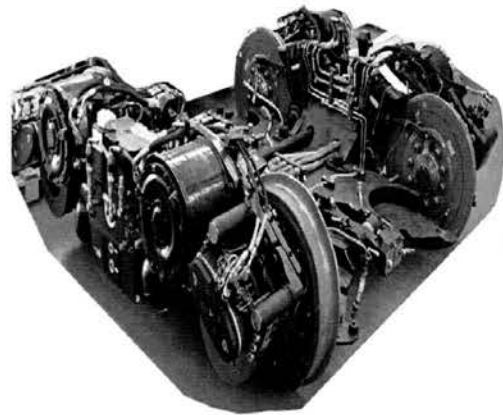


Figura 1.4 - Aspecto do Bogie motor

O veículo possui três tipos de frenagem:

- ✓ electrodinâmica;
- ✓ electromagnética;
- ✓ hidráulica.

A frenagem electrodinâmica é efectuada pelos motores de tracção e consiste na regeneração de energia (funciona como gerador eléctrico) quando o veículo se encontra em desaceleração, sendo exercida uma força no sentido contrário ao do movimento. Assim, a energia gerada pelos motores assíncronos é reconvertida em contínua e enviada de novo à linha da catenária, enquanto esta o permitir. Quando a catenária deixa de estar receptiva à recuperação de energia existe a possibilidade de dissipar essa energia nas resistências do chopper de frenagem do conversor de tracção. Este processo ocorre de forma automática, sem que exista descontinuidade do esforço de frenagem.

A frenagem hidráulica é conseguida através da utilização de discos de freio, actuadores e pastilhas em cada uma das rodas comandadas pela HPU. A frenagem hidráulica de cada bogie é gerida pela unidade de controlo electrónico dos freios (BCU), de acordo com a informação que é recolhida pelos sensores de peso e de velocidade, pelos interruptores de posição do actuador e ainda pelo manípulo de libertação manual dos freios.

Os bogies têm dois freios electromagnéticos que se localizam entre as rodas, em cada um dos lados do bogie, e estão alinhados com o carril. O freio electromagnético é independente da frenagem hidráulica e permite efectuar uma frenagem adicional ao veículo. Este é constituído por um patim electromagnético e por um mecanismo de ajuste da altura do patim ao carril. Quando o freio electromagnético é accionado, o patim é percorrido por uma corrente eléctrica que provoca um campo magnético. O patim ao ser actuado exerce uma pressão sobre o carril, efectuando-se, assim, uma frenagem provocada pelo atrito entre estes. O condutor pode actuar o patim, sem qualquer objectivo de frenagem, ou seja, este pode ser utilizado na limpeza dos carris de forma a aumentar a aderência do veículo.

2. Constituição da cadeia de tracção do veículo de metro ligeiro utilizado no Metro do Porto

O sistema eléctrico de captação e distribuição de energia é constituído por um pantógrafo, um fusível de alta tensão (AT), um pára-raios e diversos isoladores eléctricos, que se localizam no tejadilho do módulo B, e pelos mecanismos de ligação à terra, situados nos bogies.

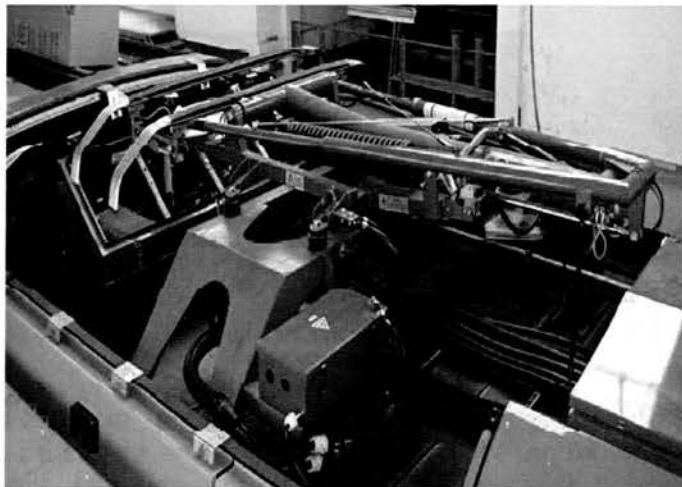


Figura 2.1 - Figura do sistema de captação de energia

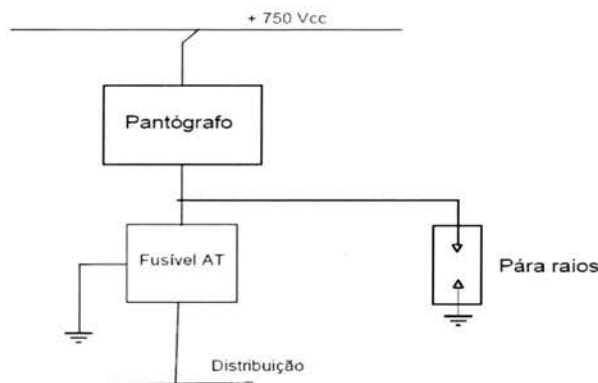


Figura 2.2 Esquema eléctrico do sistema de captação de energia

2.1. Pantógrafo

O pantógrafo tem como objectivo efectuar o contacto eléctrico entre a catenária, que está ligado ao pólo positivo da subestação de tracção, e o veículo, onde a tensão a que se encontra a catenária será convertida em tensões para alimentação em corrente eléctrica dos equipamentos do veículo.

O pantógrafo capta a energia da catenária e distribui-a pelos conversores de tracção e conversores auxiliares. Por razões óbvias, o pantógrafo assenta em quatro isoladores que o isolam electricamente da caixa do veículo, observável na figura 2.3.



Figura 2.3 - Localização dos isoladores do Pantógrafo

Os isoladores exercem, também, a função de suporte do pantógrafo.

O movimento de subida e descida é efectuado por um motor eléctrico comandado pela lógica do veículo. Contudo, em caso de avaria, pode-se accionar manualmente o pantógrafo através de uma manivela, representada na figura 2.4.

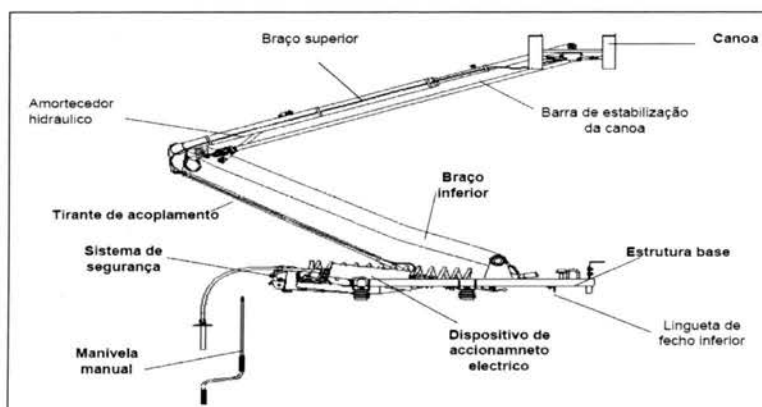


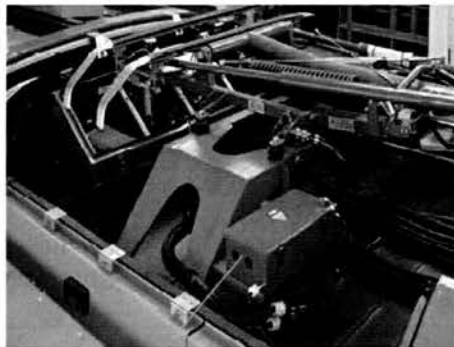
Figura 2.4 - Composição do pantógrafo

A energia é recolhida por uma canoa (através de duas escovas de carbono), sendo conduzida pelos membros da estrutura do pantógrafo. A canoa está montada sobre um eixo que se situa no braço superior, servindo de suporte às duas escovas de carbono. As escovas são individuais e efectuam o contacto eléctrico com a catenária.

Durante a circulação do veículo, as duas escovas devem estar em contacto com a catenária. Na pior das hipóteses, poderá apenas uma delas manter o contacto, de modo a evitar contactos intermitentes ou falhas de alimentação.

2.2. Fusível AT

Devido à possibilidade da existência de picos de corrente eléctrica na linha de catenária, existe uma caixa de fusíveis, a qual contém dois fusíveis AT, que recebe a energia fornecida pelo pantógrafo, protegendo, assim, todos os equipamentos do veículo. O uso de fusíveis é importante pois valores elevados de corrente poderiam danificar os equipamentos do veículo. Este fusível apresenta uma corrente nominal de 700A e uma corrente de pico de 1200A.



Fusível AT

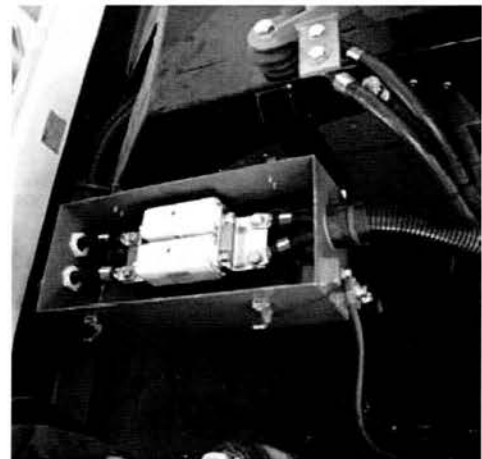


Figura 2.5 - Localização da caixa de fusíveis AT

2.3. Pára raios

O pára – raios (descarregador de sobre tensões, DST) encontra-se ligado à estrutura de base do pantógrafo e visa fazer a protecção contra tensões de origem atmosférica ou contra manobras na catenária. O valor da tensão a partir do qual este entra em funcionamento é de 3kV.



Figura 2.6 - Localização do pára - raios

Em condições normais, o pára – raios mantém o seu circuito aberto, permitindo a passagem de corrente do pantógrafo para o veículo. Este dispositivo de protecção é indispensável pois permite evitar sobre tensões sobre a aparelhagem do veículo, descarregando os seus efeitos para a terra.

O pára – raios está calibrado para um valor de tensão que não pode ser superior ao valor de protecção dieléctrica dos equipamentos do veículo. O valor de tensão de calibração terá que permitir que o pára – raios actue, sem que a segurança dos equipamentos fique comprometida.

O elemento que se segue na cadeia de tracção é o conversor de tracção que se encontra localizado no tejadilho do módulo F (com dois conversores) e no tejadilho do módulo B (um conversor), sendo estes conversores do tipo “inversor com chopper de freio duplo”.

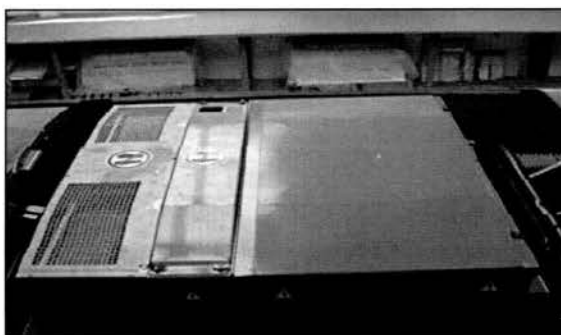


Figura 2.7 - Caixa do conversor de tracção

O conversor de tracção e os motores de tracção encontram-se analisados, detalhadamente, nos capítulos seguintes (figura 2.7 e 2.8).

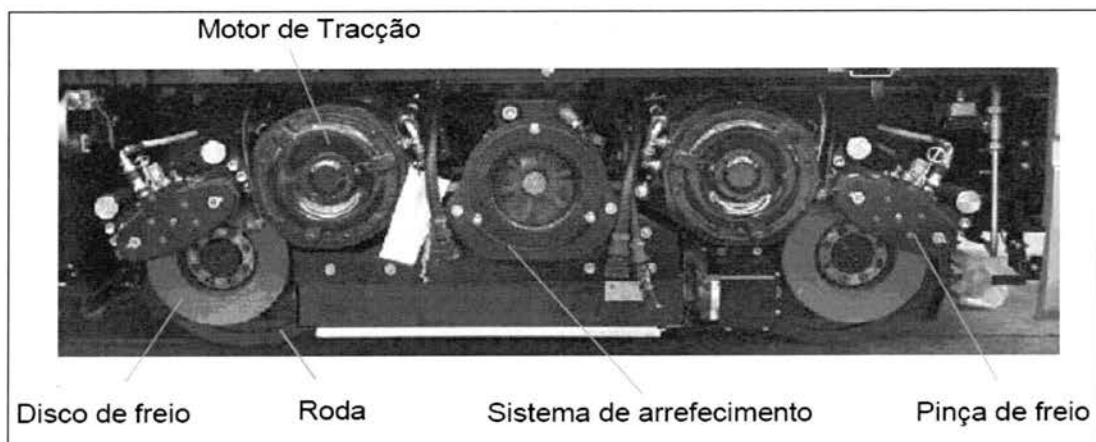


Figura 2.8 - Localização do motor de tracção e do sistema de arrefecimento dos motores no Bogie

2.4. Elemento de ligação à terra

O elemento final da cadeia de tracção, mas não menos importante, é a roda que efectua o contacto com o carril e que estabelece o circuito de retorno.

O circuito de retorno é conseguido pelo facto dos carris estarem ligados electricamente ao pólo negativo da subestação de tracção.

Não existe diferenciação entre terra de serviço e terra de protecção, dos carris para a subestação de tracção, dado que, no bogie, estas se encontram electricamente ligadas do mesmo lado. Assim, uma das rodas do bogie exerce a função de retorno, enquanto que a outra faz de terra de protecção.

3. Conversor de Tracção

3.1 Alimentação do conversor de Tracção

O conversor de tracção é alimentado por uma tensão contínua com valor nominal de 750V, que pode variar de -30% a $+20\%$ desse valor.

A alimentação é conseguida através do contacto de duas escovas, que estão ligadas na canoa do pantógrafo do veículo, com a catenária. O retorno é efectuado pelo contacto roda – carril (figura 3.1).



Figura 3.1 – ilustração do estabelecimento da ligação eléctrica à subestação de tracção

O conversor de tracção é, também, alimentado pelo conversor auxiliar, quer em corrente contínua, quer em corrente alternada. A corrente contínua apresenta uma tensão de 24V e permite alimentar toda a lógica do conversor, enquanto que a alternada tem uma tensão de 380V a 50 Hz e destina-se a alimentar o circuito de refrigeração do conversor e respectivo bogie.

O retorno da corrente eléctrica é efectuado pelos carris de guiamento do veículo, que estão ligados electricamente ao negativo da subestação de tracção, da seguinte forma: duas das rodas de cada bogie efectuam a ligação de retorno com os carris e encontram-se dispostas uma de cada lado e na oblíqua. Estas rodas, por sua vez, encontram-se interligadas, quer dentro do bogie, quer entre bogies. Assim, e se por qualquer motivo um dos bogie estiver a efectuar um retorno deficiente, a corrente pode escoar pela ligação de retorno de outro bogie.

A figura 3.2 demonstra como se estabelece a alimentação e o circuito de retorno da corrente no Conversor de Tracção.

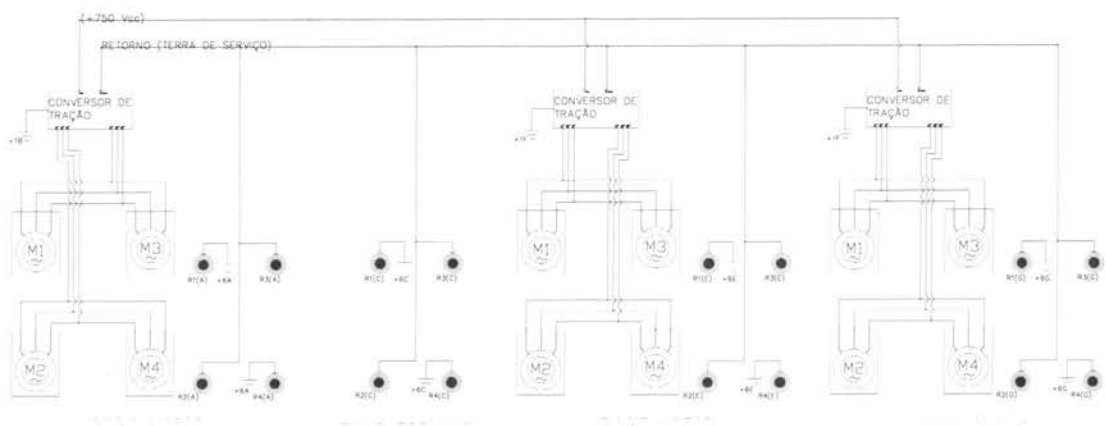


Figura 3.2 - Esquema de ligações eléctricas da terra de serviço e da terra de protecção

3.2. Caracterização dos elementos do Conversor de Tracção

Cada veículo possui quatro bogies, sendo três destes bogies motores. Por cada bogie motor existe um conversor de tracção, cuja função é controlar, monitorizar e regular o que se passa nesse bogie em cada instante.

Este conversor é constituído, por sua vez, por dois módulos inversor IGBT, refrigerados a água, os quais controlam as duas rodas de um dos lados do bogie. Este sistema foi concebido de forma a possibilitar a realização de um eixo eléctrico através da coordenação de cada um dos módulos da unidade.

O conversor de tracção, na sua entrada, reparte a linha de alimentação pelos dois módulos. Estes, por sua vez, possuem um fusível com uma corrente nominal de 250A e que se funde para valores superiores a 400A num regime de utilização em tensão até 1200V. O fusível tem poder de corte até valores de corrente de 100kA sem que seja comprometida a segurança dos componentes a montante do elemento de protecção. Os fusíveis são observáveis na figura 3.3.

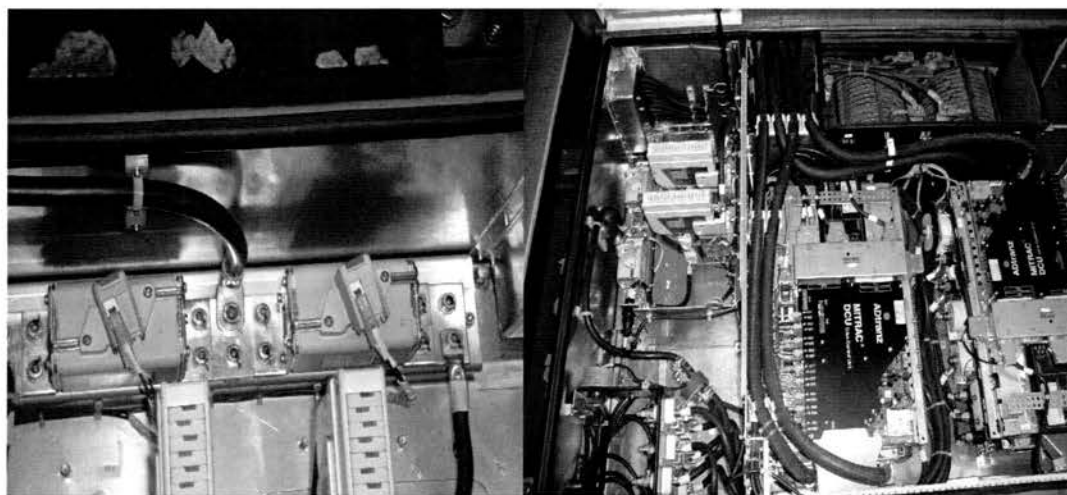


Figura 3.3 - Localização dos fusíveis no conversor de tracção

O fusível é seguido de um contactor de linha que possibilita a abertura e reengate do circuito, quando desejado. A associação do contactor de linha com os sensores de corrente e tensão inscrito no circuito a montante permite efectuar protecção contra sobre tensões e sobre intensidades no circuito intermédio de cada um dos módulos do conversor de tracção.

A protecção efectuada pelo contactor de linha aumenta a margem de segurança, pelo facto de não permitir a circulação de correntes no circuito intermédio de cada módulo com valor superior a 350A e tensão maior que 1000V. A sua representação encontra-se na figura 3.4.

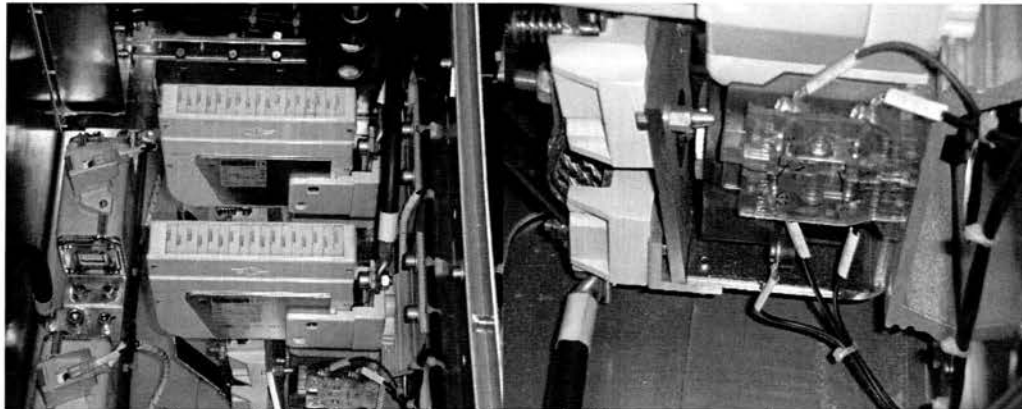


Figura 3.4 - Localização dos contactores de linha no conversor de tracção

Após as protecções, encontra-se montado, em cada módulo, um filtro indutivo com o valor de 3mH, o qual é constituído por dois enrolamentos isolados electricamente e que tem como função isolar galvanicamente e limitar o aumento rápido da corrente nos módulos do inversor para uma frequência de corte de 2,90Hz.

No início da condução dos semicondutores, a corrente fica concentrada numa área relativamente pequena, ao lado da porta do colector do semiconductor. Um determinado tempo é necessário para que a condução se manifeste por igual em todo o corpo do semiconductor. Entretanto, se a taxa na qual a corrente do colector aumenta for muito maior do que a taxa com que a área de condução cresce, a pequena área inicial entra em sobreaquecimento, o que pode danificar o semiconductor. Para evitar esta situação coloca-se uma pequena indutância em série com os semicondutores (figura 3.5).

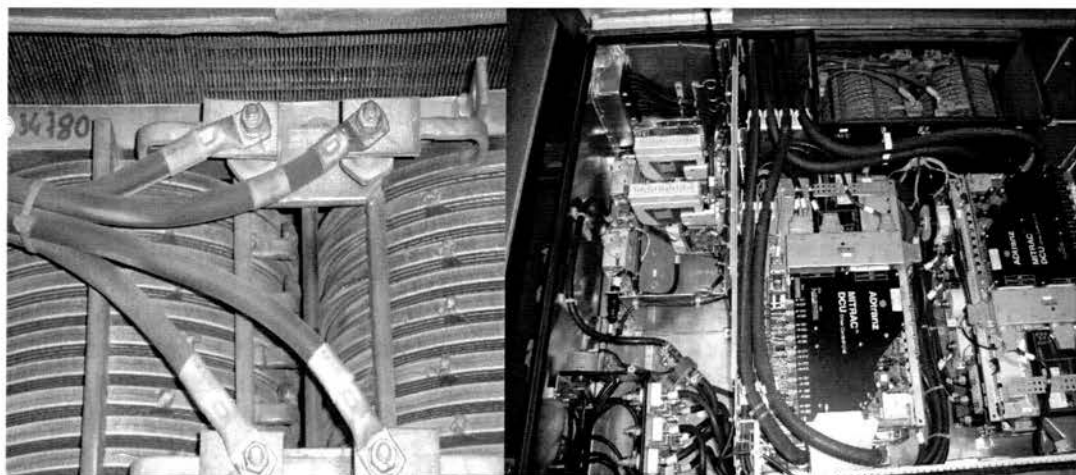


Figura 3.5 - Localização do filtro indutivo no conversor de tracção

No exemplo seguinte, é possível verificar que, se no circuito do conversor tivermos uma tensão contínua de 750V associada a uma componente alternada (ruído) cujo valor é de 8V de amplitude e frequência de 1000Hz, o filtro indutivo vai atenuar, consideravelmente, a componente alternada das grandezas. Na saída deste filtro vamos ter uma tensão média é de 750V com uma variação de amplitude de 0,4V, representada a azul no gráfico 3.1 .

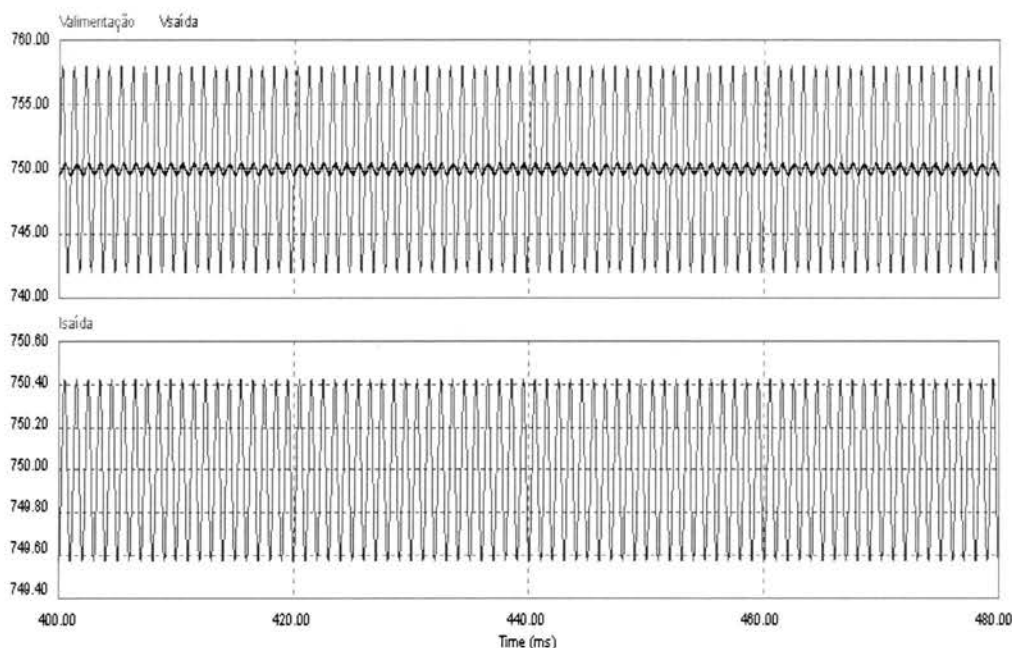


Gráfico 3.1 - Capacidade de filtragem da bobine (filtro indutivo)

Cada módulo possui um inversor trifásico IGBT, um chopper de freio duplo IGBT (freio de duas fases), um banco de condensador e vários sensores, nomeadamente, 2 sensores de corrente de saída, 1 sensor de corrente de entrada e 1 sensor de tensão com sensor de temperatura. Existe, ainda, uma placa de refrigeração onde são montadas as 8 unidades de accionamento IGBT's. Cada módulo possui, também uma unidade de controlo electrónico (DCU).

Os dois sensores de entrada, corrente e tensão, estão montados a seguir ao filtro indutivo. Após a colocação dos sensores, entre a linha e o retorno, temos um banco de condensadores (inversor capacitivo) constituído por 6 condensadores cerâmicos de 220uF que têm como função fornecer energia reactiva ao motor de indução para funcionar como gerador, conseguindo, desta forma, garantir a manutenção do campo magnético do motor (magnetização do circuito rotórico), viabilizando, a conversão da energia cinética acumulada no rotor do motor em energia eléctrica. Os condensadores têm de ter a capacidade de fornecer a excitação necessária ao motor para funcionar como gerador.

Assim, quando este deixa de ser alimentado pela catenária, os condensadores passam a ser a fonte de energia reactiva, conseguindo, desta forma, funcionar como gerador. Esta energia é enviada para a catenária ou dissipada nas resistências, sendo um modo eficaz de travagem do veículo, ou seja, frenagem electrodinâmica.

A associação do inversor capacitivo com o filtro indutivo permite eliminar correntes de interferência emitidas de e para a linha de contacto, para frequências superiores a 79,97Hz.

Usando o mesmo processo do exemplo anterior da eliminação de ruído (ripple), gráfico 3.1, mas associando um inversor capacitivo ao filtro indutivo, temos um filtro passa baixo. Os resultados com a associação do filtro indutivo ao inversor capacitivo melhoram bastante como verificável no gráfico 3.2.

Para uma onda de entrada com uma tensão contínua de 750V associada a uma componente alternada (ruído) com uma amplitude de 8V e uma frequência de 1000Hz, obtivemos na saída deste circuito, uma tensão com valor médio de 750V e uma variação

da amplitude de 0,04V. A diferença entre a corrente de alimentação e a corrente de carga é observável no gráfico 3.2, em que entre a entrada e a saída, ocorre a diminuição de amplitude e um desfasamento das grandezas eléctricas envolvidas. O condensador vai ser o elemento responsável pela introdução do desfasamento das grandezas eléctricas do circuito.

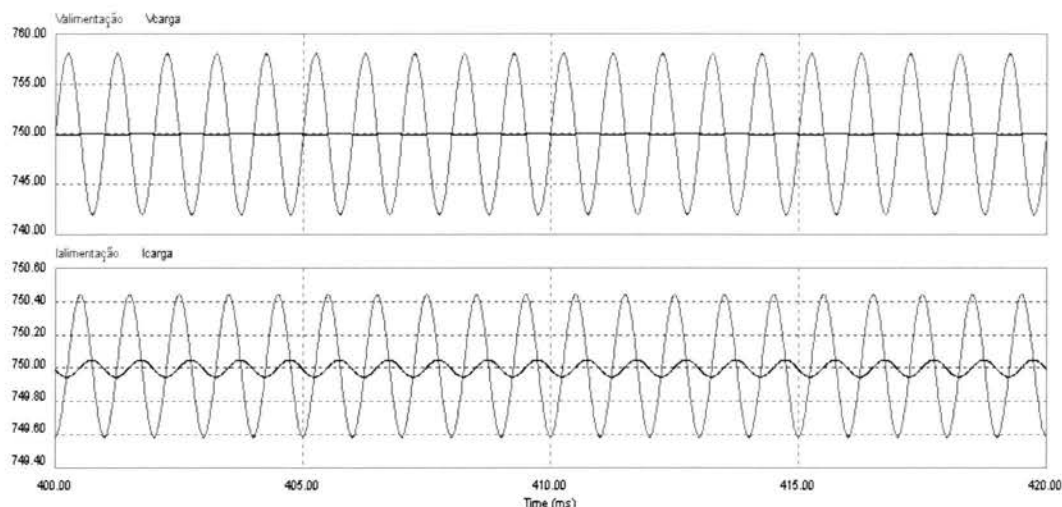


Gráfico 3.2 - Capacidade de filtragem do filtro passa baixo

Assim, pode-se concluir que, apesar da associação destes componentes aumentar o valor da frequência de corte do filtro, passa de 2,9Hz para 79,97Hz, a associação destes elementos é vantajosa visto que se obtém uma supressão ruído superior comparativamente com a utilização isolada do filtro indutivo. A associação do filtro indutivo ao banco de condensadores melhora as capacidades de eliminação do ruído no circuito em cerca de 10 vezes para uma frequência de ruído de 1kHz. O filtro passa baixo elimina de forma mais eficaz qualquer componente alternada introduzida na onda injectada.

Na figura 3.6 encontram-se representados os esquemas eléctricos utilizados para obter as formas de onda representados no gráfico 3.1 e gráfico 3.2.

A medição das grandezas eléctricas em jogo foi só possível com a adição de uma resistência de carga ao circuito de teste, com valor de 1Ω. O objectivo desta simulação é determinar a importância da introdução do filtro passa baixo no circuito intermédio.

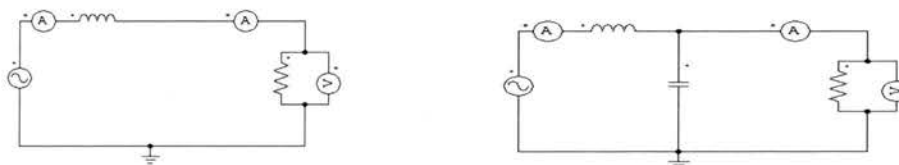


Figura 3.6 - Esquema eléctrico do circuito de teste sem e com utilização do inversor capacitivo

Para exemplificar o funcionamento do filtro passa baixo foi utilizado um dos esquemas da figura 3.6 no qual existe a associação do filtro indutivo ao banco de condensadores. A metodologia utilizada para simular o funcionamento do filtro foi aplicar uma onda de tensão com uma componente contínua de 750V e uma componente alternada associada de 8V de amplitude mas com valores de frequência diferentes. O programa utilizado para efectuar as simulações foi o "PowerSim" (gráficos 3.3, 3.4 e 3.5).

✓ Para uma frequência de 20Hz

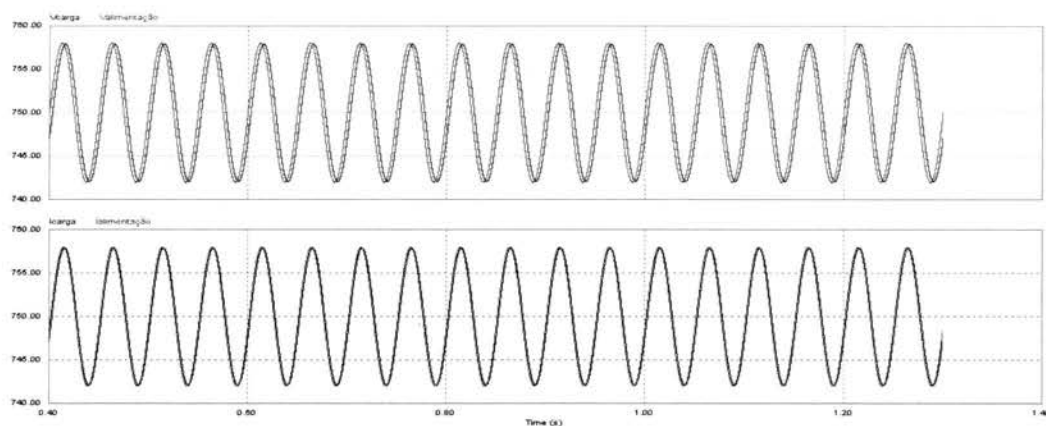


Gráfico 3.3 - Capacidade de filtragem do filtro passa baixa para uma frequência aplicada de 20Hz

✓ Para uma frequência de 97Hz

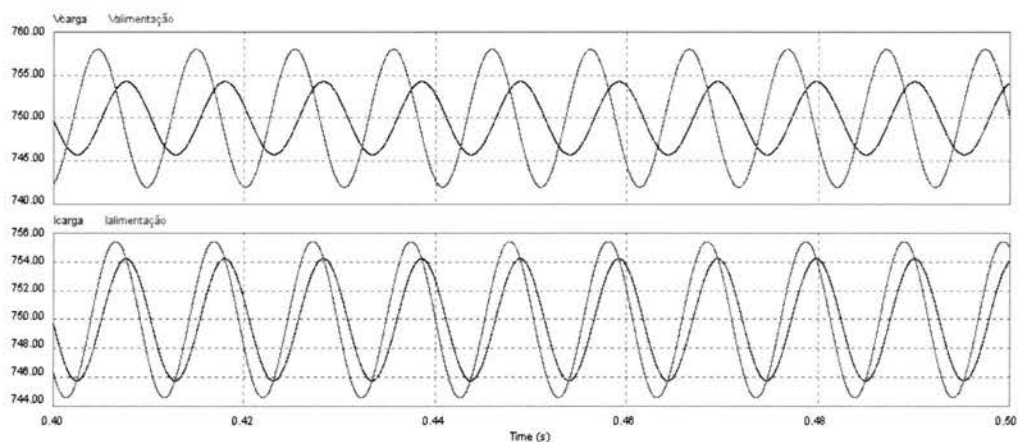


Gráfico 3.4 - Capacidade de filtragem do filtro passa baixa para uma frequência aplicada de 97Hz

✓ Para uma frequência de 200Hz

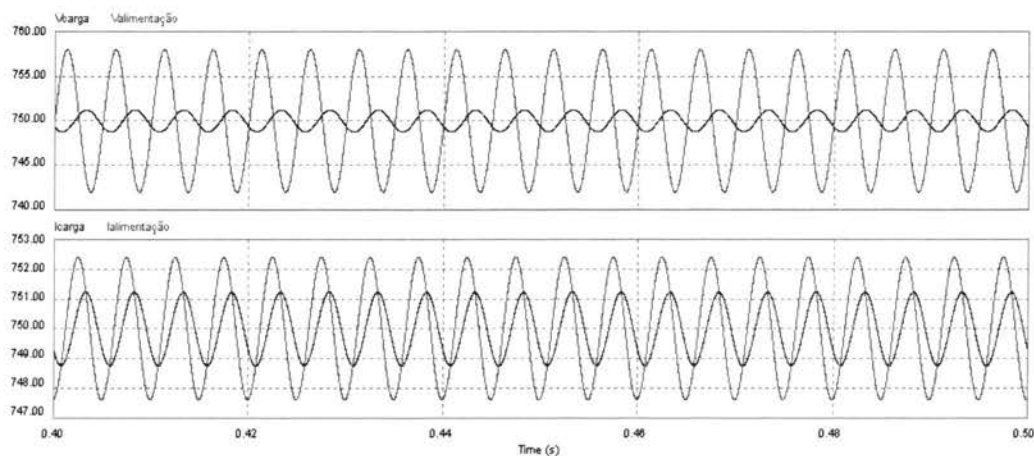


Gráfico 3.5 - Capacidade de filtragem do filtro passa baixa para uma frequência aplicada de 200Hz

Através dos gráficos anteriores, podemos concluir que, para frequências de ruído inferiores à frequência de corte não existe qualquer alteração na amplitude das grandezas eléctricas. A partir do valor da frequência de corte do filtro, a atenuação aumenta proporcionalmente ao aumento do valor da frequência de ruído sendo verificado um desfaseamento entre as grandezas eléctricas.

Para que se possa garantir a regulação da tensão, aquando do descarregamento dos condensadores, é necessário que no circuito intermédio exista uma resistência com o valor de 50 k Ω em paralelo com o banco de condensadores. Enquanto que os condensadores se opõem à variação da tensão, a resistência servirá para amortecer a descarga, limitando, desta forma, a corrente transitória.

Cada módulo do conversor de tracção possui um chopper duplo de frenagem. O chopper duplo de frenagem pode ser subdividido em dois "chopper", verificando-se que os dois circuitos funcionam, comutam, em oposição de fase. Cada um dos "chopper" é constituído por um semiconductor de potência (IGBT) e uma resistência de frenagem. As duas resistências de frenagem, montadas lateralmente ao conversor, que apresentam um valor de 3 Ω , à temperatura de 20°C.

Cada resistência de frenagem possui a capacidade de suportar uma corrente instantânea máxima de frenagem de 450A e uma potência de dissipação média de 15kW.

Os semicondutores IGBT do chopper de frenagem encontram-se montados logo após o inversor capacitivo e interligam-se com as resistências de frenagem. O chopper duplo de frenagem tem como função eliminar os transitórios e manter constante a tensão no circuito intermédio, entre a entrada e a saída do conversor, sempre que o veículo execute uma frenagem electrodinâmica. Caso não seja possível transmitir para a catenária a energia cinética acumulada no motor, o chopper terá de dissipar, rapidamente, essa energia sem danificar os elementos constituintes do conversor. O chopper de frenagem tem de ser capaz de absorver a energia produzida na desaceleração do veículo. Em regime de funcionamento normal do veículo, os semicondutores do chopper encontram-se com o colector aberto.

A adopção de um semiconductor de potência para possibilitar a dissipação de energia acumulada prende-se com a facilidade e a rapidez com que estes semicondutores comutam repartindo, recortando e dissipando a energia acumulada em cada comutação nas resistências de frenagem.

Quanto maior for a frequência do chopper de travagem, maior e mais rápida será a dissipação da energia. No entanto, a frequência de comutação do chopper é limitada pelas características intrínsecas das resistências de frenagem. Nomeadamente, a capacidade de dissipação do calor produzido pela passagem da corrente nas resistências.

A utilização de um chopper possibilita reduzir, substancialmente, as dimensões das resistências de frenagem. Pelo facto de se conseguir controlar, em cada comutação, a quantidade de energia direccionada para as resistências, evita-se que, não só estas fiquem sujeitas a um impacto severo, mas também que a curva característica de carga e dissipação não seja demasiado elevada. A outra vantagem consiste num controlo mais eficaz do valor da tensão no circuito intermédio, dada a rapidez e a facilidade de accionamento dos semicondutores de potência.

Qualquer semiconductor têm um impacto no rendimento final do sistema em que se insere. Esse impacto pode ser calculado com base no preço, nas perdas produzidas, na maior ou menor complexidade e rapidez de accionamento ou ainda a exigência de inscrição no circuito de elementos para protecção do semiconductor.

A vantagem da utilização do IGBT no chopper e no ondulador, para efectuar a comutação, é que se garantem consumos baixos de energia (perdas diminutas na condução e necessidades energéticas baixas para o accionamento), facilidade e rapidez de comutação (pela aplicação de uma tensão de valor reduzido é possível comutar sendo o sinal da onda aplicada a indicação para entrar ou sair de condução), frequência de comutação elevada e também a não exigência de elementos para protecção do semiconductor. O IGBT não prejudica o desempenho do sistema, mas garante uma maior eficiência e um consumo energético inferior, melhorando, desta forma, o rendimento global da unidade.

Actualmente, temos no mercado IGBT's que possibilitam apresentar soluções em que a frequência de comutação varia entre os 0Hz e os 90kHz, a tensão de bloqueio oscila entre os 0V e os 2kV e a corrente de condução ande entre os 0A e os 500A.

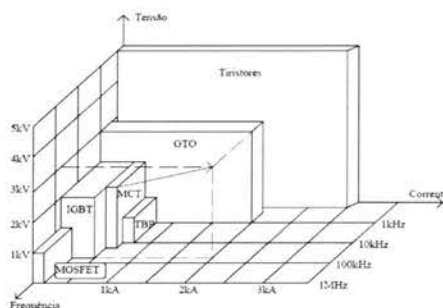


Figura 3.7 - Gama de aplicação de diferentes semicondutores

A estrutura do IGBT consiste de uma gate MOSFET com a inclusão de uma camada P+ para que funcione como colector. O controlo do componente é conseguido pela aplicação de uma polarização entre gate e emissor, sendo o accionamento feito por tensão.

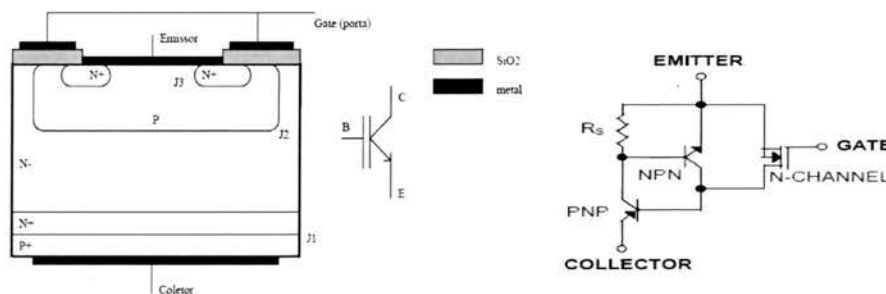


Figura 3.8 - Características físicas e eléctricas de um IGBT

A tensão máxima suportável é determinada pela junção J2 (durante a polarização directa) e por J1 (durante a polarização reversa). Como J1 divide duas regiões muito dopadas (P+ e N-), um IGBT não tem capacidade de suportar tensões elevadas, quando polarizado reversamente.

Os IGBT'S apresentam um tiristor parasita. A construção do dispositivo deve ser tal que evite o accionamento deste tiristor, particularmente no que concerne às capacitâncias associadas à região P e que se relaciona com a região da gate do tiristor parasita. Os componentes modernos não apresentam problemas relativamente a este elemento indesejado.

O IGBT não necessita de uma quantidade grande de energia para efectuar as comutações pelo facto de ter uma alta impedância na sua gate. Este semiconductor, para se manter em condução, necessita apenas de um baixo valor de tensão entre a gate e o emissor. Por exemplo, para que um semiconductor com um valor de tensão de bloqueio de

1000V se manter em condução é necessária apenas aplicar uma tensão de 2 - 3V entre a gate e o emissor. Para que o semiconductor deixe de conduzir basta aplicar uma tensão negativa à sua gate.

O módulo IGBT é constituído por dois chips, o semiconductor IGBT e o diodo rápido. A função do diodo rápido é de protecção à operação do IGBT quando este está reversamente polarizado. Assim, é necessário que a corrente circule em roda livre entre o diodo e o IGBT. O chip do diodo rápido de roda livre encontra-se conectado em anti-paralelo com o chip do IGBT.

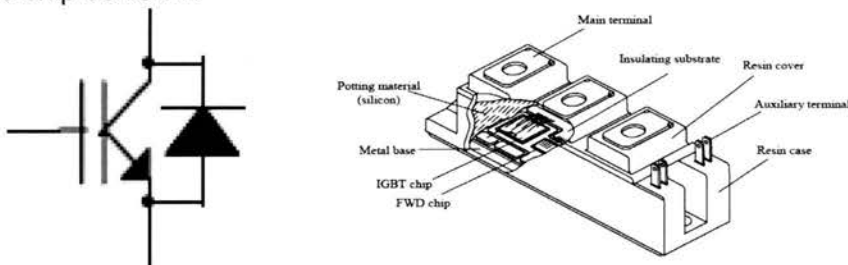


Figura 3.9 Representação eléctrica e encapsulamento de um módulo IGBT

A utilização do circuito snubber em semicondutores visa reduzir o stress colocado no semiconductor e diminuir as perdas nas comutações. Para cumprir estes objectivos, o circuito snubber, não só, atenua os transitórios das formas de onda, suprime sobre intensidades e sobre tensões ou baixa elevados dv/dt e di/dt , o que garante um baixo stress no semiconductor, como também transfere a dissipação de energia do semiconductor para fora do mesmo, conseguindo manter o semiconductor numa área de operação segura (SOA). Não obstante o circuito snubber ter várias aplicações, o nosso interesse reside na sua capacidade para suprimir sobre intensidades na comutação para o estado desligado. No entanto, a existência de um banco de condensadores no circuito intermédio elimina a necessidade de adoptar um circuito snubber para proteger os semicondutores.

A vantagem do IGBT é não necessitar de inscrever um ou mais elementos de protecção (circuito snubber), o que diminui o número de elementos inscritos no circuito e, por sua vez, os custos com semicondutores. Uma outra vantagem reside no facto deste semiconductor ser um componente de fácil accionamento, ou seja, para se accionar um IGBT o gasto em energia é diminuto uma vez que este não necessita entre a sua gate e o emissor de uma tensão com amplitude considerável ou de uma onda de forma complexa para que entre em condução.

Por último, utilização dos IGBT faz com que a complexidade dos circuitos do conversor seja muito menor devido às suas características dieléctricas e de construção. Isto resulta num inversor mais compacto, mais leve e com maior fiabilidade para inversores com o mesmo desempenho com tecnologias diferentes de semicondutores.

Continuando com a análise do esquema eléctrico do conversor, cada módulo do conversor de tracção possui, também, montado no circuito um inversor trifásico IGBT, que é controlado pela unidade de controlo electrónico, MITRAC DCU. Esta unidade comanda a comutação dos IGBT do módulo, controla e monitoriza o contactor de linha, verifica os ventiladores e bomba de refrigeração e monitoriza a refrigeração por ar.

Posteriormente, à saída do conversor e na linha de ligação das três fases do motor de indução, temos montados dois sensores de corrente. Os dois sensores de corrente além de medirem a corrente enviada para o motor, protegem-no contra sobre intensidades. Os sensores térmicos montados no motor fazem a protecção térmica. A conjugação dos sensores mencionados anteriormente permite assegurar uma completa protecção contra sobrecargas, uma vez que a curva de fadiga térmica do motor fica acautelada.

O relé térmico de sobre intensidades, RTS, oferece uma boa protecção para pequenas sobrecargas de média ou longa duração, mas não protege o motor contra sobrecargas elevadas. Como se observa no gráfico 3.6, a característica do RTS protege adequadamente o motor para correntes baixas mas com maior expressão no tempo, e não adequadamente para correntes elevadas e de curta duração.

Este tipo de relé é desenhado para realizar uma réplica da temperatura do interior do motor. O RTS que se encontra implementado no “Eurotram” resume-se a um dispositivo constituído por um fio de metal enrolado numa bobina, que é montado num dos enrolamentos estatóricos. Neste, o valor da resistência varia linearmente com a temperatura. O fio pode ser, tipicamente, de platina, cobre ou níquel e apresenta uma resistência padrão ao 0°C, por exemplo: 120 Ω de Níquel aos 0°C. Este dispositivo designado por sensor de temperatura, consegue determinar o valor aproximadamente exacto da temperatura do motor através da conversão adequada da resistência por tabelas próprias para cada material.

A monitorização da temperatura consiste na medição, através de um ohmímetro ou de uma ponte de resistências, do valor da resistência. A designação de RTS surge devido ao sensor de temperatura ser utilizado em associação com um relé digital na unidade de controlo, de forma a accionar um alarme de temperatura excessiva ou desligar o motor. O relé associado ao sensor de temperatura actua em tempo fixo para um determinada valor de temperatura, protegendo eficazmente o motor contra sobrecargas longas mas não contra sobrecargas severas.

O relé de sobre intensidade, RS, protege o motor contra situações de sobrecargas severas tais como a de rotor bloqueado em que é importante desligar rapidamente o motor para salvaguardar a vida útil do aparelho. Um motor bloqueado está sujeito a um aquecimento 10 a 50 vezes maior que um motor em rotação, logo este aquecimento extremo só é tolerado durante um curto espaço de tempo. O relé de protecção deve então actuar em alguns milissegundos e para intensidades de corrente muito superiores à nominal, para que não ocorram disparos intempestivos provocados pelas correntes de arranque do motor. Durante o arranque pode ser necessário desligar o relé desta protecção, mas para tal existe a necessidade de determinar se o tempo de arranque é inferior ao tempo máximo de rotor bloqueado.

Como se pode ver pelo gráfico 3.6, para que RS proteja adequadamente o motor para sobrecargas severas, vai determinar uma protecção excessiva para sobrecargas moderadas e de longa duração. A designação de RS resulta do o conversor de tracção possuir, montado à saída do ondulator nas ligações às três fases do motor, dois sensores de corrente. A corrente da fase, que não possui sensor, é calculada internamente pela lógica do conversor. A associação de um relé digital com os sensores da corrente possibilita a protecção contra sobre intensidades.

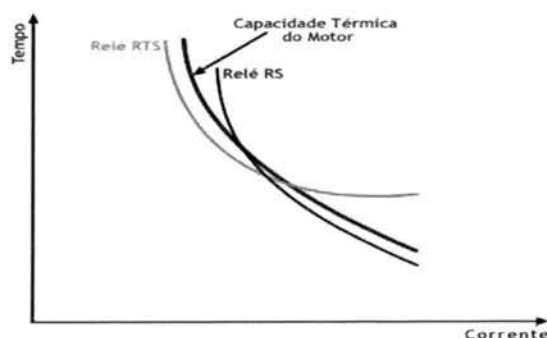


Gráfico 3.6 - Protecção da curva de fadiga térmica do motor

Na figura 3.10, podemos observar a representação do esquema completo dos elementos do conversor de tracção.

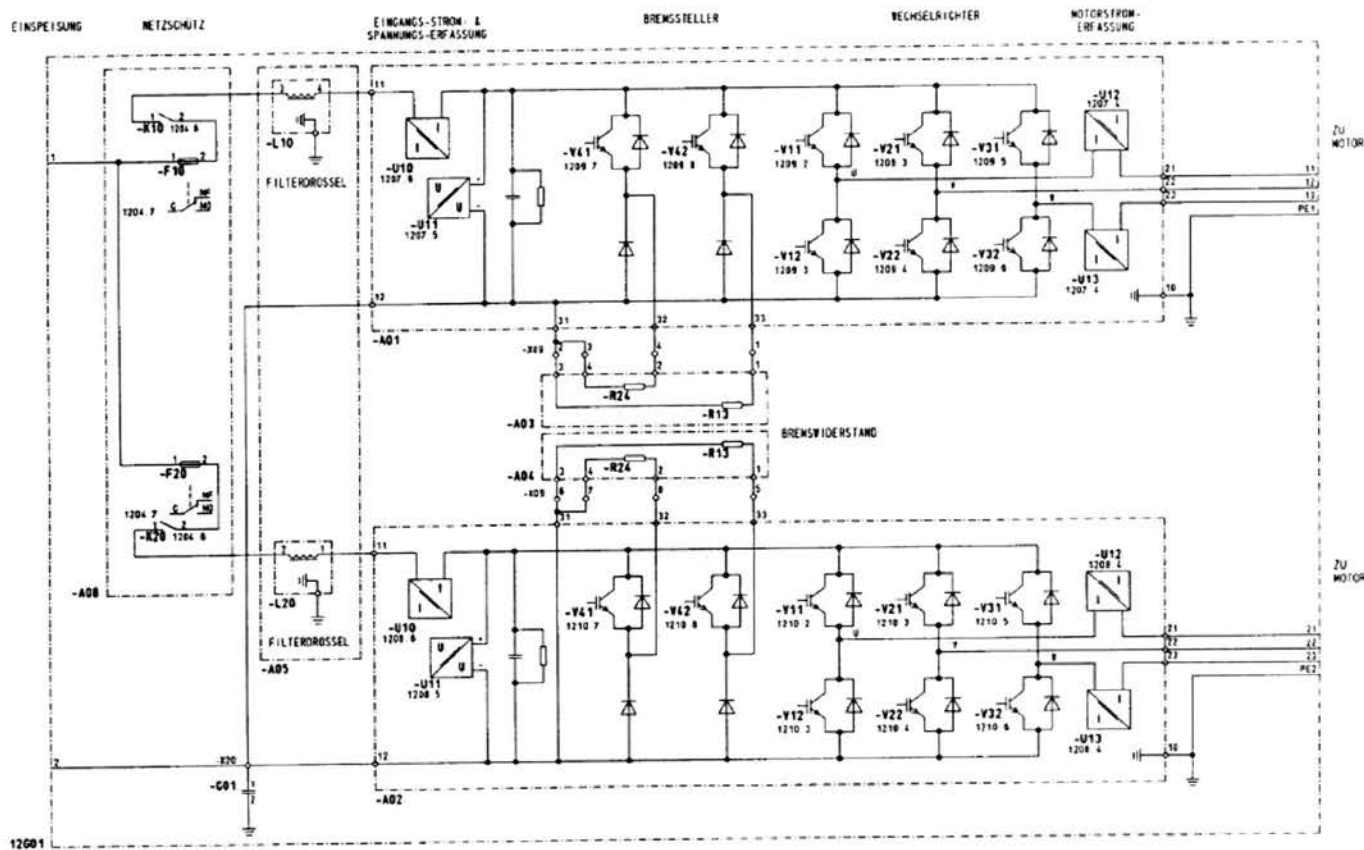


Figura 3.10 – Esquema completo dos elementos do conversor de tracção

Abaixo, temos a designação completa dos elementos representados da figura 3.10:

F10; F20	Fusíveis	;
K10; K20	Contactores	;
L10; L20	Filtro indutivo	;
U10	Sensor de corrente	;
U11	Sensor de tensão	;
Sem legenda	Banco de Condensadores	;
Sem legenda	Resistência de descarga (do condensador)	;
V41; V42	IGBT's do chopper de frenagem	;
Sem legenda	Díodos do chopper de frenagem	;
R13; R24	Resistências de frenagem	;
V11; V12; V21; V22; V31; V32	IGBT's do inversor (ondulador)	;
U12; U13	Sensores de corrente	;

Na figura 3.10, não se encontra representado as ligações entre a saída do inversor e as três fases dos motores. A ligação é estabelecida através de três cabos ligados à saída de um dos dois módulos do conversor de tracção, com secção de 25mm^2 , que, por sua vez, conectam com uma ICT box (caixa de derivação). Na ICT box, os cabos são “derivados” para alimentar os dois motores de tracção alimentados por aquele módulo. A secção desses cabos é de 16mm^2 por condutor. Este cabo termina numa ficha, que é conectada no motor. A ficha tem como objectivo melhorar o comportamento térmico e tem a particularidade de apresentar quatro pernos de permutação de calor. O objectivo dos pernos é distribuir e dissipar calor que a ficha possa ser sujeita pela passagem da corrente.

3.3. Caracterização das ligações existentes no Conversor de Tracção

3.3.1. Ligação do conversor de tracção ao manípulo de condução

O conversor de tracção apresenta dois processos de comunicação com o manípulo de condução. O primeiro, usado por defeito, é via bus MVB e o segundo, usado apenas como recurso, é a ligação directa entre o manípulo e o conversor de tracção.

O bus MVB, que se encontra difundido ao longo do veículo, é apresentado como um barramento multifunções de comunicação. Este bus consiste num canal de comunicação em que todos os elementos do veículo estão ligados, directa ou indirectamente, possibilitando, desta forma, a comunicação entre os mesmos. Os módulos DX são parte integrante do bus MVB e permitem que os elementos do veículo, que não possuem acesso directo ao bus MVB, possam comunicar com elementos que usam o bus MVB como canal de comunicação. O conversor de tracção recebe a informação do manípulo de condução, via bus MVB, através de um módulo DX ao qual se encontra ligado o manípulo.

O segundo processo de comunicação do conversor de tracção, é executado quando, por qualquer motivo, o bus MVB não se encontra a funcionar em perfeitas condições, estabelecendo-se uma ligação directa entre o manípulo e o conversor de tracção.

Este segundo processo de controlo do conversor de tracção é executado pela activação de dois relés associados ao manípulo de condução que estabelecem a conexão eléctrica entre o manípulo e o conversor. São estas duas ligações eléctricas que permitem que o veículo se movimente, para a frente ou para trás, a uma velocidade condicionada (20km/h).

Caso se verifique uma anomalia, o condutor deve accionar o botão de condução de emergência e o conversor de tracção, dependendo do sinal recebido, põe o veículo em marcha. É, assim, assumida, por defeito, uma curva de funcionamento com um binário reduzido a cerca de 50% da capacidade máxima do motor.

3.3.2. Ligação do conversor de tracção aos sensores de velocidade e peso do respectivo bogie

O conversor de tracção, para calcular o sinal que deve injectar no módulo de cada Inversor trifásico IGBT, recebe, a cada momento, informação da velocidade e peso do veículo. Esta informação é recebida através da ligação estabelecida pelas linhas TSS que se encontra entre o conversor de tracção e a unidade de controlo de frenagem.

A unidade de controlo de frenagem possui uma placa de velocidades que permite duplicar os sinais vindos dos sensores de velocidade. Esta placa permite enviar os sinais

de forma independente a 2 utilizadores distintos: redirecciona para a unidade de controlo de frenagem e envia para a unidade de controlo do conversor de tracção.

O esquema da figura 3.11 representa a forma de como são estabelecidas as ligações ente estes diferentes equipamentos.

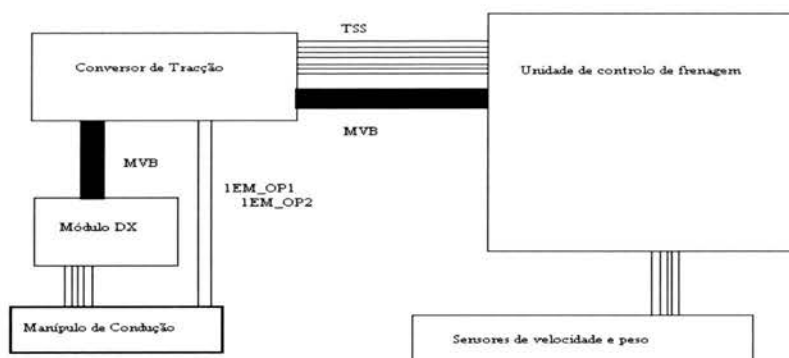


Figura 3.11 - Esquema de ligação do manipulador de condução e sensores de velocidade e de peso ao conversor de tracção

3.4. Funcionamento de Conversor de Tracção

O conversor de tracção é alimentado por uma corrente com uma tensão contínua de 750V, convertendo-a numa tensão trifásica de amplitude e frequência variáveis. O conversor de tracção apresenta, na sua saída, não só uma onda sinusoidal, cuja gama de frequências oscila entre os 0 e os 211Hz, como também uma amplitude máxima que varia de acordo com a tensão que é aplicada nos seus terminais de entrada, ou seja, o conversor tem uma razão de transformação entre as tensões de entrada e de saída. A razão de transformação máxima do nosso conversor é de 0,74, valor este que resulta da multiplicação do índice de modelação da amplitude da tensão máximo, m_a , pelo rendimento do conversor.

O conversor de tracção está equipado com um sistema de controlo de resposta rápida, direccionada para a dinâmica do campo magnético. O controlo é efectuado por modulação da largura do impulso com variação de tensão e de frequência da forma da onda de saída, PWM VVVF.

O manipulador de condução é usado pelo condutor para definir a quantidade de energia a ser entregue aos motores pelo conversor de tracção. A informação da posição do manipulador de condução é enviada para o codificador do manipulador – encoder. Este, por sua vez, solicita ao conversor de tracção, via bus MVB, uma determinada aceleração e que é traduzida internamente numa curva de binário que, quando se interliga com a velocidade de referência obtida a partir do bogie reboque, determina o comportamento dinâmico do veículo. A velocidade varia em função do binário resistente que o motor depara a cada instante. A velocidade que o motor irá praticar resultará do ponto de intersecção do binário motor com o binário resistente. A velocidade depende, também do traçado da via em que o veículo circula.

A velocidade de referência de cada conversor de tracção é determinada a partir da média das leituras de velocidade das rodas do bogie reboque – corresponde à velocidade mínima do veículo.

No caso de falha do bus MVB para a BCU, o conversor de tracção irá adquirir a velocidade de referência de outro conversor de tracção onde esta falha não tenha ocorrido. No caso de falha do bus MVB com a unidade de controlo da frenagem e com o conversor de tracção, o cálculo da velocidade de referência é feito considerando a

velocidade máxima do bogie correspondente ao conversor de tracção em causa, que por sua vez, para essa mesma falha, atribui o valor de zero à variável da velocidade máxima.

O cálculo da velocidade máxima, em situações normais de funcionamento, é conseguido pelas leituras de velocidade das rodas do bogie que o conversor controla. O valor a atribuir à velocidade máxima corresponde à leitura com maior valor.

A velocidade referência para diferentes modos de funcionamento é atribuída da seguinte forma (tabela 3.1):

Modo de Funcionamento:	Velocidade referência:
Tracção	Velocidade mínima
Frenagem	Velocidade máxima
Ponto intermédio, "Neutro ou deriva"	Velocidade máxima

Tabela 3.1 - Atribuição pela lógica do veículo da velocidade de referência consoante o modo de operação

O cálculo das velocidades é obtido considerando o valor do diâmetro das rodas, que é actualizável pelo operador.

A velocidade mecânica de rotação é dada, genericamente, pela expressão que se encontra abaixo representada:

$$w_r = 2\pi(1-s)f/p;$$

Onde,

s	deslizamento	;
f	frequência de alimentação	;
p	número de par de pólos	;

A velocidade (w_r), de um dado motor, varia com a frequência (f) ou com o deslizamento (s). A variação do deslizamento (s) pode ser conseguida alterando o valor da tensão de alimentação ou, caso seja possível, fazendo variar o valor da resistência do rotor, o que não é possível no nosso caso.

O controlo da velocidade, obtida em função da variação da tensão de alimentação, não é um método económico, uma vez que o binário desenvolvido no rotor é proporcional ao quadrado da tensão de alimentação.

Assim, a variação da frequência deverá ser o método utilizado para controlar a velocidade. A variação da tensão de alimentação terá como função a manutenção da magnetização do circuito magnético e o controlo do deslizamento, para que o motor desenvolva a característica de binário pretendida.

Geralmente, os conversores de frequência utilizados permitem variar a frequência e a tensão de alimentação. Desta forma, consegue-se variar a velocidade actuando na frequência e controlar o binário desenvolvido actuando na tensão de alimentação.

É importante verificar que, actuando na frequência ou na tensão de alimentação do motor se pode fazer variar a velocidade do motor. No entanto, caso se actue ou só na frequência ou só na tensão, a velocidade varia, mas, o binário desenvolvido para cada velocidade é diferente. O ideal é ter o valor do binário desenvolvido, máximo e constante, a qualquer velocidade. Na prática, isto é conseguido mantendo a relação U/f constante.

A velocidade pode ser controlada variando a tensão e a frequência para que a sua relação seja constante. Sendo a relação U/f constante, o fluxo no entreferro também se mantém constante, obtendo-se também um binário desenvolvido constante, independentemente da velocidade.

Na zona de enfraquecimento de campo, a relação U/f não se mantém constante. Como consequência, o binário desenvolvido sofrerá alterações. Actualmente, em tracção eléctrica, devido à especificidade desta actividade, ao desenvolvimento dos semicondutores de potência e às metodologias de controlo dos motores, é necessário fornecer um binário constante máximo numa maior gama de velocidades. Os

conversores de tracção, actualmente, não se limitam a variar a tensão e a frequência mas, também, controlam o deslizamento e monitorizam o valor da resistência rotórica, R_2 , o valor das correntes injectadas aos terminais do motor e o valor da tensão no circuito intermédio do conversor.

Os conversores vvvf actuam como uma interface entre o sistema de alimentação e o motor. Este tipo de conversor tem de cumprir os seguintes objectivos:

- ✓ Permitir o ajuste da frequência de saída de acordo com a velocidade desejada;
- ✓ Permitir o ajuste da tensão de alimentação para que o fluxo magnético seja constante, desenvolvendo um binário constante e máximo;
- ✓ Ter a capacidade de fornecer a corrente desejada em todas as gamas de frequência de funcionamento.

Neste tipo de conversores é habitual utilizar uma técnica de comutação de semicondutores cuja designação é modulação por largura de impulso (PWM). Esta técnica consiste em comparar uma sinusóide de referência com uma onda triangular. A frequência da sinusóide determina a frequência da onda alternada à saída do conversor. A amplitude da sinusóide está proporcionalmente relacionada com a amplitude da tensão de saída do conversor. Esta técnica utilizada para controlar a comutação dos semicondutores encontra-se desenvolvida em pormenor nos capítulos seguintes.

O conversor de tracção, quando associado ao motor de indução, permite efectuar frenagem electrodinâmica, quer regenerativa, devolvendo à catenária energia cinética acumulada no rotor do motor, quer reostática, caso a catenária não esteja receptiva à recuperação de energia.

3.4.1. Estratégia de controlo dos motores de tracção

Os sistemas electromecânicos necessitam de um método de controlo com possibilidade de se operar nos quatro quadrantes, para que consigam desenvolver todas as potencialidades dos motores de uma forma eficaz e com segurança.

O veículo de metro ligeiro, "Eurotram", possui doze motores de indução trifásicos. Estes motores não possuem as características naturais de um motor de tracção. Por este motivo, os motores de indução possuem uma estratégia de controlo que os dotará das características de funcionamento dos motores de tracção.

O motor série de corrente contínua que, desde sempre, foi considerado como tendo as características naturais para a tracção eléctrica, foi e continua a ser utilizado na propulsão, por exemplo nos nossos famosos eléctricos.

Quando se fala em características naturais de um motor de tracção pensa-se:

- ✓ Na facilidade de regulação da velocidade do motor;
- ✓ Na adaptação da velocidade à situação de carga;
- ✓ Num bom binário do motor no arranque;
- ✓ No funcionamento reversível do motor, ou seja, funcionar como gerador e como auxiliar da frenagem.

No entanto, tendo em conta as potencialidades do motor de indução e a evolução na tecnologia de sistemas de controlo e semicondutores, o motor de indução tornou-se numa solução fiável, compacta (tamanho reduzido em relação a outros tipos de motores

com as mesmas características técnicas), bastante atractiva em preço e com custos baixos relativos a manutenção.

O controlo vectorial é um método eficaz de controlo do motor de indução, o que permite obter um aproveitamento de todas as suas potencialidades.

Actualmente, uma das tecnologias de controlo utilizadas no controlo vectorial de motores de indução é o controlo directo de binário (DTC). O DTC assenta no conhecimento intrínseco do motor que controla.

O objectivo da unidade de controlo é determinar e manter actualizado cada processo de cálculo, iteração, os cerca de quarenta parâmetros do motor que traduzem o seu comportamento dinâmico, de forma a se injectar uma corrente com amplitude e frequência que permita satisfazer a solicitação pedida pelo manípulo de condução, não esquecendo as restrições inerentes ao funcionamento em segurança do veículo. A amplitude e a frequência da corrente que é injectada no motor é determinada em função do cálculo, pelo método de controlo, dos parâmetros do motor. Internamente e aplicando um determinado algoritmo de processamento é calculado o valor de tensão ideal para obtermos uma dada onda de corrente, definindo-se uma tabela de comutação dos semicondutores do inversor.

Este tipo de controlo permite ao motor, logo no arranque, desenvolver o binário máximo, a velocidade zero.

Este método baseia-se no conhecimento preciso dos parâmetros do motor. Não obstante, as vantagens mencionadas anteriormente, este método pode ser conturbado pelo facto do valor da resistência no rotor, variar, por exemplo com a temperatura e com o deslizamento.

Numa fase inicial, o método de controlo baseia-se nas medições da corrente no estator, inseridas no modelo adaptativo do motor. O grau de sofisticação do modelo usado no motor permitirá calcular valores precisos para os parâmetros do mesmo. Antes de se iniciar a entrada em operação, o controlador irá efectuar uma recolha de dados e identificar o motor, calibração – “auto-tuning”. Os valores recolhidos neste teste são a resistência no estator (R_1), a indutância do circuito magnético (L_m), os coeficientes de saturação e o momento de inércia do motor.

O valor de cada um destes parâmetros pode ser calculado sem que o motor gire – ensaio com rotor travado. Uma afinação de qualidade superior é conseguida quando o motor efectua também o teste com o motor em movimento – ensaio em vazio, mas que demorará alguns segundos a estar operacional.

Neste método não é necessário existir um sensor de velocidade ou de posicionamento do rotor para garantir elevados níveis de precisão de controlo, mas, se não existir, a precisão baixará – sistema “Open Loop” – não existe realimentação de informação recolhida no rotor do motor.

A partir das equações de modelização do motor de indução, com rotor em gaiola de esquilo, em regime permanente, descritas na figura 3.12, é possível a aplicação deste método de controlo. Das medições da corrente no estator pode-se estimar o fluxo magnético e o binário eléctrico desenvolvido pelo motor.

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + d\phi_{qs}/dt$$

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + d\phi_{ds}/dt$$

$$V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + d\phi_{qr}/dt + \omega_r \cdot \phi_{dr} = 0$$

$$V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + d\phi_{dr}/dt - \omega_r \cdot \phi_{qr} = 0$$

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{R_r}{L_r L_s \sigma} \Phi_{qs} - \frac{p}{\sigma L_s} \omega_r \Phi_{ds} - \beta i_{qs} + p \omega_r i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\
 \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{R_r}{L_r L_s \sigma} \Phi_{ds} + \frac{p}{\sigma L_s} \omega_r \Phi_{qs} - \beta i_{ds} - p \omega_r i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\
 \frac{d\Phi_{qs}}{dt} &= -R_s i_{qs} + V_{qs} \\
 \frac{d\Phi_{ds}}{dt} &= -R_s i_{ds} + V_{ds} \\
 \frac{d\omega_r}{dt} &= \tau_e - B \omega_r - \tau_l, \\
 \Phi_{ds} &= \int (V_{ds} - R_s i_{ds}) dt \\
 \Phi_{qs} &= \int (V_{qs} - R_s i_{qs}) dt \\
 \hat{\Phi}_s &= \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2} \angle \text{atan}\left(\frac{\Phi_{qs}}{\Phi_{ds}}\right) \\
 T_e &= 1.5 p (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds})
 \end{aligned}$$

Figura 3.12 - Dedução das equações de modelização do motor de indução para a determinação do fluxo magnético e binário eléctrico desenvolvido

Onde,

- i_{qs}, i_{ds} - representam a corrente no estator em coordenadas d-q ;
- Φ_{qs}, Φ_{ds} - representam o fluxo magnético estatórico em coordenadas d-q ;
- V_{qs}, V_{ds} - representam o valor da tensão aplicada ao motor (V_r, V_s, V_t) no referencial d-q ;
- i_{qr}, i_{dr} - representam a corrente no rotor em coordenadas d-q ;
- Φ_{qr}, Φ_{dr} - representam o fluxo magnético rotórico em coordenadas d-q ;
- V_{qr}, V_{dr} - representam o valor da tensão aplicada ao rotor (0) no referencial d-q ;
- p - representa o número de par de pólos do motor de indução ;
- T_l - representa o binário resistente (carga) ;
- B - representa o coeficiente mecânico de fricção ;
- ω_r - representa a velocidade mecânica do rotor ;
- L_s, L_r, L_m - representam as indutâncias estatóricas, rotórica e de magnetização ;
- R_s, R_r - representam a resistência estatórica e rotórica ;

O σ e β são coeficientes representado por:

$$\sigma = 1 - (L_m^2) / (L_s * L_r)$$

$$\beta = R_r/(\sigma^*L_r) + R_s/(\sigma^*L_s)$$

O valor das tensões aplicadas ao motor (V_r , V_s , V_t) é definido pelo inversor, através das equações da figura 3.12. Essa tensão é conseguida pela comutação dos semicondutores do ondulador.

Assim, verificam-se existir oito combinações de comutações possíveis para os três pares de semicondutores, o resultante vector de tensão terá, então, oito possíveis posições. Como duas das oito posições são vectores nulos, e correspondem ao estado fechado, a conduzir, dos três semicondutores superiores do inversor, V_7 , ou ao estado fechado dos três semicondutores inferiores do inversor, só nos restam seis posições que correspondem a valores não nulos do vector tensão, representados na figura 3.13.

Usa-se os comparadores de histerese, para comparem-se os valores do binário eléctrico e do fluxo magnético no estator, estimados com os valores solicitados e designados por referência. As saídas destes comparadores são depois usadas como sinais de entrada para uma tabela de comutação optimizada.

Switching Table of Inverter Space Vectors

H_ψ	H_{Tc}	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Figura 3.13 – Tabela correspondente ao procedimento comutações dos semicondutores do inversor

Esta tabela, acima representada, corresponde aos sinais de comutação a enviar para a gate dos IGBT, ou outro semicondutor, do inversor. A correcta combinação de comutações é calculada em cada ciclo de actualização. Este tipo de procedimento consegue fornecer, rapidamente, a cada 25 us, uma tabela de comutação para os semicondutores para atingir ou manter com precisão um binário pedido.

A controlo da velocidade de deslocação do veículo é conseguido pela comparação da velocidade de referência com a velocidade do motor. O resultado dessa comparação corresponde ao erro de velocidade, sendo enviado para um controlador PID e para o compensador de aceleração. A saída do PID e do compensador de aceleração são, posteriormente, adicionadas uma à outra. O resultado desta soma é enviado para o controlador de binário de referência, onde será determinado o binário necessário para que o veículo corresponda à solicitação dada pelo manípulo de condução (figura 3.14).

O fluxo referência é calculado internamente no controlador, de modo a ser conjugado com a solicitação de binário desejada.

Todo este processo de controlo da velocidade baseia-se na equação fundamental do binário, em que a aceleração solicitada, ao veículo, tem como interveniente a componente dinâmica do binário.

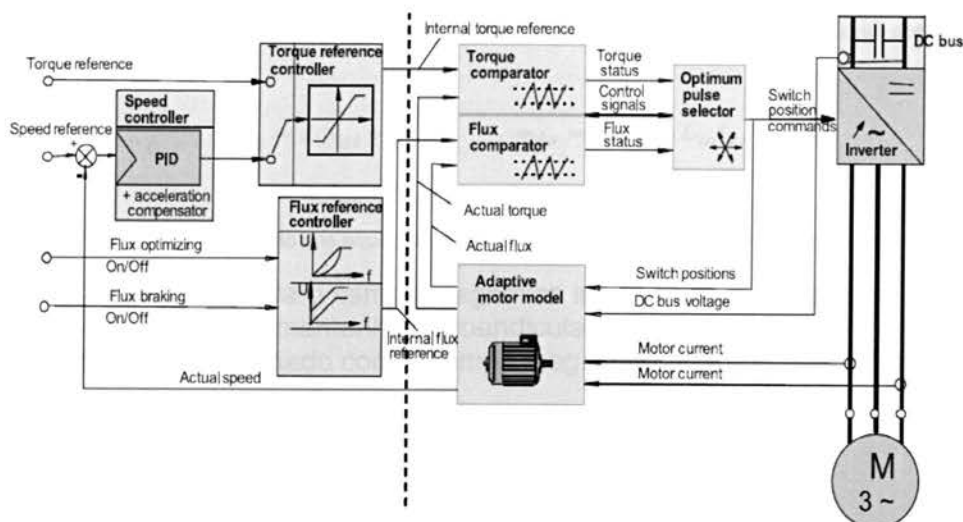


Figura 3.14 - Esquema representativo do controlo directo de binário, DTC

Outra técnica utilizada é o controlo orientado para o campo magnético, cuja aplicação é complexa. Nos motores de corrente alternada existem interacções entre os campos magnéticos criados no estator e no rotor, cujas orientações não permanecem perpendiculares entre si, mas variam consoante as condições de operação. Para que se obtenham resultados idênticos aos motores de corrente contínua, onde se mantém constante a relação dos campos magnéticos, varia-se a corrente no estator para que se tenha essa mesma relação entre os campos magnéticos. No motor de corrente contínua ajusta-se o valor da corrente de excitação para manter a ortogonalidade dos campos magnéticos e varia-se a corrente no estator para controlar o binário.

No motor de indução com rotor em gaiola de esquilo terá que se variar a orientação da corrente no estator em relação à orientação do fluxo rotórico para que se mantenha fixa e ortogonal a relação entre os campos magnéticos estatórico e rotórico. Com esta estratégia de controlo pretende-se obter o controlo independente do campo magnético e do binário desenvolvido.

O controlo vectorial é conseguido utilizando o eixo de coordenadas d-q, no qual se encontram representadas as expressões da figura 3.16 e da figura 3.17. (ω_e - velocidade síncrona)

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_e \varphi_{ds}$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_e \varphi_{qs}$$

$$0 = R_s i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \varphi_{dr}$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \varphi_{qr}$$

$$T_e = 1.5 p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds})$$

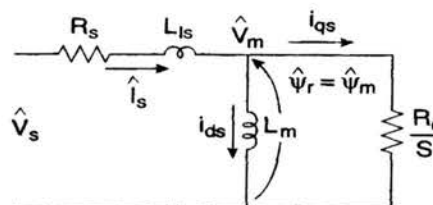


Figura 3.16 - Equações de modelização do motor de indução com rotor em gaiola de esquilo, em coordenadas d-q

Onde,

$$\begin{aligned}\Phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} & \Phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} & \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds}\end{aligned}$$

Figura 3-17 - Representação das equações do campo magnético estatórico e rotórico, coordenadas d-q

O controlo orientado para o campo magnético implica que a componente directa da corrente do estator (i_{ds}), se mantenha perpendicular à componente em quadratura da corrente no estator (i_{qs}) e alinhado com o campo magnético do rotor (figura 3.18).

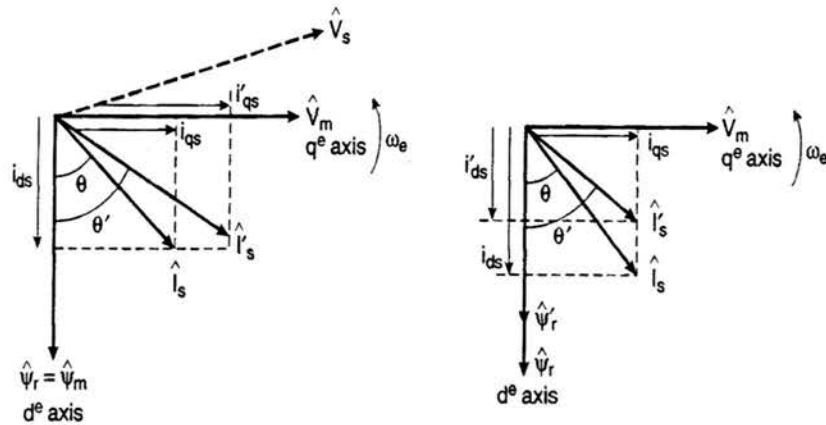


Figura 3.18 – Representação fasorial das grandezas eléctricas estatóricas do motor, nas coordenadas d-q

Para que se consiga tais relações, tem que se fazer a escolha adequada da velocidade angular síncrona (ω_e) do campo magnético rotórico. O fluxo magnético do rotor terá que variar de acordo com a velocidade síncrona e, simultaneamente, terá que se manter um perfeito alinhamento com o eixo directo. Assim, o valor da fase do fluxo magnético do rotor é igual a zero.

$$\Phi_{qr} = 0 \Rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = 0$$

$$\Phi_{dr} = \Phi_r$$

Logo,

$$\omega_{sl} = (\omega_e - \omega_r) = \left(\frac{L_m R_r}{\Phi_r L_r} \right) i_{qs}$$

Donde:

$$T_e = 1.5 p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r i_{qs})$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_r = - \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \Phi_r + \left(\frac{L_m R_r}{L_r} \right) i_{ds}$$

Daqui se verifica que o binário eléctrico é proporcional ao valor da componente em quadratura da corrente no estator (i_{qs}) enquanto que as relações entre o fluxo magnético e a componente directa da corrente no estator, (i_{ds}) é dada pela equação diferencial de 1ª ordem, acima representada, com uma constante de tempo L_r/R_r .

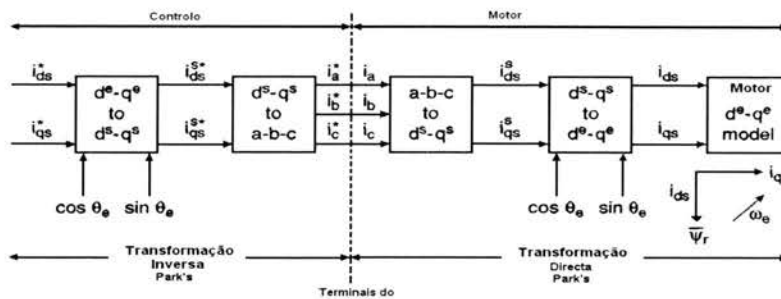


Figura 3.19 - Processo aplicação da Transformação directa e inversa de Park's

O binário eléctrico e o fluxo magnético podem ser controlados de forma independente devido à ortogonalidade das componentes da corrente do estator, que terá de ser garantida em todas as condições de operação.

Existem dois tipos de esquemas de controlo orientados para o campo magnético:

- ✓ Directo
- ✓ Indirecto

No directo, a posição do rotor é determinado pelo ângulo de rotação da componente em quadratura da corrente no estator em relação ao fluxo no estator. O cálculo pode ser feito através das medições da corrente e da tensão no terminal do estator ou a partir dos sensores de fluxo montados no motor.

No indirecto, a posição do rotor é obtida através da medição do deslizamento.

Para que as componentes da corrente no estator se mantenham ortogonais são utilizados os esquemas da figura 3.20, no controlo directa, e da figura 3.24, no controlo indirecto, orientado para o campo magnético.

- ✓ Controlo directo da orientação do campo magnético

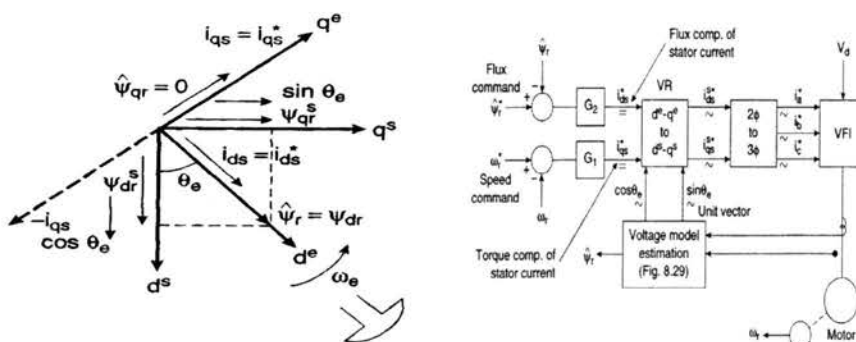


Figura 3.20 - Representação esquemática e fasorial do FOC

A partir da figura 3.20, no eixo de coordenadas de-qe, está representada a velocidade angular síncrona, ω_e , em relação ao eixo de coordenadas estatóricas, ds-q_s, isto permite-nos ter a informação da posição do rotor do eixo directo síncrono em relação ao eixo directo estatórico, $\theta_e = \omega_e t$, a qualquer instante.

Assim, desta relação e observando o diagrama acima representado na figura 3.20, obtemos:

$$\psi_{dr}^s = \psi_r^l \cos \theta_e$$

$$\psi_{qr}^s = \psi_r^l \sin \theta_e$$

$$\psi_r^l = |\hat{\psi}_r|$$

Onde:

$$\cos \theta_e = \frac{\psi_{dr}^s}{\psi_r^l}$$

$$\sin \theta_e = \frac{\psi_{qr}^s}{\psi_r^l}$$

$$\psi_r^l = \sqrt{(\psi_{dr}^s)^2 + (\psi_{qr}^s)^2}$$

Se as componentes da corrente no estator apresentarem-se ortogonais, o $\cos(\theta_e)$ e o $\sin(\theta_e)$ tomam a forma representada na figura 3.21.

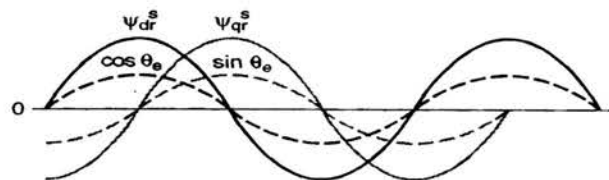


Figura 3.21 - Representação das componentes do fluxo magnético do rotor, no eixo de coordenadas d-q estático

Como se pode verificar, pela figura 3.21, as componentes directa e em quadratura do fluxo magnético rotórico, no eixo de coordenadas estático, estão desfasadas, entre si, de 90° .

O devido ajuste do fluxo permitirá que a componente directa da corrente no estator (i_{ds}) mantenha a mesma orientação ao longo do eixo directo síncrono (d_e) e que a componente em quadratura da corrente no estator (i_{qs}) mantenha a mesma orientação ao longo do eixo em quadratura síncrono (q_e).

As principais características deste esquema de controlo são:

- ✓ A frequência síncrona, ω_e , do conversor não é controlada directamente como no método de controlo escalar. O motor faz "auto-controlo" da frequência, através do uso da unidade "unit vector" que auxilia no controlo da frequência e do ângulo de fase a ser injectado no motor.
- ✓ Não existe preocupação com instabilidade do sistema porque a corrente no estator encontra-se limitada, para níveis aceitáveis para o motor, em todas as condições de operação.
- ✓ A resposta transitória do sistema é bastante rápida pelo facto do binário ser controlado pela componente em quadratura da corrente no estator, i_{qs} , que, por sua vez, não afecta o fluxo magnético.

- ✓ O controlo vectorial permite o controlo da velocidade nos quatro quadrantes de operação sem que haja necessidade de elementos adicionais, dado que os binários negativos são tratados directamente pela unidade "unit vector".

O controlo indirecto é similar ao controlo directo, excepto nos sinais da unidade "unit vector", $\cos(\theta_e)$ e $\sin(\theta_e)$, que são gerados de forma diferente.

- ✓ Controlo indirecto da orientação do campo magnético

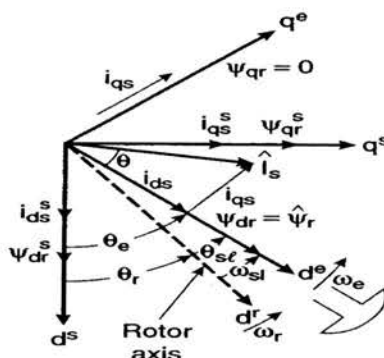


Figura 3.22 - Representação fasorial das grandezas eléctricas do motor em coordenadas d-q nos eixos estatóricos e rotóricos

O eixo de coordenadas d^s - q^s é fixo no estator e o eixo de coordenadas d^r - q^r é fixo no rotor. O eixo de coordenadas d^e - q^e encontra-se em rotação à velocidade síncrona e existe um deslizamento entre a velocidade de rotação síncrona e a do rotor, que é dada pela seguinte fórmula:

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$$

E como,

$$\theta_e = \int \omega_e dt$$

Obtemos que:

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl}$$

Quando se pretende efectuar o desacoplamento entre o binário eléctrico e o fluxo magnético estatórico, sabemos que a componente em quadratura da corrente (i_{qs}) se deve manter alinhada com o eixo em quadratura síncrono (q^e) e a componente directa da corrente (i_{ds}) se deve manter alinhada com o eixo directo eléctrico (d^e).

Desta forma, podemos utilizar as expressões do circuito equivalente do motor derivadas do eixo de coordenadas d-q síncrono (figura 3.23).

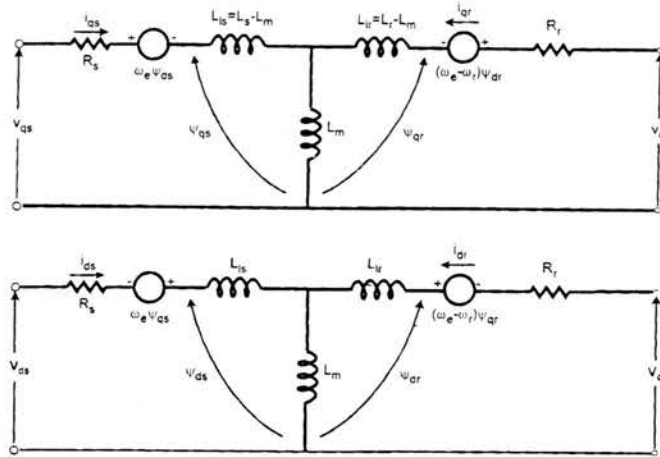


Figura 3.23 - Representação do circuito eléctrico equivalente do motor

As expressões do circuito do rotor são:

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} = 0$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} = 0$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}$$

De onde se pode concluir que as expressões das componentes da corrente no rotor podem ser traduzidas por,

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}$$

Combinando estas expressões com as acima referidas, conseguem-se eliminar as correntes no rotor, o que, de outra forma, não seria possível. O resultado é:

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \psi_{qr} = 0$$

Em que,

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \psi_{dr} = 0$$

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$$

Para ser possível efectuar o desacoplamento do controlo é necessário que o fluxo total no rotor se mantenha alinhado com o eixo directo das coordenadas síncronas.

Com esse objectivo em mente, garantindo que o valor da componente em quadratura do fluxo no rotor é zero, $\psi_{qr}=0$, e que se mantém constante ao longo do tempo, $d\psi_{qr}/dt=0$.

Se substituirmos, nas expressões acima referidas, o valor da componente em quadratura do fluxo no rotor, o fluxo total do rotor fica apenas com componente directa, obtendo-se as seguintes simplificações:

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{ds}$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}$$

Para implementação do controlo indirecto temos que considerar não só as equações acima representadas, mas, também a relação entre a posição angular síncrona e a posição angular rotórica.

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl}$$

De salientar, que a constante do fluxo rotórico está directamente relacionada com a componente directa da corrente no estator, em regime permanente.

$$\psi_r = L_m i_{ds}$$

Uma das possíveis implementações do controlo indirecto está abaixo representada (figura 3.24).

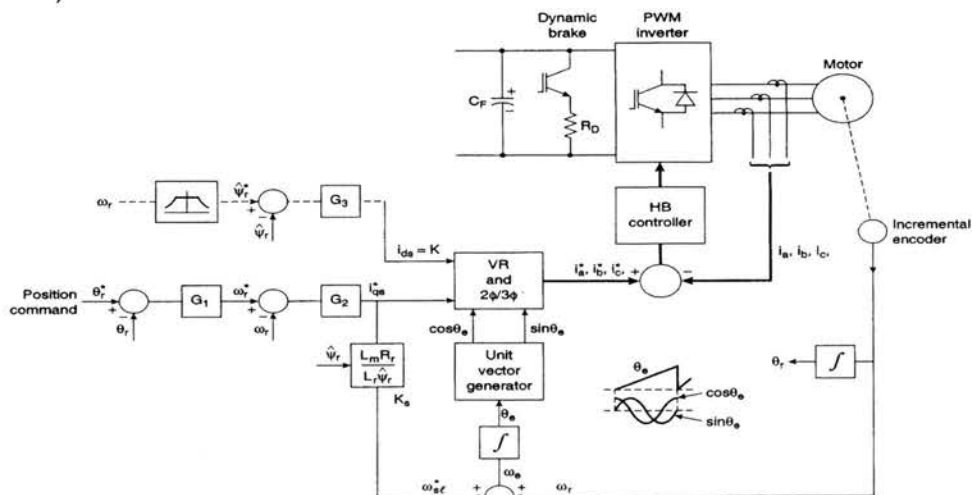


Figura 3.24 - Representação esquemática de uma aplicação com IFOC

As principais características deste esquema de controlo são:

- ✓ O controlador da velocidade determina a componente em quadratura da corrente no estator (i_{qs}) a ser injectada;
- ✓ A constante do fluxo rotórico é mantida usando o valor desejável da componente directa da corrente no estator (i_{ds});

- ✓ A frequência de deslizamento (ω_{sl}) é mantida através do valor da componente em quadratura da corrente no estator (i_{qs});
- ✓ O controlo da corrente é feito por banda de histerese. O controlo da corrente por controlador de histerese não é uma solução óptima, dado que permite que a onda a ser injectada no motor contenha conteúdo harmónico e que o controlador da corrente entre em saturação em parte do ciclo devido ao funcionamento a altas velocidades e pela elevada força contra electromotriz induzida (emf);
- ✓ O ganho do deslizamento, K_s , é dado pela expressão:

$$K_s = \frac{\omega_{sl}^*}{i_{qs}^*} = \frac{L_m R_r}{L_r \psi_r}$$

- ✓ O valor do ω_e e do ω_r é retirado das seguintes expressões:

$$\omega_e = \omega_{sl}^* + \omega_r$$

$$\theta = \int \omega_e dt$$

- ✓ O sensor incremental é necessário pelo facto de ser possível, através da medição do deslizamento, conhecer a posição do rotor em relação ao seu eixo directo;
- ✓ A unidade de controlo vectorial, acima representada, utiliza as expressões abaixo descritas para retirar os sinais de que necessita.

$\mathbf{u}_s$ representa a amplitude da tensão do circuito intermédio;

$$\cos \theta_{sl} = \cos(\theta_e - \theta_r) = \cos \theta_e \cos \theta_r + \sin \theta_e \sin \theta_r$$

$$\sin \theta_{sl} = \sin(\theta_e - \theta_r) = \sin \theta_e \cos \theta_r - \cos \theta_e \sin \theta_r$$

Onde,

$$\cos \theta_e = \frac{v_{ds}^s}{\|\mathbf{u}_s\|}$$

$$\sin \theta_e = \frac{v_{qs}^s}{\|\mathbf{u}_s\|}$$

- ✓ Se $i_{qs} < 0$ para binário eléctrico negativo, o valor da fase de i_{qs} é invertido e a velocidade angular de deslizamento, ω_{sl} , e respectiva posição angular, θ_{sl} , também serão negativos;
- ✓ O controlo de velocidade pode ser estendido até à região de enfraquecimento de campo como se pode verificar na representação da figura 3.25 (só possível em esquemas de controlo de fluxo tipo “close loop”);

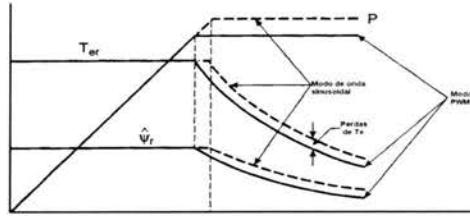


Figura 3.25 - Representação da zona de campo magnético constante e zona de potência constante (campo magnético enfraquecido)

Para se obter um comportamento dinâmico idêntico ao do motor de corrente contínua utiliza-se as equações, abaixo, indicadas.

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} + \hat{\psi}_r = L_m i_{ds}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r i_{qs}$$

$$T_e - T_L = \left(\frac{2}{P} \right) J \frac{d\omega_r}{dt}$$

A sua representação em diagramas de blocos está abaixo representada.

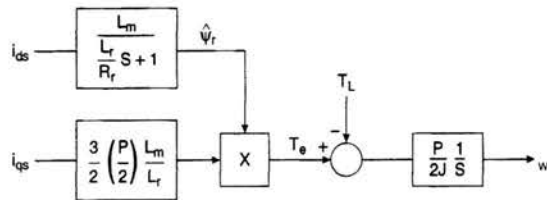


Figura 3.26 - Representação de blocos das equações acima descritas

Neste esquema de controlo, obtém-se uma resposta rápida em termos de binário eléctrico, o que é desejável, mas verifica-se um atraso na actualização do fluxo com constante temporal L_r/R_r .

O princípio físico do controlo orientado para o campo magnético pode ser explicado, de forma clara, utilizando o modelo de coordenadas síncronas, de-qe, representado na figura 3.27.

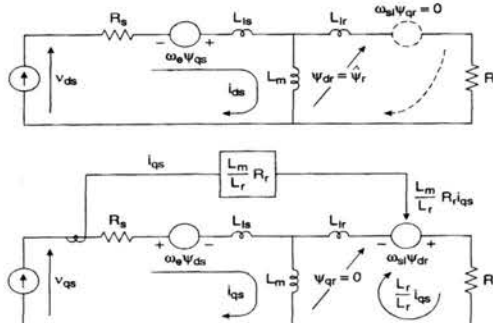


Figura 3.27 - Representação do circuito eléctrico equivalente do motor

Desde que i_{ds} e i_{qs} sejam controlados, conseguimos ignorar os parâmetros do lado do estator.

Considerando, todas as condições de operação em que $\psi_{qr}=0$, a força contra electromotriz do lado do estator, referente à componente directa síncrona (de), é igual a

zero, $\omega_{sl}\psi_{qr}=0$. Isto significa que, em regime permanente, i_{ds} apenas circula na indutância magnetizante do núcleo, L_m . Em regime transitório, i_{ds} é partilhada com o circuito rotórico do motor com uma constante temporal L_r/R_r .

Na componente em quadratura de sistema de coordenadas síncrona, q , quando o binário eléctrico é controlado pela i_{qs} , a força contra electromotriz, $\omega_{sl}\psi_{dr}$, varia de forma instantânea.

$$\omega_{sl}\psi_{dr} = L_m R_r i_{qs} / L_r$$

Se considerarmos que, $\psi_{qr}=0$, a força contra electromotriz provocará a circulação da corrente $(L_m/L_r)i_{qs}$ na resistência do rotor (R_r). Se a indutância do rotor, referida ao estator (L_r), for desprezada, e se o valor do fluxo, for constante, i_{ds} circulará na L_m e i_{qs} irá circular no lado do rotor, como desejado.

Um tema com grande importância no controlo indirecto é a possível desregulação do ganho do deslizamento. Isto deve-se, principalmente, à variação da resistência rotórica. Este efeito encontra-se representado na figura 3.28.

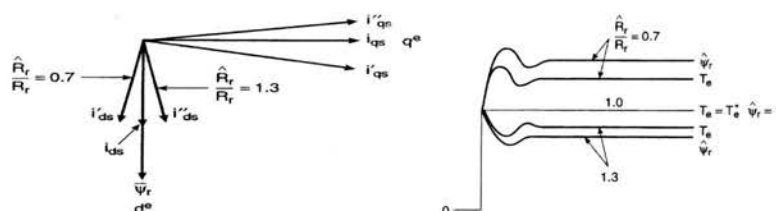


Figura 3.28 - Representação do efeito de desregulação do ganho do deslizamento

O método de supressão, deste efeito, sofre alterações em função do esquema de controlo de orientação do campo magnético.

Nos motores de indução, ditos convencionais, não se conseguem obter, de forma directa, medidas dos parâmetros e das grandezas no rotor, excepto se existirem sensores embutidos na própria carcaça do motor. Uma das formas de o fazer é estimar o valor das grandezas e parâmetros do rotor, o que é feito através das medições da corrente no estator e através das relações acima apresentadas, após medição do valor do deslizamento.

Na figura 3.29, está representado o bloco responsável pela conversão das componentes da corrente no estator solicitadas em um vector de tensão, na forma fasorial. O V_{Mag} representa o módulo da tensão e o V_{angle} representa a fase da tensão. Este vector de tensão, induzido pelos semicondutores do inversor, irá ser aplicado aos terminais dos enrolamentos estatóricos do motor, injectando, no motor, um dado valor de corrente, que havia sido solicitado pela unidade de controlo.

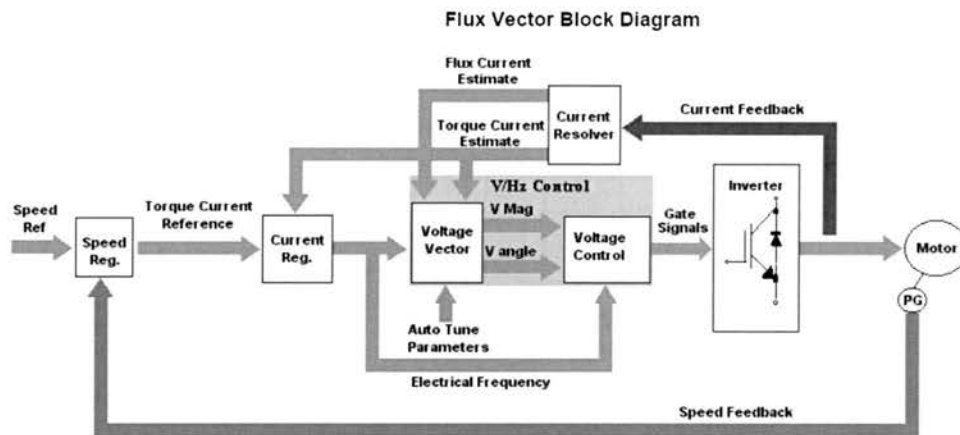


Figura 3.29 - Representação por blocos do método IFOC

Estes dois métodos, controlo directo de binário (DTC) e controlo orientado para o fluxo magnético (FOC), são duas estratégias para controlo de binário de alta performance. O DTC, devido à sua fácil implementação e resposta rápida, não necessita do bloco PWM para controlar a comutação dos semicondutores, apresentando vantagem em relação ao FOC. No entanto, o DTC não é a solução aconselhada para os sistemas de alta velocidade ou para aplicações em que os motores operem com pequenos valores de fluxo magnético no estator.

As altas velocidades estão relacionadas com as elevadas frequências de comutação, a partir das quais se obtém, no estator, uma forma de onda da corrente nem sempre sinusoidal. Este “nem sempre sinusoidal” advém de se poder verificar distorções na forma de onda por problemas relacionados com possíveis curto-circuito entre semicondutores, ou seja, durante o processo de comutação de e entre semicondutores ocorrer que um conjunto de semicondutor receba ordem para entrar em condução sem que outro conjunto de semicondutores tenha deixado de conduzir. Outro problema, relacionado com as altas velocidades, são as perdas de sincronismo nos métodos de controlo em que se utiliza blocos PWM e surgem quando, no bloco PWM, o quociente entre a frequência da onda “carrier” e a frequência da onda de referência é inferior a 10.

As perdas de sincronismo traduzem-se numa forma de onda sinusoidal, à saída do conversor, com assimetrias e distorcida. Pelo facto de ocorrer um maior número de impulsos numa das suas meias ondas, verifica-se este fenómeno alternadamente na meia onda positiva ou na meia onda negativa. Este fenómeno está relacionado com a incapacidade de no bloco PWM conseguir-se obter intersecções entre as onda “carrier” e onda de referência.

A relação entre a onda “carrier” e a onda de referência no “Eurotram” é sempre superior a 10. No “Eurotram” a frequência “carrier” varia entre 1,8k e 3,0k Hz e a frequência de referência varia entre 0 e 211 Hz. A frequência média da onda “carrier” é de 2,5k Hz, estando, desta forma, acautelado o quociente.

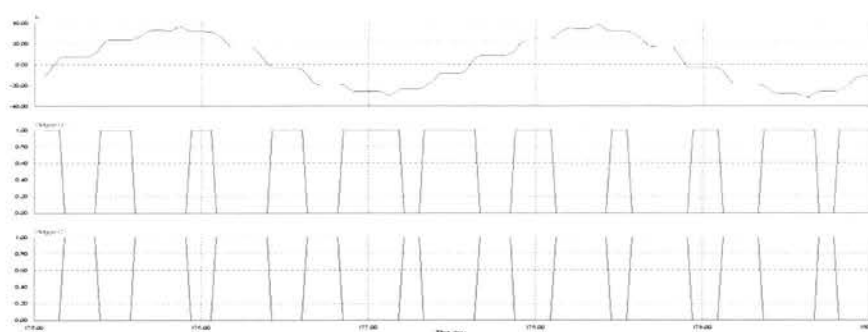


Gráfico 3.7 - Representação de uma onda de corrente em que ocorreu perda de sincronismo no bloco PWM

Mantendo a relação acautelada, $(f_{\text{carrier}}/f_{\text{ref}}) > 10$, temos:

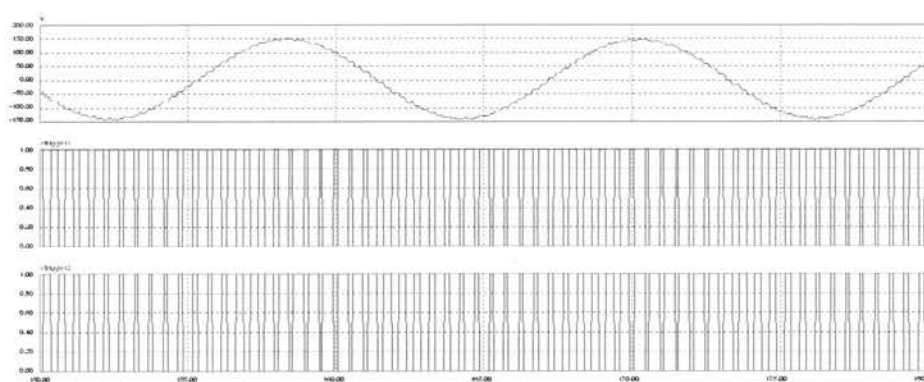


Figura 3.8 - Representação de uma onda em que o valor do quociente das frequências do bloco PWM é mantido com valor superior a 10.

O motor de indução utilizado no “Eurotram” é controlado por um inversor (ondulador). O método de controlo do inversor é vectorial sem que haja um sensor de velocidade embutido no motor. O conhecimento da posição do rotor é obtido a partir da leitura da velocidade do motor montado na caixa de engrenagem. Para assistência à estimação da posição do rotor, o sistema de controlo recebe as medições das correntes injectadas no motor e também as da velocidade de rotação do motor. A velocidade de rotação do motor é usada, não só para determinar a posição do rotor, mas também para efectuar o eixo eléctrico.

O processo de controlo utilizado, baseia-se numa resposta rápida, direccionada para a dinâmica do campo magnético, o que constitui uma evolução do método de controlo orientado para o campo magnético. O controlo do motor é efectuado com base no desacoplamento do binário e do fluxo magnético estatórico.

As medições necessárias a este tipo de controlo são o valor da corrente a ser injectada a cada instante, o valor da tensão no circuito intermédio e a velocidade de rotação. O binário eléctrico e o fluxo magnético são estimados.

O fluxo magnético é calculado através da velocidade de rotação do motor. A partir deste cálculo, fica-se a conhecer a posição do rotor e o valor do deslizamento.

O cálculo do valor da resistência do rotor é, também necessário. No motor encontram-se montados sensores térmicos, nos quais se baseia o cálculo das resistências, uma vez que a resistência varia com a temperatura.

A unidade de controlo possui um bloco PWM, o qual é responsável por determinar os sinais de comutação dos IGBT's do inversor. Este bloco traduz e transforma as

componentes da corrente no estator em sinais a serem injectados nos IGBT's. Daí resulta uma onda sinusoidal, com uma dada tensão e frequência, aplicada aos terminais do motor.

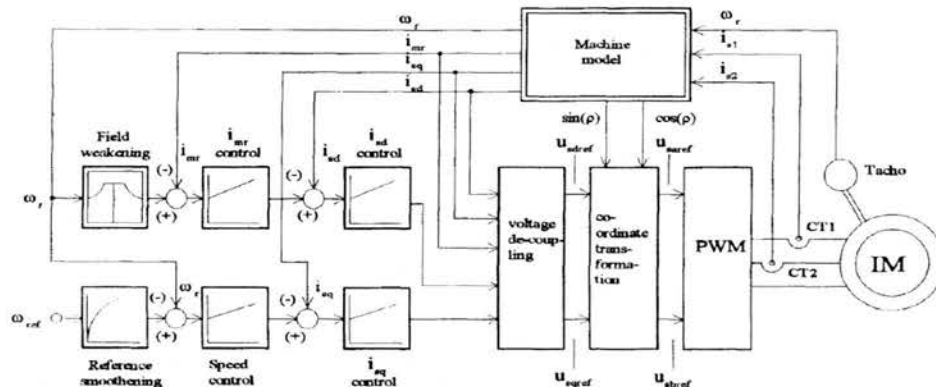


Figura 3.30 - Representação por diagrama de blocos do processo de controlo de um motor

A forma de onda da corrente injectada pelo conversor de tracção na zona de funcionamento de campo magnético constante – Fluxo constante, é obtida pela percepção da velocidade a que nos pretendemos deslocar, mantendo constante um binário máximo em relação ao binário resistente existente no momento, ao longo da variação da velocidade de deslocamento (figura 3.31). Isto é conseguido através da alteração consecutiva dos valores da amplitude da tensão e da frequência injectada no estator do motor, mantendo constante a razão entre a amplitude da tensão e o valor da frequência.

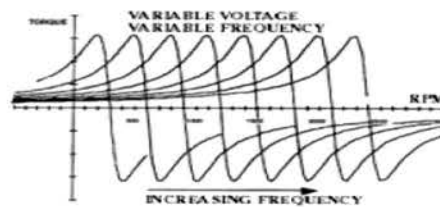


Figura 3.31 - Representação da operação do motor na zona de campo magnético constante

A forma de onda da corrente injectada no motor, na zona de enfraquecimento de campo, apresenta um binário máximo que vai enfraquecendo à medida que aumenta a frequência. A amplitude da tensão mantém-se constante pelo facto do conversor não conseguir, ou não pretender, disponibilizar uma amplitude de tensão superior, visto que, a tensão a ser aplicada já se encontra no valor nominal que o motor suporta. O binário que estará disponível continua a ser o máximo para aquela velocidade, mas o seu valor será manifestamente inferior à medida que a frequência aumenta (figura 3.32).

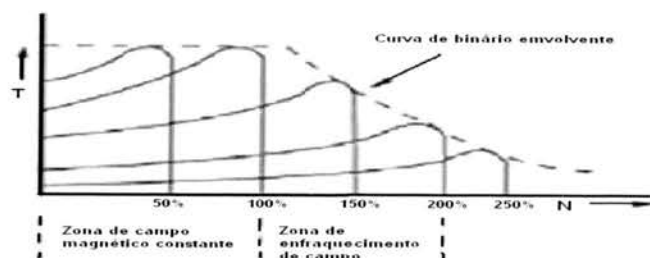


Figura 3.32 - Representação da operação do motor na zona de campo magnético enfraquecido

As curvas de binário estão directamente relacionadas com a amplitude de tensão disponível à saída do conversor, quer na zona de campo magnético constante, quer na zona de campo magnético enfraquecido.

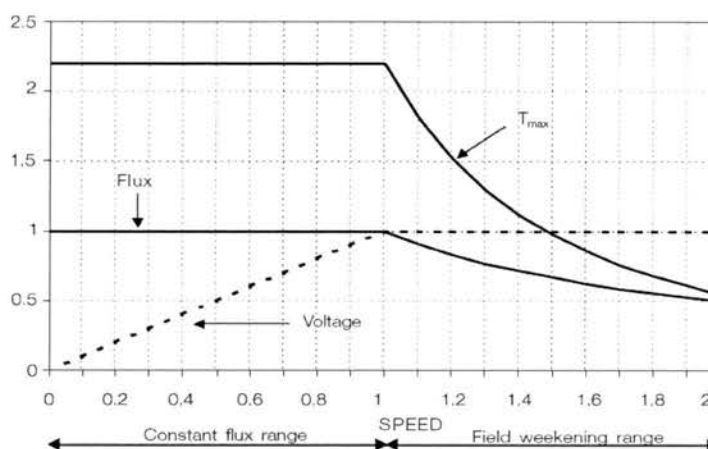


Figura 3.33 - Representação característica do binário desenvolvido quando um motor é alimentado por um conversor VVVF

A amplitude da tensão disponível na catenária influencia, directamente, o desempenho dinâmico do motor. O conversor disponibiliza uma amplitude de tensão da catenária que é afectada por um coeficiente, que toma sempre valores inferiores ao disponível do lado da catenária. O coeficiente da tensão que temos à saída do inversor é dado pelo índice de modulação da amplitude de tensão e pelo rendimento do conversor.

No entanto, o conversor não consegue manter o mesmo desempenho do motor e, compensar, simultaneamente, valores inferiores de tensão na catenária. Assim sendo, e quando o valor de tensão na catenária é diferente do pré-estabelecido, o conversor de tracção ajusta as curvas de binário do motor do veículo até a um determinado limite, a partir do qual, o conversor de tracção fica fora de serviço.

Para verificar se a estratégia de controlo adoptada se encontra aplicada de uma forma correcta, usou-se um processo de engenharia inversa através do qual se extrapolaram valores para as grandezas eléctricas.

O processo de engenharia inversa utiliza a curva característica do binário que o motor pratica em regime de operação, fornecida pelo fabricante, e com base nos parâmetros do circuito equivalente "exacto", por nós calculados, extrai-se a informação sobre a estratégia de alimentação do motor. Para obtermos os valores para as grandezas de alimentação do motor foi utilizado um algoritmo de cálculo, cujas equações são baseadas no modelo "exacto" do circuito equivalente do motor de indução.

Assim, para se extrair os parâmetros do circuito equivalente usou-se a curva de binário motor, fornecida pelo fabricante, e os ensaios realizados nos motores, também fornecidos pelo fabricante.

Vamos começar pelos ângulos da fase da corrente de magnetização (i_{ds}) e pelos ângulos da fase da corrente no rotor (i_{qs}). Os ângulos de fase estão apresentados em radianos e a frequência de alimentação em Hz.

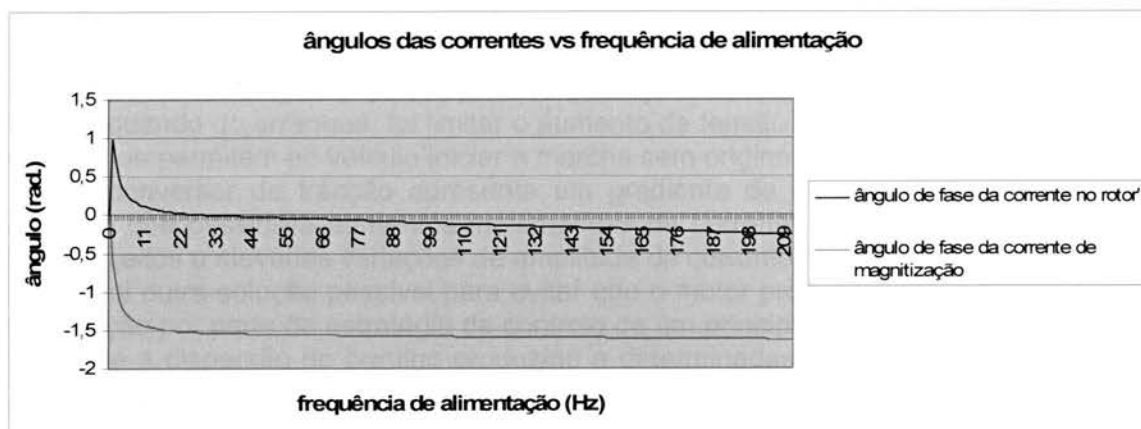


Gráfico 3.9 - Representação do ângulo de fase da corrente de magnetização e ângulo de fase da corrente no rotor em função da frequência de alimentação

Através do gráfico 3.9 pode-se verificar que as correntes permanecem quase ortogonais, fazendo 90° ou $1,57$ radianos entre si, até cerca dos 75Hz . Para os 84Hz o motor apresenta um desfasamento das correntes de $85,5^\circ$. A partir deste valor, especialmente na zona do enfraquecimento do campo magnético, não se consegue manter a relação de ortogonalidade entre as correntes. Para uma frequência de alimentação de valor 211Hz , a diferença entre os ângulos da fase das correntes apresenta o valor de $1,366$ radianos ($78,26^\circ$).

Daqui se pode concluir, hipoteticamente, que:

- ✓ O algoritmo de controlo que está por de traz do gráfico 3.9, apresenta resultados meramente satisfatórios para baixas e médias frequências; isto deve-se a não existir capacidade de efectuar o desacoplamento entre o binário eléctrico e o fluxo magnético para que se realize um controlo eficaz do motor. Tal não se consegue com um controlo do tipo escalar que é o que está retratado no gráfico 3.9.
- ✓ Uma possibilidade para deficiência de controlo do motor poderá estar relacionado com um dimensionamento do controlador de histerese. O controlador de histerese pode entrar em saturação pelo facto de se gerarem elevadas forças contra electromotrizas quando se pretende circular a uma velocidade elevada.
- ✓ Uma outra possibilidade de deficiência pode estar relacionada com problemas de regulação do ganho do deslizamento. A principal causa consiste na variação da resistência rotórica, que pode estar a ser actualizada de uma forma deficiente. O valor do ângulo da corrente no rotor (i_{qs}) está directamente relacionado com o valor do deslizamento do motor.
- ✓ A deficiência pode estar relacionada com o dimensionamento do motor. A associação do método de controlo com o motor escolhido para a aplicação, pode resultar na não compatibilidade dos parâmetros do motor com o método de controlo adoptado.

A não ortogonalidade das correntes pode provocar efeitos indesejados no motor, uma vez que o seu desempenho fica comprometido, não sendo, por isso, capaz de ter um comportamento idêntico aos motores de corrente contínua.

Um desses efeitos consiste no aumento da corrente no estator, o que não permite que o motor possa desenvolver todas as suas potencialidades.

Constata-se que este veículo não emite ruído ao iniciar a sua marcha. Este facto está relacionado com a estratégia de controlo adoptada e com os critérios de aplicação dessa mesma estratégia. Uma das possíveis soluções adoptadas para evitar o barulho no motor, aquando do arranque, foi limitar o aumento da tensão aos terminais do motor para valores que permitem ao veículo iniciar a marcha sem originar correntes elevadas.

O conversor de tracção apresenta um gradiente da tensão máximo à saída de 2kV/S, o que possibilita aumentos incrementais da corrente sem que os enrolamentos sejam sujeitos a elevadas variações de amplitude de corrente e tensão.

Uma outra solução possível para evitar que o motor produza ruído audível consiste na adopção por parte da estratégia de controlo de um princípio de funcionamento em que pratica-se a dispersão do barulho produzido a determinadas frequências, mais irritantes para o ouvido humano, numa gama de frequências.

O bloco PWM da unidade de controlo do conversor de tracção é responsável por emitir um ruído extremamente desagradável para o ouvido humano, esse ruído é gerado pelo bloco de controlo da comutação dos IGBT's onde ocorre a modelação com uma frequência "carrier" fixa. No "Eurotram, de forma a diminuir o ruído produzido, essa frequência toma valores variáveis, 1,8kHz a 3kHz. Por este motivo, o ruído emitido apresentará uma frequência variável, e que será menos perceptível e menos irritante para o ouvido humano, quando comparado com um som com uma frequência fixa.

3.4.2. Determinação dos índices de modelação da onda a injectar nos motores de indução

A forma de onda injectada nos motores de indução é elaborada pela DCU, a qual controla a comutação dos IGBT do inversor trifásico. O processo de controlo baseia-se numa resposta rápida, direccionada para a dinâmica do campo magnético. Os IGBT do inversor são controlados por modulação da largura de impulso com variação da tensão e da frequência.

As variáveis usadas para calcular a forma de onda a aplicar aos motores são a posição do manípulo de condução, a leitura da velocidade das diferentes rodas e peso do bogie que o conversor de tracção controla.

A modulação por largura de impulso é feita através da sobreposição de uma onda sinusoidal, "referência", com uma onda triangular, "carrier wave". Desta sobreposição, obtemos um trem de impulso que é conseguido pela mudança de estado, 0V ou 1V, da onda resultante aquando da intersecção das ondas referidas anteriormente, representadas no gráfico 3.10.

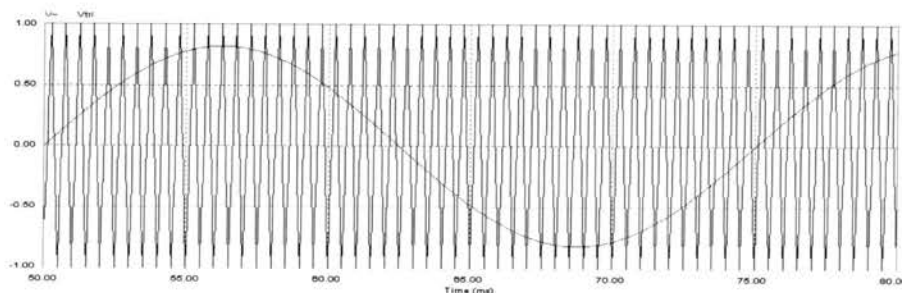


Gráfico 3.10 - Representação das ondas de referência, sinusoidal, e "carrier", triangular.

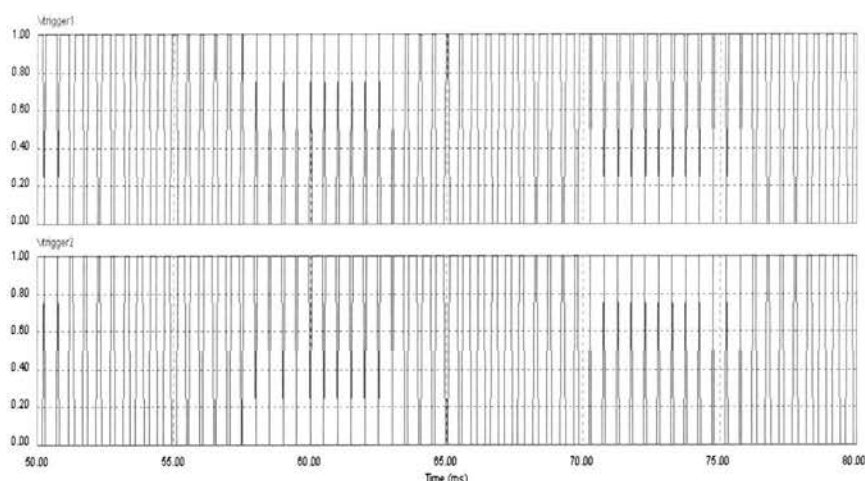


Gráfico 3.11 - Representação de um trem de impulsos gerado pela intersecção da onda de referência com a onda "carrier"

Os parâmetros internos, calculados a partir das variáveis de entrada, que determinam a forma da onda a aplicar aos motores são os índices de modulação da amplitude da tensão e de modulação da frequência. O índice de modulação de amplitude da tensão é dado pela razão entre a amplitude máxima da tensão sinusoidal, onda de referência – $V_{m,sine}$, e a amplitude máxima da tensão triangular, "carrier wave" – $V_{m,tri}$.

$$m_a = V_{m,sine} / V_{m,tri}$$

O índice de modulação de frequência é dado pela razão entre a frequência da onda triangular, f_{tri} , e a frequência da onda sinusoidal, f_{sine} .

$$m_f = f_{tri} / f_{sine}$$

A frequência da sinusóide determina a frequência da onda alternada à saída do conversor. A amplitude da sinusóide está proporcionalmente relacionada com a amplitude da tensão de saída do conversor.

O ajuste destes índices irá possibilitar efectuar o controlo VVVF, como o representado no gráfico 3.12.

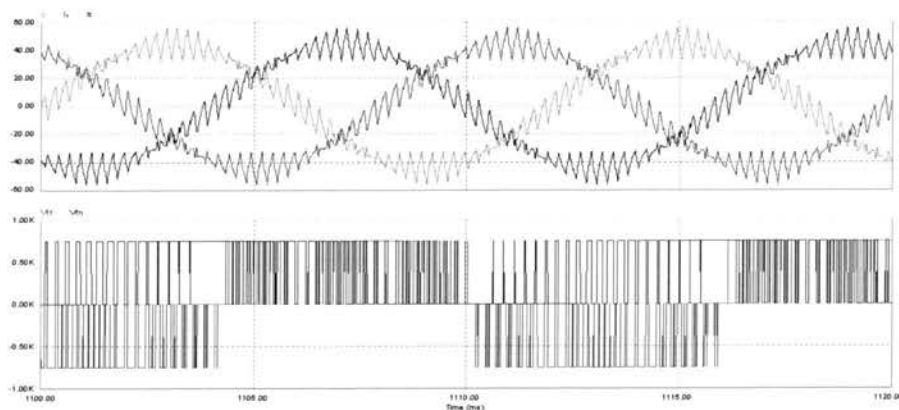


Gráfico 3.12 - Representação de uma onda sinusoidal gerada por um inversor trifásico por modelação PWM

Um controlo PWM tradicional, onde ocorre apenas modelação da amplitude da tensão, não é recomendado para um motor destinado à tracção dado que injecta uma onda repleta de harmónicos causando ruído de funcionamento e aquecimento do motor. Para se conseguir um controlo adequado do motor faz-se variar, conjuntamente, os índices de modulação da amplitude e o de modulação da frequência para que se obtenha uma onda da corrente com forma sinusoidal, ou seja, com menor conteúdo harmónico. A onda sinusoidal da corrente será tanto mais perfeita quanto maior for o número de comutações por período da onda à saída do conversor.

Tendo em vista este objectivo, a utilização do IGBT é benéfica dado que a sua frequência de comutação é muito elevada, no nosso caso 3kHz, o que facilita a obtenção de uma onda praticamente sinusoidal.

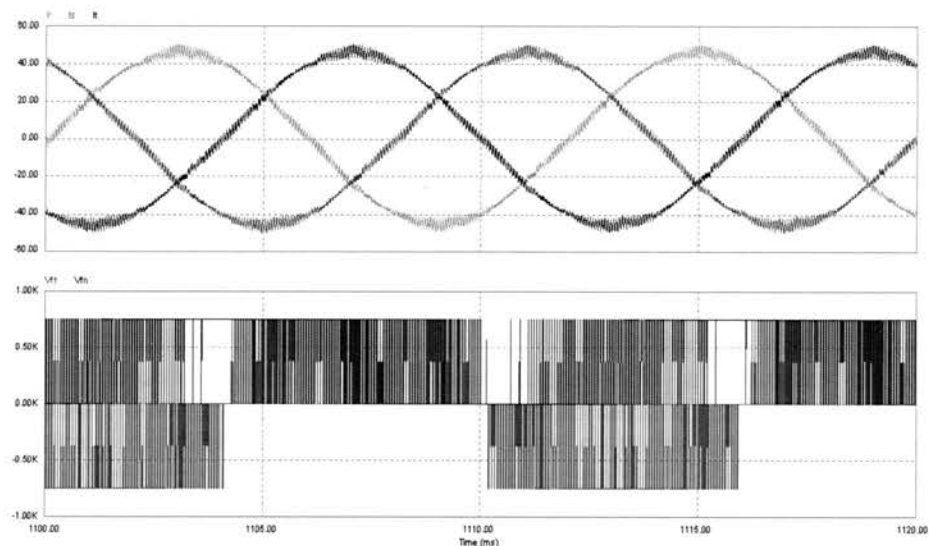


Gráfico 3.13 - Representação de uma onda sinusoidal gerada por um inversor trifásico por modelação PWM com ajuste dos índices de modulação

Foi utilizado o software "Psim" da empresa Powersimtech de Woburn, USA, para auxiliar a determinação das formas de onda representas neste trabalho sobre o inversor. O esquema utilizado para as determinar encontra-se representado na figura 3.34 .

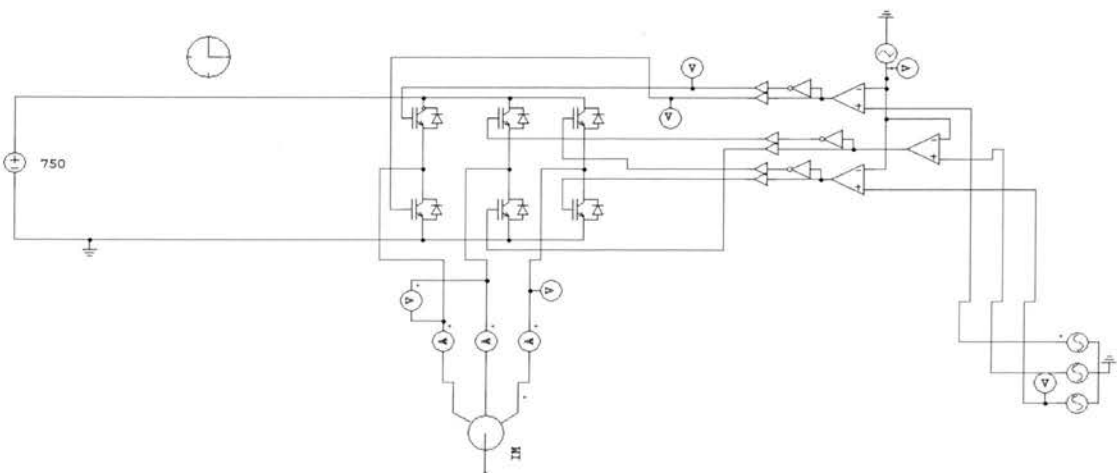


Figura 3.34 - Representação do esquema utilizado para determinação das ondas apresentadas

3.4.3. Estabelecimento de um eixo eléctrico e importância das folgas nos diâmetros das rodas

A leitura de velocidade dos rotores de cada motor permite-nos efectuar um controlo dinâmico preciso do que está a acontecer no veículo em qualquer momento. Através desta leitura, é possível estabelecer um eixo eléctrico entre os motores de cada um dos lados do bogie. Para que se possa estabelecer o eixo eléctrico, a DCU, que recebe a informação da velocidade dos motores que controla, determina o valor da velocidade de referência e cruza-a com a média da velocidade dos motores de um dos lados a que corresponde a DCU. De um modo simplista a DCU de cada módulo efectua uma média aritmética da velocidade das duas rodas, que controla, e compara-a com a velocidade de referência naquele momento. Desta comparação, obtemos o erro de velocidade, o qual terá de ser compensado.

O método utilizado para efectuar esta compensação baseia-se na inserção, no circuito de comando, de um controlador do tipo PI, cujos parâmetros têm de garantir uma velocidade de actualização da onda a injectar nos motores rápida e com uma margem de erro limitada. Para que toda esta operação seja válida, e tendo em conta que o sistema de monitorização mede a velocidade da roda que está conectada ao motor, é necessário entrar com o diâmetro da roda, uma vez que o mesmo foi considerado no cálculo da velocidade referência. Os diâmetros das rodas do mesmo lado, pertencentes ao mesmo módulo, têm de ser praticamente idênticos, dentro de uma margem restrita – folga, uma vez que são alimentadas pelo mesmo módulo do conversor. Se tal não se verificar, uma das rodas estará sujeita a menos pressão no contacto roda – carril o que poderia, eventualmente, causar perda de aderência, agravando a situação de controlo e transformando-a num elemento perturbador do comportamento dinâmico.

A existência de diferenças de diâmetros entre as rodas de um e do outro lado do bogie, constitui um problema, uma vez que não existe nos módulos do conversor uma variável que actualize, instantaneamente, os diâmetros das rodas entre eixos. Assim, é necessário que o técnico defina, via software, os diâmetros das rodas aquando da sua substituição ou torneamento.

A existência dessa variável, que actualiza instantaneamente o diâmetro das rodas, não permitiria ao operador ter o veículo em circulação com rodas muito diferentes ou, se, a unidade de controlo tivesse a capacidade de ajustar a velocidade que deseja praticar em função dessa variável aumentar-se-ia o valor da folga, dos diâmetros das rodas de lados opostos de bogie. Nesse caso, verificar-se-ia alteração na potência disponibilizada pelo motor em função do diâmetro da roda que está associado, porque a distância percorrida por cada uma delas seria diferente e, conseqüentemente, o motor com a roda de menor diâmetro necessitaria de uma maior potência para percorrer a mesma distância.

Assim sendo, e tendo em conta que as duas rodas apresentam diâmetros médios diferentes em cada um dos lados, tem que se assegurar que as diferenças de diâmetro entre lados se encontram dentro de valores praticamente insignificantes, para que se garanta que um dos lados não roda a uma velocidade superior ao outro. Este problema será tanto mais grave quanto maior for a velocidade, pois esta diferença irá determinar maiores desigualdades entre as distâncias percorridas por cada um dos lados.

Na tabela 3.2 verifica-se que quanto maior for a velocidade, maior será a diferença de distância percorrida por rodas com diferentes diâmetros.

Os valores obtidos correspondem a um intervalo de tempo de 5 minutos, não se efectuando variação de frequência nesse mesmo intervalo. Os diâmetros representados apresentam o valor de 0,525m para rodas a meio uso e o valor de 0,5m para rodas gastas.

Frequência de alimentação, fs(Hz):	Distância percorrida p/ rodas meio uso em 5 minutos (m):	Distância percorrida p/ rodas gastas em 5 minutos(m):
27	861,049	828,248
40	1275,629	1227,034
60	1913,44	1840,55
84	2678,82	2576,77
111	3539,872	3405,019
140	4464,702	4294,618
200	6378,146	6135,16936

Tabela 3.2 - Representação da distância percorrida por rodas com diferentes diâmetros em função da frequência de alimentação

No gráfico 3.14, observa-se a diferença de distância percorrida com rodas de diferentes diâmetros. De realçar, que a curva com diâmetro dentro da folga permitida comporta-se praticamente da mesma forma que a roda sem folga, notando-se, apenas, uma pequena variação para altas velocidades.

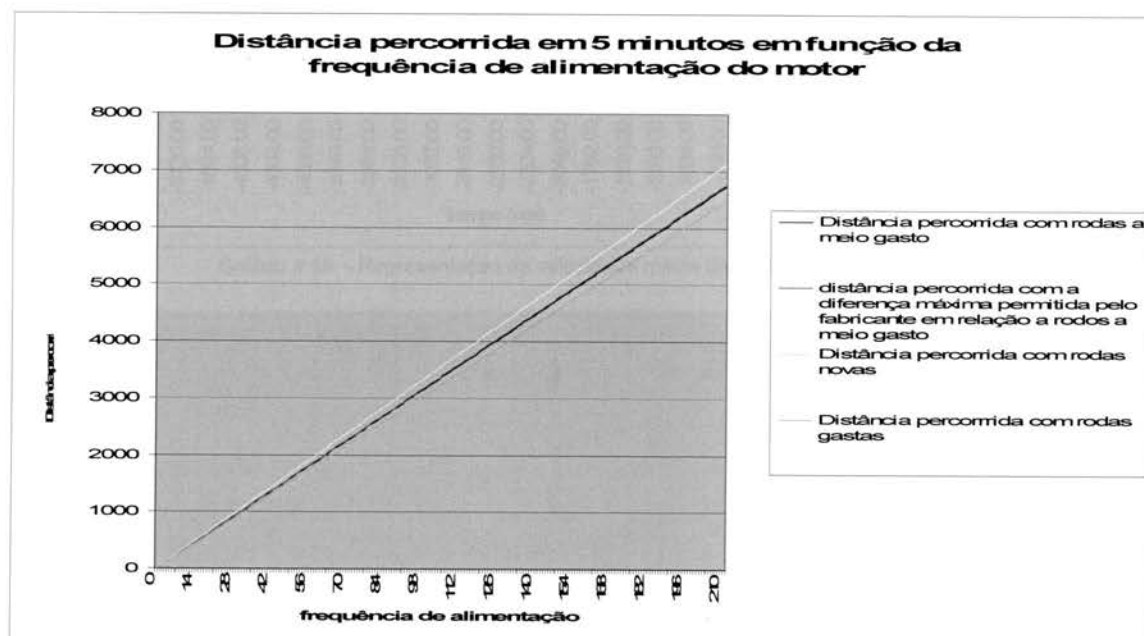


Gráfico 3.14 - Representação das distâncias percorridas por diferentes diâmetros de rodas em função de frequência de alimentação

No gráfico 3.14, podemos verificar que as distâncias percorridas pelas rodas de diferentes diâmetros se acentuam com a velocidade. Por este facto, o fabricante atribuiu um valor de folga à diferença máxima de diâmetro permitida entre rodas no bogie. A folga permitida pelo fabricante entre as rodas opostas do bogie é $\pm 2\text{mm}$ e de $\pm 0,5\text{mm}$ para as rodas do mesmo lado. No caso das rodas do mesmo lado do bogie, a situação é mais grave pelo facto da alimentação ser efectuada em paralelo.

Para uma frequência de alimentação do motor de 211Hz, a que corresponde uma velocidade de 80.2km/h, a diferença de distância percorrida entre rodas a meio gasto e com a folga máxima que lhes é permitida, é de 25,46m.

Logo, para que o sistema de tracção apresente características de fiabilidade, segurança e desempenho terá que existir um controlo apertado dos diâmetros das rodas do mesmo lado e entre eixos. As folgas de diâmetros das rodas terão maior importância quanto maior for a velocidade de circulação dos veículos. O elemento que determina as folgas que as rodas podem apresentar é o próprio conversor de tracção:

- ✓ Através do controlador da posição do rotor, sendo que os seus parâmetros condicionam a realização do eixo eléctrico.
- ✓ Através da alimentação em paralelo dos motores do mesmo lado do bogie, sendo que é necessário manter as componentes da corrente no estator perpendiculares entre si em ambos os motores.

Abaixo, está representada a variação da velocidade média em km/h, de cada um dos lados de um bogie em função do tempo em ms (dados retirados do veículo).

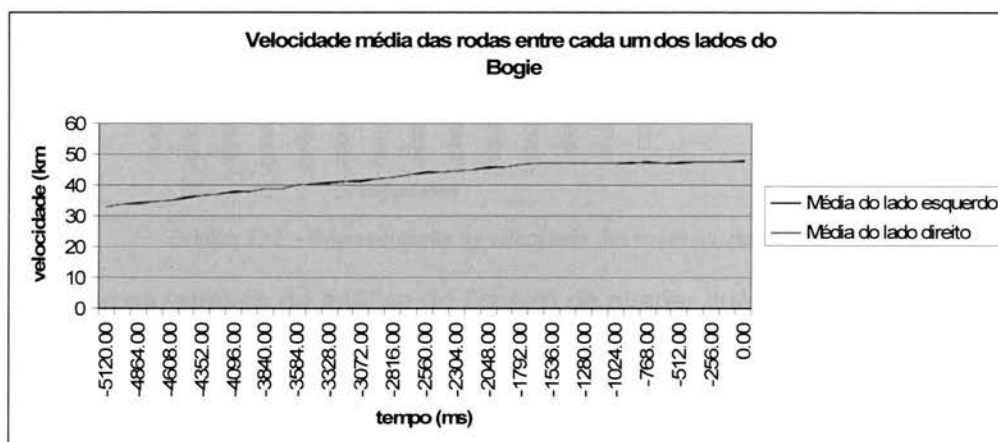


Gráfico 3.15 - Representação da velocidade média das rodas de cada lado do bogie

Tempo [ms]	Velocidade média do lado esquerdo do Bogie[km/h]	Velocidade média do lado direito do Bogie[km/h]
-5120.00	33,055	32,81
-4992.00	33,645	33,645
-4864.00	33,96	33,86
-4736.00	34,695	34,62
-4608.00	34,985	34,91
-4480.00	35,96	36,11
-4352.00	36,67	36,6
-4224.00	36,965	36,89
-4096.00	37,72	37,65
-3968.00	37,94	37,79
-3840.00	38,7	38,55
-3712.00	38,915	38,92
-3584.00	40,04	39,965
-3456.00	40,43	40,6
-3328.00	40,67	40,6
-3200.00	41,32	41,26
-3072.00	41,32	41,65
-2944.00	42,235	42,16
-2816.00	42,46	42,385
-2688.00	43,51	43,435
-2560.00	43,99	43,85
-2432.00	44,2	44,14
-2304.00	44,73	44,75
-2176.00	45,04	44,9
-2048.00	45,705	45,535

Tabela 3.3 - Representação da velocidade média das rodas de cada lado do bogie

Temos, também representada a variação da velocidade das rodas do mesmo lado do Bogie em km/h, em função do tempo em ms (dados retirados do veículo).

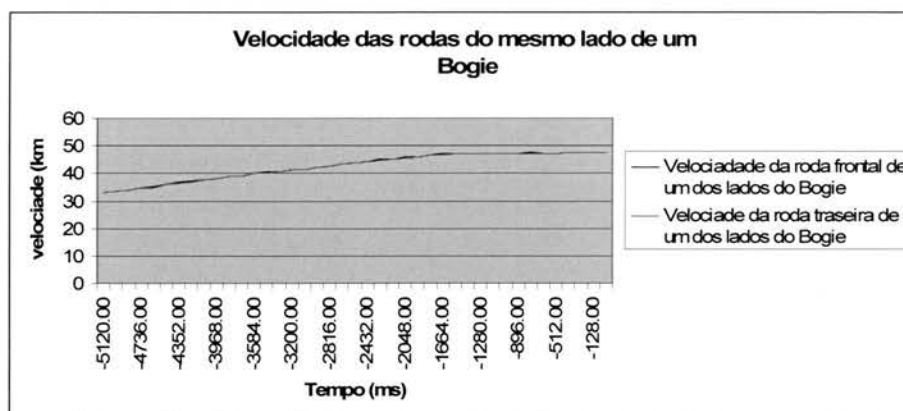


Gráfico 3.16 - Representação da velocidade das rodas do mesmo lado do bogie

Verificamos, através da análise do ficheiro de avaria, que entre as rodas do mesmo lado do Bogie a diferença de velocidade que desencadeou a paragem do veículo foi de 0,34km/h. No entanto, este não foi o único factor que provocou a paragem. Neste mesmo ficheiro, representado pela tabela 3.4, pode-se verificar que existe um outro momento em que tal situação volta a acontecer, não se verificando falha do sistema, assinalado a cor laranja. Assim sendo, a origem desta avaria está relacionada, não só com a diferença de velocidades de um dos lados do bogie, mas também com uma conjugação de diferenças de velocidades entre rodas do mesmo lado e entre lados do mesmo bogie, assinalado a vermelho na tabela 3.4. Para que o veículo possa funcionar em segurança, o somatório das diferenças de velocidade está limitado a um valor determinado pela unidade de controlo, de tal forma que não se existam diferenças, não só do mesmo lado do bogie, como também entre lados do bogie.

Tempo	Diferença de velocidades das rodas do lado esquerdo do Bogie	Diferença de velocidades das rodas do lado direito do Bogie	Diferença de velocidades médias das rodas entre lados do Bogie
-5120.00	0,15	0	0,245
-4992.00	0,15	0,15	0
-4864.00	0,2	0	0,1
-4736.00	0,15	0	0,075
-4608.00	0,15	0	0,075
-4480.00	0	0	-0,15
-4352.00	0,14	0	0,07
-4224.00	0,15	0	0,075
-4096.00	0,14	0	0,07
-3968.00	0	0	0,15
-3840.00	0	0	0,15
-3712.00	0,15	0,44	-0,005
-3584.00	0	0,15	0,075
-3456.00	0,2	-0,14	-0,17
-3328.00	0	0,14	0,07
-3200.00	0,12	0	0,06
-3072.00	0,12	0,14	-0,33
-2944.00	0,15	0	0,075
-2816.00	0	-0,15	0,075
-2688.00	0	0,15	0,075

-2560.00	0	0	0,14
-2432.00	0,12	0	0,06
-2304.00	0,34	0	-0,02
-2176.00	0	0	0,14
-2048.00	0,19	-0,15	0,17
-1920.00	0	0	0,15
-1792.00	0	0	-0,19
-1664.00	0,15	0	-0,075
-1536.00	0,14	0	0,07
-1408.00	0	0	0
-1280.00	0	-0,14	0,07
-1152.00	0	0	0
-1024.00	0	-0,15	0,075
-896.00	0	-0,15	-0,075
-768.00	0,15	0	0,075
-640.00	0	-0,15	0,075
-512.00	0	-0,15	-0,075
-384.00	0	0	0
-256.00	0	0	0
-128.00	0	0	0
0.00	0	-0,15	0,075
128.00	-0,34	-0,15	0,095
256.00	0	-0,19	0,095

Tabela 3.4 – Representação da diferença de velocidade das diferentes rodas

3.5. Metodologias de refrigeração do conversor de tracção

As unidades conversores para tracção presentes no veículo “Eurotram” foram concebidas para serem refrigeradas por líquido e por ar sabendo-se que a sua montagem seria efectuada no tejadilho. As funções da unidade do conversor de tracção dizem respeito, em particular, à refrigeração por água e ar e às principais funções da electrónica de potência e controlo. As unidades do conversor foram concebidas como unidades compactas e cada uma delas possui dois módulos de conversor independentes (inversor com chopper de freio duplo). O sistema de controlo é integrado em unidades compactas.

As unidades de conversor são do tipo 13 SG 44aV1031 e foram concebidas para serem utilizadas em veículos de transporte no Porto. Durante o funcionamento, os módulos de conversor IGBT convertem a tensão de entrada C.C. para tensões trifásicas controladas por frequência. Durante a frenagem, a energia eléctrica regenerativa produzida pelos motores de tracção é devolvida à catenária ou convertida em calor nas resistências de travagem, caso a catenária não a consiga absorver.

A unidade do conversor assume o controlo dos sistemas de refrigeração do motor de tracção.

Abaixo, encontram-se representados dados relativos às características do conversor de tracção.



Dados da tensão de ligação C.C. :

Tensão de entrada nominal	UdN =	750V DC
Tensão de entrada mínima	Udmin =	525V DC
Tensão de entrada máxima	Udmax =	900V DC
Corrente de entrada nominal	Idn =	2 x 100A
Corrente de entrada máxima	Idmax =	2 x 250 A

Alimentação de tensão auxiliar:

Tensão auxiliar para ventoinha e bomba	UH =	400V/50Hz
Corrente auxiliar máxima (para UH=400V))	IH =	3 A AC
Corrente auxiliar máxima (para UH=24V)	IH =	50 A DC

Dados de saída:

Tensão de saída (ligada)(Valor eficaz UdN)	U =	0 .. 525 V
Corrente de saída(Valor eficaz UdN)	IN =	2 • 200 A
Corrente máxima para um período curto(t< 20)	I _{max} =	2 • 420 A
Frequência de base de saída:	f1 =	0...300 Hz

Dados internos:

Tensão de pico permitida dinamicamente	Us =	1200 V
Tensão mínima de funcionamento	Udmin =	525 V
Frequência de comutação média	f _{comut.} =	2500 Hz
Corrente de resistência de travagem máxima:	IB _{max} =	600 A
Potência média para a resistência de travagem:	PBr =	4 • 15 kW
Valor de resistência de travagem por módulo	RB =	2 • 3,0 Ω (20 °C)
	RB =	2 • 3,7 Ω (193 °C)

Condições ambientais:

Temperatura de armazenamento	-40 °C to +80 °C
Temperatura de funcionamento	-30 °C to +40 °C
Humidade relativa	0 to 100 %
Gama relativa de altitude em relação ao nível do mar	até 1200 m acima do nível

Refrigeração 1:

Líquido refrigerante	Água/glicol (Anti-congelante N), 56/44
Fluxo	24 a 30 l/min

Refrigeração 2:

Temperatura ambiente máxima	Temax = 40 °C
Circulação	0.4 - 0,6 m ³ /s dependendo da velocidade da ventoinha
Regime de perda de potência	10kW a 1000 rpm

Fluxo e aumento de pressão da unidade do conversor nas ligações do líquido refrigerante:

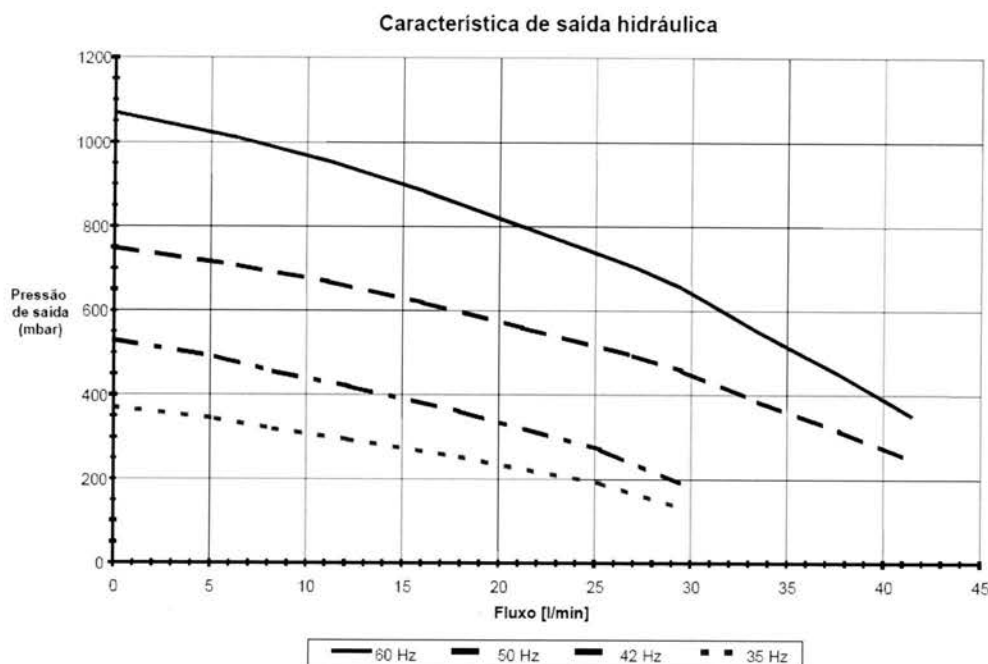


Figura 3.34 – Característica fluxo vs pressão da saída hidráulica

Isolamento nominal Grau de protecção DIN 40050: IP 54

Isolamento nominal:

- | | | |
|----|--|---------------------------------|
| a) | afastamento IEC664-1 | Categoria de sobre tensão III I |
| b) | percurso de penetração de impurezas IEC664-1 | Grau de poluição interior PD2 |
| | | Grau de poluição exterior PD4 |

Tensão nominal de isolamento: $U_{is} = 1000 \text{ V}$

Ensaio de tensão do circuito de tensão: $U_p = 2800 \text{ V}$ (50 Hz, 60s;)

Tensão de ensaio:

- | | | |
|----|---------------------------|--|
| a) | Circuito auxiliar de 400V | $U_{p2} = 1500 \text{ V}$ (50 Hz, 60s) |
| b) | Circuito de controlo | $U_{p3} = 500 \text{ V}$ (50 Hz, 60s) |

Ligações:

- | | |
|--|---|
| 600/750 V d.c. | 3 parafusos roscados M12, marcando 1,2, |
| Motor 1 | 3 parafusos roscados M12, marcando 11, 12, 13 |
| Motor 2 | 3 parafusos roscados M12, marcando 21, 22, 23 |
| Ligação à terra | 1 CuAl- ligação com furo de 10,5 mm, marcando: PE |
| Sensores de velocidade | |
| Barramento do veículo identificador de MITRAC DCU/M | |
| Ficha modular HAN | |
| Sinais de entrada/saída, ficha modular HAN | |
| Tensão auxiliar de 24V | |
| Tensão auxiliar de 400V/230V, ficha HAN 24 de 48 pólos | |
| Ligação para auxiliares da refrigeração do motor, ficha HAN 24 de 48 pólos | |
| Interface com controlo do veículo, barramento do veículo (MVB-Bus) | |

O conversor de tracção como um todo pode ser dividido em zonas de equipamentos, compartimentos:

- ✓ Compartimento do contactor de linha com painel de terminais (para alimentação do cabo eléctrico de contacto e alimentador de saída para os motores de tracção), fusíveis e contactores de linha, assim como condensador de supressão;
- ✓ Compartimento do módulo com dois módulos de conversor IGBT e dois filtros GDU;
- ✓ Compartimento da ventoinha interna com o ASG/ISG (Unidade de controlo de accionamento – Unidade de controlo externa / Unidade de controlo integral), conectores electrónicos externos, placa de terminais de 24V, ventoinha interna com disjuntor do motor e fonte de alimentação auxiliar (placa de comutação auxiliar), conector a bordo;
- ✓ Compartimento de instalação do inversor auxiliar 12ND02;
- ✓ Compartimento de instalação para o filtro indutivo.

Em relação aos módulos do conversor IGBT, a unidade do conversor 13SG44 inclui dois módulos de conversores IGBT refrigerados a água (SRBG) do tipo 13BH24 (A01 e A02), juntamente com os componentes relevantes e peças eléctricas. Cada módulo de conversor, como referido anteriormente, consiste em:

- ✓ Inversor com três fases de inversão;
- ✓ Chopper de freio duplo (ou seja, chopper de freio de duas fases);
- ✓ Placa de refrigeração;
- ✓ Grupo do condensadores
- ✓ Sensores: 2 sensores de corrente de saída, 1 sensor de corrente de entrada, 1 sensor de tensão e um sensor de temperatura;
- ✓ Unidades de accionamento de 8 portas 12LW0x;
- ✓ Unidade de controlo do accionamento ou MITRAC DCU/M com fonte de alimentação (dependendo da versão).

A subunidade de refrigeração inclui o permutador de calor refrigerado a água, a bomba de refrigeração, dois tanques de compensação, um tubo de estabilização, um distribuidor com ligações de água para os módulos de conversor IGBT e válvulas de esfera.

A unidade de resistências consiste em dois blocos de resistências de travagem, na ventoinha principal (com caixa de terminais e indicador de fluxo de ar) e na porta de entrada.

A figura 3.35 mostra como a unidade do conversor é dividida em três módulos e a posição dos módulos individuais no interior da unidade do conversor de tracção.

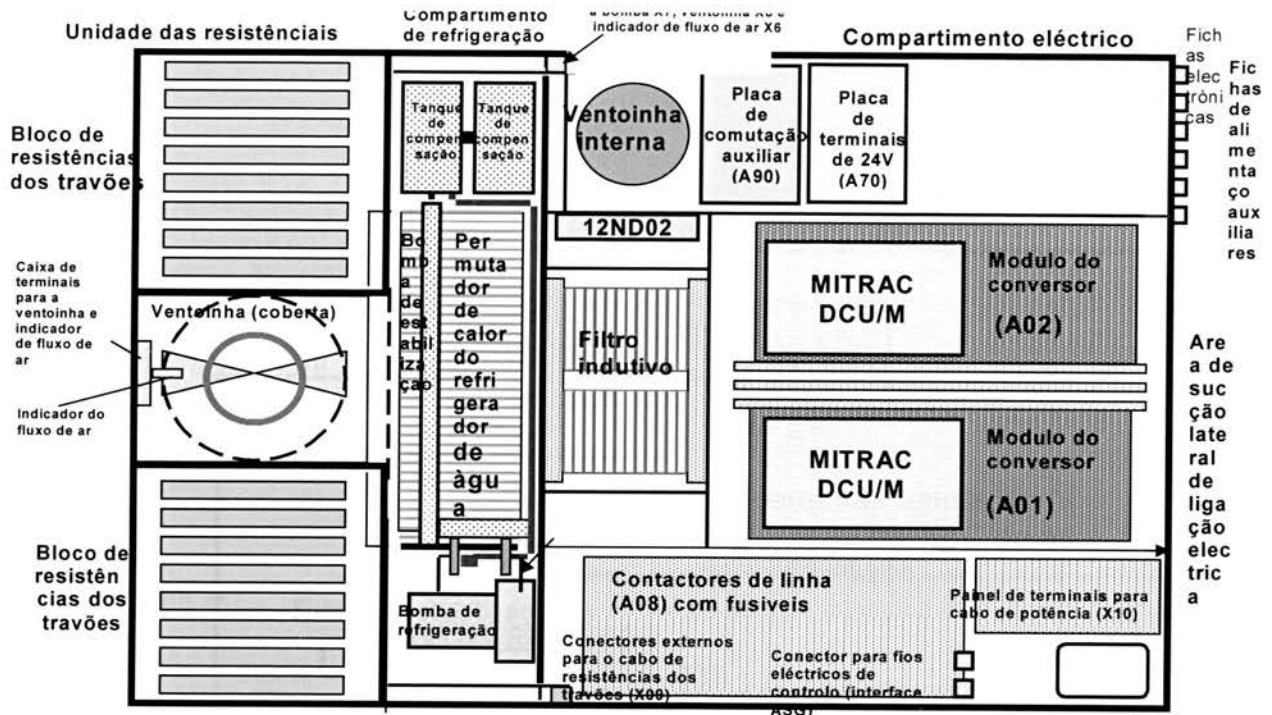


Figura 3.35 – Estrutura esquemática do conversor de tracção

A unidade do conversor de tracção possui 3 sistemas de refrigeração, incluindo:

- ✓ Um circuito hidráulico fechado (mistura de 56% de água e 44% Antifrogen N) para refrigerar o módulo do conversor;
- ✓ Refrigeração de ar exterior para refrigerar o filtro indutivo, para voltar a arrefecer a água de refrigeração interna e para refrigerar as resistências de travagem;
- ✓ E o circuito fechado de ar interno para refrigerar o módulo do conversor IGBT, incluindo o MITRAC DCU/M;

O circuito de refrigeração foi concebido como um sistema fechado. Contém 44% Antifrogen N contra a congelação da água.

A água de refrigeração é extraída do permutador de calor e é transportada através da bomba de refrigeração para um distribuidor. Daí, o líquido de refrigeração é forçado pelos módulos de conversor, de forma a refrigerá-los. Depois, regressa ao distribuidor, de onde flui para fora da unidade do conversor, através de um tubo flexível de curto circuito, e para o tubo de estabilização e ventilação. O tubo transporta o líquido de refrigeração para o permutador de calor, onde é arrefecido antes de ser bombeado de novo para o circuito.

O sistema de ventilação foi concebido como um desvio para o circuito de refrigeração.

Existe uma segunda ligação no ponto mais elevado do circuito, ou seja, no tubo de estabilização e ventilação. Esta ligação possui um corte transversal mínimo e encontra-se no nível mais elevado. O ar contido na água de refrigeração pode agora ser acumulado no ponto mais elevado. Daí, é depois transportado como uma mistura de ar e água para o contentor de ventilação. O ar é então completamente depositado e o líquido de refrigeração pode regressar ao circuito.

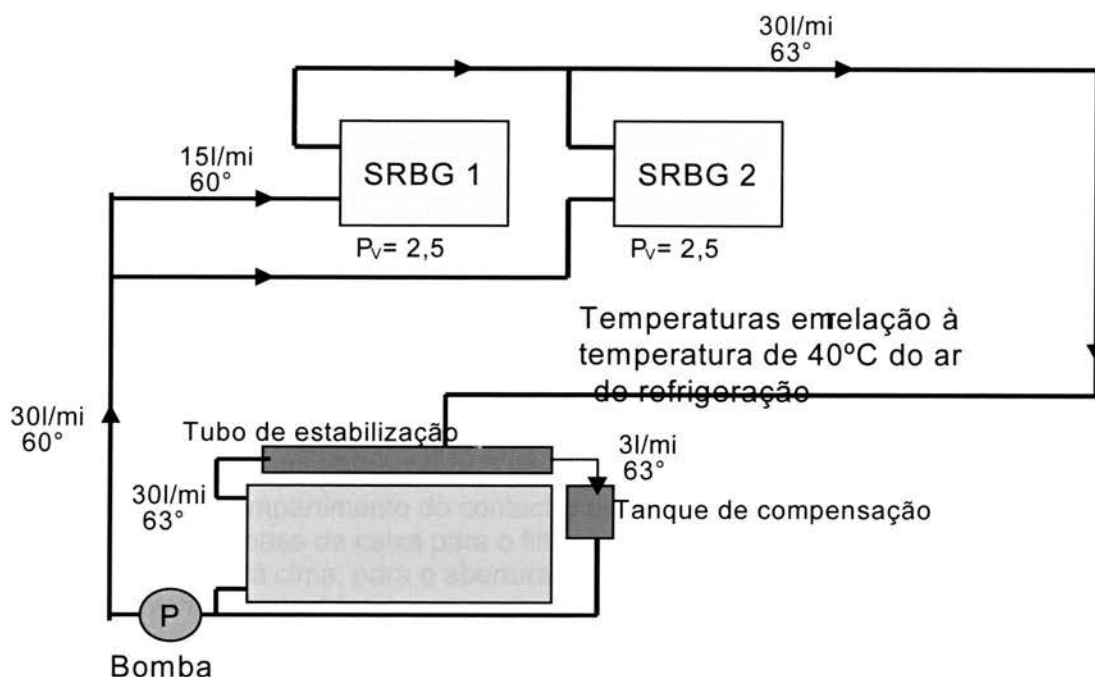


Figura 3.36. Diagrama do circuito hidráulico

Para a ventilação, é utilizado o facto de o retorno do circuito se misturar na unidade do conversor no ponto mais elevado do veículo e de o líquido de refrigeração fluir pelo permutador de calor refrigerado a água de cima para baixo.

Um tubo estabilizador comprido de grande corte transversal é montado por cima do permutador de calor refrigerado a água, sendo completamente cheio de água quando se encontra em funcionamento. O líquido de refrigeração do retorno do circuito (diâmetro de $\frac{3}{4}$ ") entra neste tubo estabilizador a uma velocidade de 24 a 30 l/min. À medida que o corte transversal do tubo aumenta quatro vezes, a velocidade do fluxo diminui. O fluxo de líquido de refrigeração no tubo estabilizador é dividido em duas direcções. A maior quantidade flui para o permutador de calor refrigerado a água, e a parte menor para o primeiro tanque de compensação. O ar dissolvido nesta água pode ser depositado na parte de cima do primeiro tanque de compensação (contentor de ventilação) e atinge um segundo tanque de compensação através de um tubo flexível.

Caso exista pressão excessiva no segundo tanque de compensação, o ar sai para o exterior através de uma válvula de compensação (consultar a figura mais abaixo).

Caso a água aqueça durante o funcionamento, a quantidade em excesso pode também sair para o segundo contentor. Durante a refrigeração, esta água é aspirada novamente.

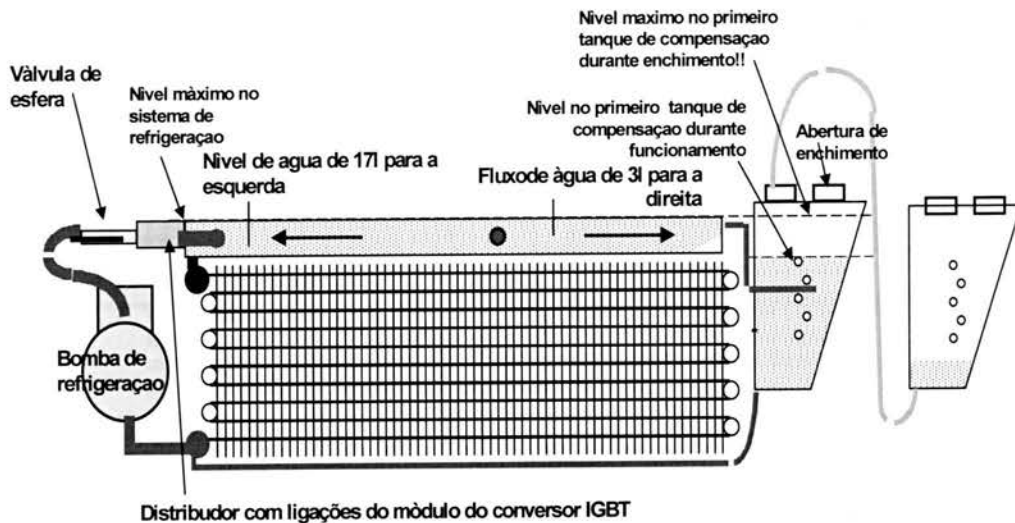


Figura 3.37 Módulo do circuito hidráulico, ventilação

O caixa do conversor de tracção foi concebido em parte como uma caixa de piso duplo. Algum ar é aspirado para o interior das ligações eléctricas e para o lado por baixo da electrónica e do compartimento do contactor de linha, a uma velocidade de 5 - 7 m/s. O ar flui por baixo da base da caixa para o filtro indutivo e através do permutador de calor refrigerado a água para cima, para a abertura de entrada da ventoinha principal.

A ventoinha principal força o ar aspirado para os compartimentos por baixo dos dois blocos de resistências de travagem, onde forma uma almofada de ar. A uma velocidade de 2 - 3 m/s, o ar passa depois pelos blocos de resistências de travagem.

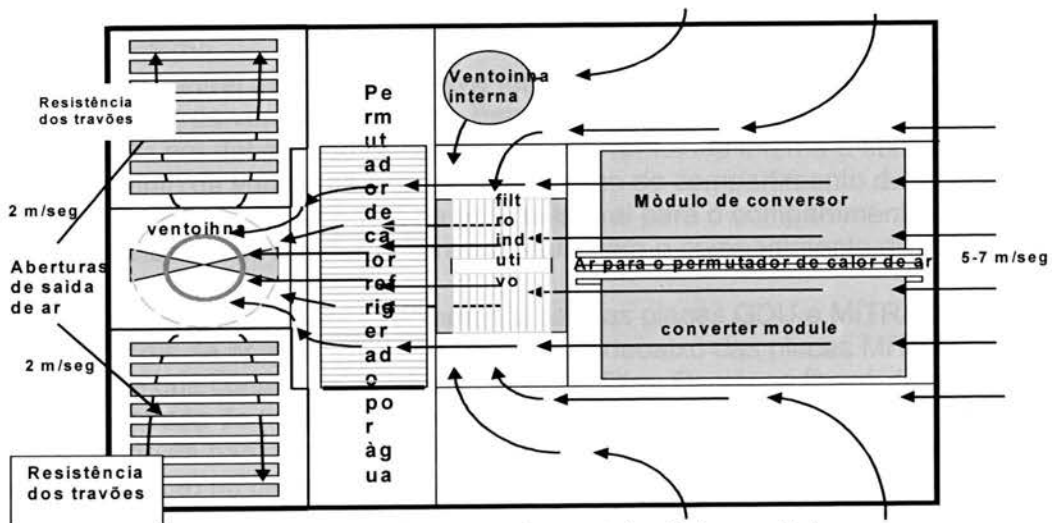


Figura 3.38. Refrigeração de ar exterior (vista superior)

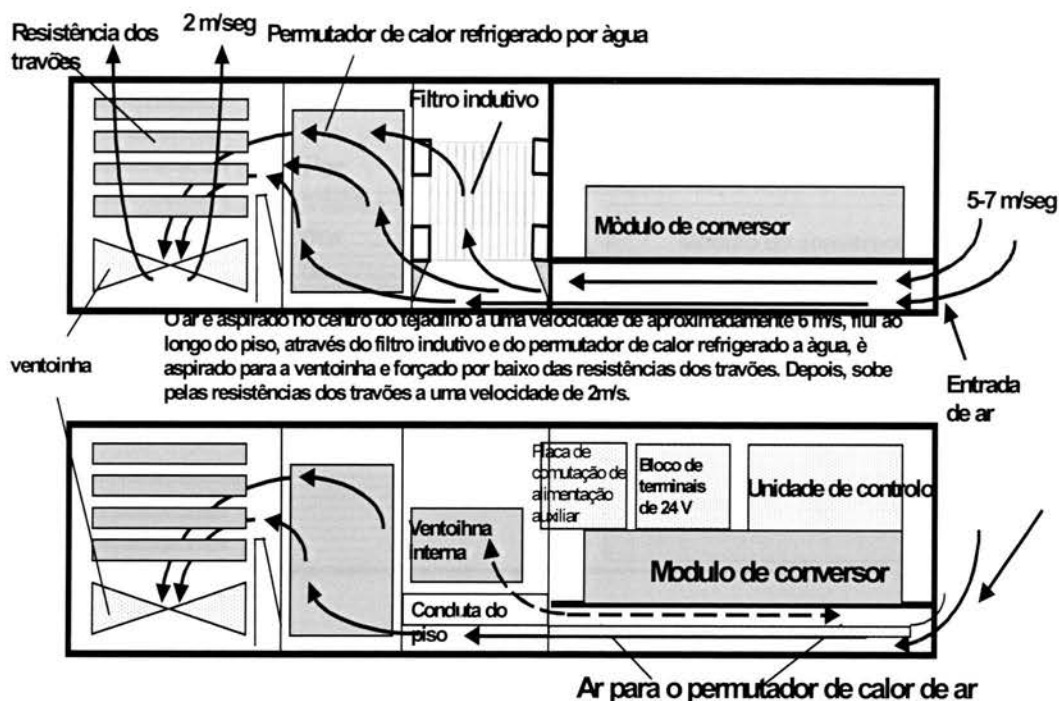


Figura 3.39. Percurso do ar exterior (vista lateral)

Na zona de ar limpo, o ar interno circula num circuito fechado, sem entrar em contacto com o ar exterior. O ar interno é transportado pelo compartimento da ventoinha interna e compartimento do módulo, e é novamente arrefecido por um permutador de calor ar-ar, passando posteriormente pela conduta do piso por debaixo do compartimento da ventoinha interna.

O ponto central para o ar interno é formado pela ventoinha radial que se encontra no compartimento da ventoinha interna. Esta ventoinha radial aspira o ar interno da conduta do piso por debaixo do compartimento da ventoinha interna e obriga-o a entrar no compartimento da ventoinha interna. O ar interno do compartimento da ventoinha interna flui através de uma conduta na parede lateral para o compartimento do módulo e depois através de várias aberturas, directamente para o compartimento do módulo do conversor.

O ar de refrigeração flui directamente para as placas GDU e MITRAC-DCU/M através de bocais de ar, e através da abertura por debaixo das placas MITRAC-DCU/M, flui para a área que contém os condensadores de filtro. Os vários fluxos de ar são reunidos na entrada do permutador de calor ar-ar..

Ao longo da parcela onde se encontra o filtro indutivo, existe uma abertura extractora (escape) no painel do piso entre os módulos de conversor IGBT. O ar interno aquecido flui através desta abertura para o compartimento que contém o permutador de calor ar-ar e depois através de uma conduta do piso por debaixo do compartimento da ventoinha interna. A ventoinha interna encontra-se na extremidade desta conduta do piso. A parte inferior do permutador de calor ar-ar é refrigerada com ar exterior. Em relação ao fluxo de ar exterior, a sua conduta está situada em paralelo com a conduta do piso do compartimento da ventoinha interna e está em série em relação à conduta do fluxo de ar interno. Desta forma, mesmo em elevadas temperaturas ambiente, o aumento da temperatura no compartimento interno é mantido baixo.

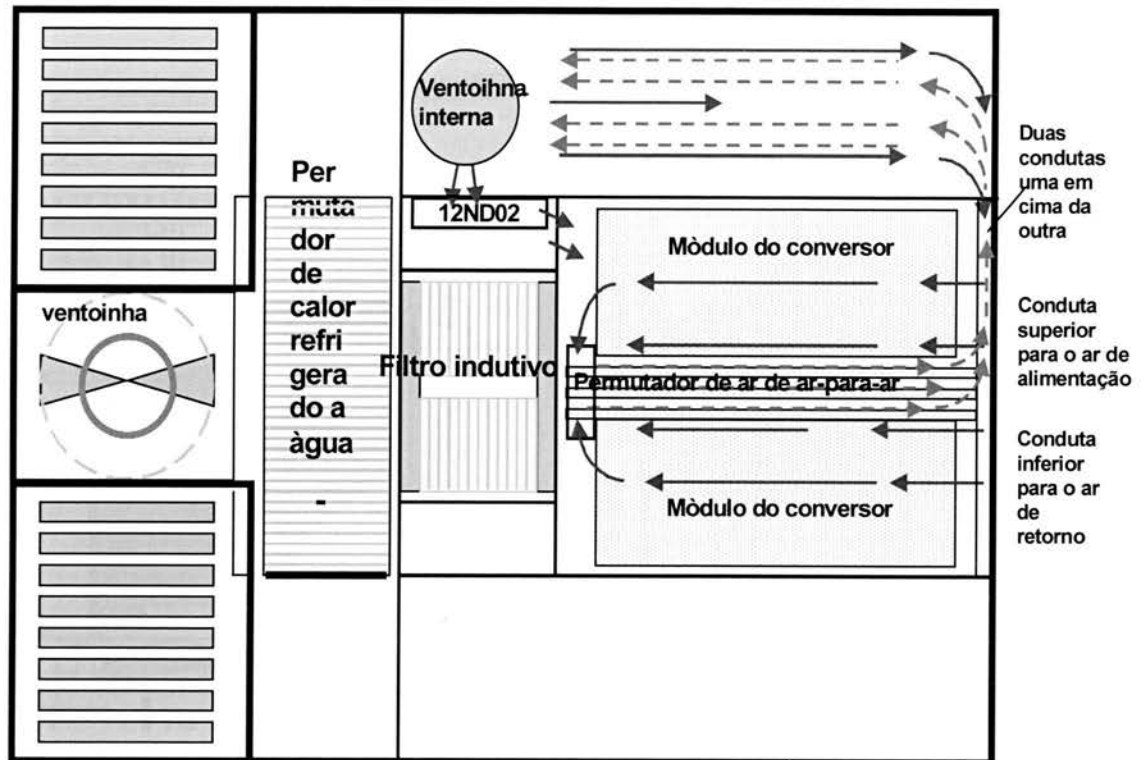


Figura 3.40. Refrigeração do ar interior

Os módulos de conversor IGBT com a cablagem de potência e electrónica associada, estão instalados no compartimento do módulo. Os tubos flexíveis de ligação para refrigeração por água dos módulos também se encontram instalados neste compartimento.

Os módulos de conversor IGBT estão dispostos na horizontal, de forma que as ligações eléctricas se situam no centro do compartimento. O módulo de conversor A01 encontra-se em frente ao compartimento do contactor de linha e o módulo de conversor A02 em frente ao compartimento da ventoinha interna.

As ligações da água, em todas as caixas, encontram-se na parte lateral do módulo do conversor. No caso do módulo do conversor A01, a ligação da água está voltada para o exterior (lado da ligação eléctrica do conversor) e, no caso do módulo do conversor A02, as ligações encontram-se do lado oposto, ou seja, do lado que está de frente para a sub-unidade de refrigeração.

Os módulos de conversor IGBT estão aparafusados à chapa base da unidade do conversor. Uma vez que as ligações eléctricas dos módulos de conversor IGBT se encontram voltadas para o centro da unidade em todas as caixas, foi criada uma conduta entre os módulos, para facilitar as ligações eléctricas.

Os cabos electrónicos a serem ligados, são provenientes do compartimento da ventoinha interna e daí são inseridos através de uma conduta de cabos na parte interior da parede da caixa (parede de ligações eléctricas da unidade do conversor). Antes do módulo em todas as caixas, são retirados da conduta dos cabos e levados para os módulos de conversor IGBT correspondentes.

Para reduzir as perdas no conversor, os cabos do motor foram concebidos com um corte transversal de 70mm^2 , as linhas de alimentação com 50mm^2 e as linhas da resistência de travagem com 25mm^2 .

O ar de alimentação entra por uma conduta de ar com aberturas parciais. É instalado no lado interior da parede externa. Um permutador de calor ar-ar encontra-se por debaixo do compartimento do módulo na área entre os módulos de conversor IGBT, para re-arrefecimento do ar interno.

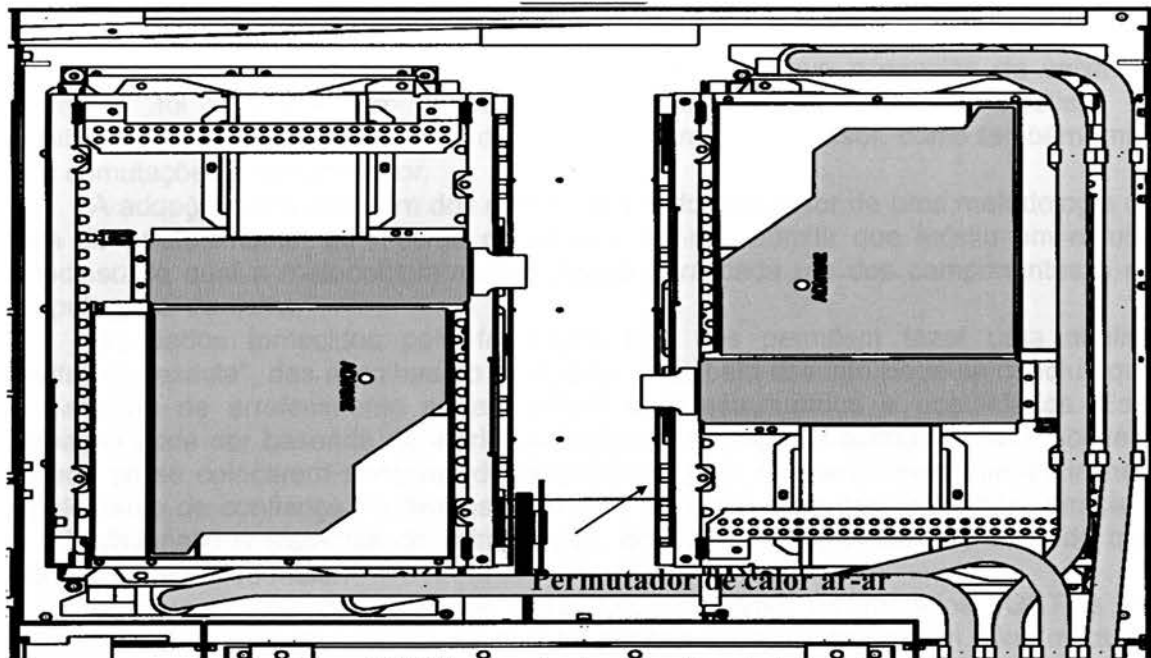


Figura 3.41 Vista superior do compartimento do módulo

As funções de protecção e monitorização são efectuadas pelo MITRAC DCU/M e incluem essencialmente o que se segue:

- ✓ protecção de componentes de temperatura crítica;
- ✓ protecção contra sobrecargas (correntes e tensões excessivas);
- ✓ monitorização da refrigeração do ar através da utilização de um indicador de fluxo de ar;

Os componentes que apresentam temperaturas críticas são os módulos de conversor IGBT com MITRAC DCU/M integral e as resistências de travagem.

Os módulos de conversor IGBT possuem os seus próprios sensores de temperatura, os quais, juntamente com o MITRAC DCU/M, bloquearão o módulo afectado se as temperaturas forem excessivas.

A temperatura da resistência de travagem é monitorizada por um modelo de temperatura e por isso é uma parte constituinte do software do MITRAC DCU/M. A banda de temperaturas é calculada a partir da potência de travagem num ciclo repetido constantemente. Se a banda de temperaturas for excessiva, o accionamento afectado é bloqueado. O indicador de fluxo de ar responde assim que o fluxo de ar ultrapassa o valor limite predefinido de aproximadamente 3 m/s. Utiliza um LED vermelho na caixa para indicar que o fluxo de ar está presente. (Nota: Como um ensaio de função, o diodo também acende durante alguns segundos depois de a tensão de alimentação ter sido ligada, sem que exista qualquer fluxo de ar.)

3.5.1. Observações das Metodologias utilizadas

Pelo descrito no capítulo acima, a ideia com que se fica é de ter sido executado um trabalho de dimensionamento cuidado e minucioso no conversor de tracção. Esse dimensionamento foi cuidado logo à nascença. Vejamos, que a escolha da caixa do conversor foi cuidada de forma a que na sua arquitectura existisse a possibilitasse/facilitasse a circulação de ar quer dentro do conversor, como também, nas suas comutações exterior/interior.

A adopção para cada um dos componentes do conversor de uma metodologia ou outra de arrefecimento, ou mesmo de ambas, faz-nos admitir que existiu um estudo minucioso de qual a metodologia mais indicada para cada um dos componentes e no cômputo geral da caixa.

Os dados fornecidos pelo fabricante não nos permitem fazer uma análise qualitativa, “exacta”, das escolhas do fabricante, mas pelo descrito pode-se concluir que os sistemas de arrefecimento se encontram bem estruturados e acautelados. Esta afirmação pode ser baseada na aferição efectuada no capítulo acima, em que houve o cuidado de se colocarem sensores de temperatura para de certa forma introduzir mais um elemento de confiança no dimensionamento realizado e ao mesmo tempo, em caso de falha/avaria dos sistemas de refrigeração, proteger os componentes, evitando que ocorram estragos de maior.

Analisando os componentes mais críticos como os módulos IGBT e as resistências de frenagem, verifica-se que as opções tomadas divergiram. Nos módulos IGBT foi utilizado um sistema de refrigeração a água e nas resistências de frenagem o sistema de arrefecimento é a ar. Tal facto também se deve aos módulos IGBT se localizarem na zona de ar limpo. Nesta zona não existem comutações de ar (interior/exterior) logo a capacidade de refrigeração seria diminuta por não ocorrer renovação de ar. Foi definida uma zona de ar limpo com o intuito de eliminar a introdução de poeiras e sujidade nos compartimentos mais sensíveis do conversor de tracção (electrónica e controlo, principalmente).

O dimensionamento de um sistema de refrigeração para um dos semicondutores seria efectuado utilizando as seguintes fórmulas:

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} ;$$

$$P_{loss} = (T_j - T_a) / R_{\theta ja} ;$$

$$P_{loss} * R_{\theta ja} + T_a < T_j ;$$

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{switch} ;$$

$$P_{cond} = V_{ce(on)} * I_c ;$$

$$P_{switch} = (E_{on} + E_{off}) * f_{switch} ;$$

Em que,

$R_{\theta ja}$	- Resistência térmica entre a junção o semiconductor e o ambiente	;
$R_{\theta jc}$	- Resistência térmica entre a junção o semiconductor e o encapsulamento;	;
$R_{\theta cs}$	- Resistência térmica entre o encapsulamento e o placa de arrefecimento;	;
$R_{\theta sa}$	- Resistência térmica entre a placa de arrefecimento e o ambiente	;
T_j	- Temperatura da junção do semiconductor	;
T_a	- Temperatura ambiente	;
P_{loss}	- Potência de perdas	;

P_{cond}	-	Potência de perdas durante a condução do semiconductor	;
P_{switch}	-	Potência de perdas durante a comutação do semiconductor	;
$V_{ce(on)}$	-	Queda de tensão entre o colector e o emissor durante a condução	;
I_c	-	Corrente no colector do semiconductor	;
E_{on}	-	Tensão quando em condução	;
E_{off}	-	Tensão quando desligado	;
f_{switch}	-	Frequência de comutação dos semicondutores	;

Na figura 3.42 está representado o modelo para o calculo térmico de um módulo IGBT.

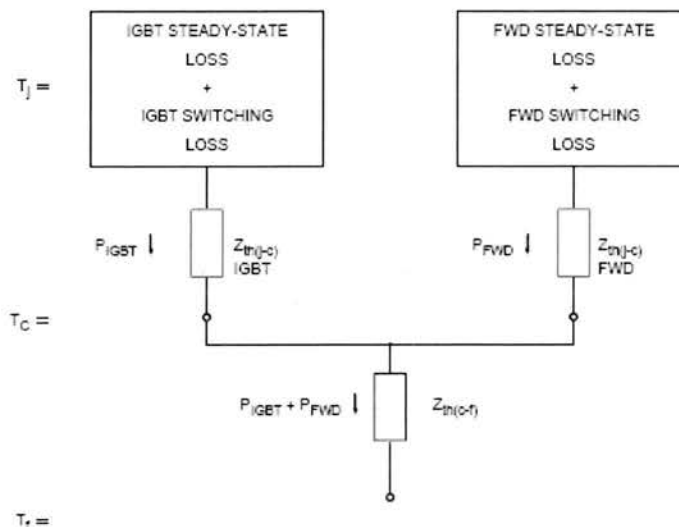


Figura 3.42 Representação do modelo de cálculo térmico de um módulo IGBT

Neste modelo estão representados o IGBT e o diodo de roda livre que formam um módulo IGBT. O T_c representa a temperatura do encapsulamento do módulo sendo T_f a temperatura do interface.

As seguintes fórmulas permitem resolver o modelo acima representado:

$$T_j = T_c + P_{loss} * R_{\theta jc} \quad ;$$

A formula acima é aplicável ao IGBT e ao diodo de roda livre. Aplicando agora a fórmula abaixo, temos o modelo resolvido.

$$T_c = T_a + (P_{loss_IGBT} + P_{loss_Diodo}) * (R_{\theta cf} + R_{\theta fa}) \quad ;$$

Em que,

$R_{\theta cf}$	-	Resistência térmica entre o encapsulamento e o interface	;
$R_{\theta fa}$	-	Resistência térmica entre o interface e o ambiente	;
P_{loss_IGBT}	-	Potência de perdas do IGBT	;
P_{loss_Diodo}	-	Potência de perdas do diodo de roda livre	;

Os valores de $R_{\theta jc}$ e de $R_{\theta cs}$ são dados pelo fabricante do semiconductor e, logo, não são sujeitos a alteração posterior ao seu encapsulamento (saída de fábrica). O valor que nos interessa determinar por forma a que o semiconductor funcione em boas condições é o de $R_{\theta sa}$. O valor de $R_{\theta sa}$ é que irá definir qual as dimensões da placa de

arrefecimento e de que material será composta, mas também, se existe a necessidade de complementar com um sistema de arrefecimento a ar ou a água. Ao associar à placa de refrigeração de um sistema de arrefecimento a ar ou a água diminui-se consideravelmente o valor da $R_{\theta sa}$. Desta forma podemos optar por uma placa de tamanho inferior e ao mesmo tempo, ainda, obter um melhor desempenho.

Outros valores que são necessários determinar são o da potência de perdas do semiconductor. Esta potência pode ser dividida em duas potências. A potência de perdas durante a condução e a potência de perdas durante a comutação.

No caso do "Eurotram" nos temos módulos IGBT's que apresentam potência de perdas quando conduzem e quando não conduzem. As perdas de não condução estão relacionadas com as perdas de condução do diodo de roda livre. Um valor essencial retirar da tabela do fabricante do semiconductor é o valor da queda de tensão entre o colector e o emissor, $V_{ce(on)}$, durante a condução. A potência de perdas será dada pelo valor da corrente que atravessa o colector e pela queda de tensão no semiconductor. A potência de perdas de comutação é dada pela frequência da comutação dos semicondutores e pelo valor da tensão de bloqueio do semiconductor.

O dimensionamento correcto do sistema de arrefecimento é importante. Os semicondutores têm capacidade de suportarem temperaturas superiores à máxima temperatura da junção mas o seu comportamento deteriora-se, baixando a sua esperança de vida e a sua fiabilidade. Desta forma os semicondutores devem ser dimensionadas para o pior caso (mais exigente). Um mau desempenho do sistema de arrefecimento do semiconductor leva a que a temperatura de operação aumente. Esse aumento normalmente está associado a um aumento da percentagem de falhas desse semiconductor.

O valor da $R_{\theta sa}$ é dado pela capacidade de transferir o calor por radiação e convecção. Tais valores são possíveis determinar utilizando as seguintes fórmulas.

$$P_{rad.} = (5,7 \cdot 10^{-8}) \cdot E \cdot A \cdot ((T_s^4) - (T_a^4)) \quad ;$$

$$R_{\theta, rad.} = \Delta T / P_{rad.} \quad ;$$

$$P_{conv.} = (1,34 \cdot A_o) \cdot (\Delta T^{1,25}) / (d_{vert}^{0,25}) \quad ;$$

$$R_{\theta, conv.} = (1 / (1,34 \cdot A)) \cdot (d_{vert} / \Delta T)^{0,25} \quad ;$$

$$R_{\theta sa} = (R_{\theta, conv} \cdot R_{\theta, rad.}) / (R_{\theta, conv} + R_{\theta, rad.}) \quad ;$$

Em que,

$P_{rad.}$	-Potência dissipada por radiação	;
$R_{\theta, rad.}$	-Resistência térmica que a placa de refrigeração apresenta por radiação	;
T_s	-Temperatura da placa de refrigeração	;
T_a	-Temperatura ambiente	;
ΔT	- Diferença de temperaturas ente a placa de refrigeração e o ambiente	;
A	- Área superficial de emissão	;
E	- índice de emissividade do material da placa	;
$P_{conv.}$	- Potência dissipada por convecção das correntes de ar	;
d_{vert}	- Distância entre as placas verticais	;
$R_{\theta, conv.}$	- Resistência térmica que a placa de refrigeração apresenta por convecção;	;
A_o	- Área da superfície vertical	;

Para melhorar as capacidades da placa de refrigeração pode-se adicionar sistema de refrigeração mais complexos.

No conversor de tracção temos empregues duas metodologias de refrigeração:

✓ Ar

✓ Água

Na metodologia de arrefecimento a ar ou a água, o dimensionamento é efectuado tendo em conta a potência de perdas produzida (no pior caso) pelo elemento que queremos proteger, as resistências térmicas internas e de encapsulamento do semiconductor, características da placa de refrigeração e, claro, o valor da temperatura para o qual o elemento a proteger poderá funcionar.

Neste tipo de metodologia, o dimensionamento consiste na capacidade e velocidade do sistema conseguir transferir o calor produzido no elemento a proteger para o ambiente.

Na refrigeração a ar o elemento de maior importância é a quantidade de ar que se consegue projectar em determinada direcção e sua temperatura.

Na refrigeração a água a situação repete-se mas o circuito por onde a água irá circular é bastante mais restrito.

A capacidade do sistema de refrigeração a água pode ser calculada pela seguinte fórmula:

$$q = K \cdot \nabla T \quad ;$$

$$q = h \cdot (T_{\text{object}} - T_{\text{amb}}) \quad ;$$

Em que,

q	-	Caudal de calor	:
K	-	Condutividade térmica	:
h	-	Coefficiente de transferência	:
T _{object}	-	Temperatura do elemento a proteger	:
T _{amb}	-	Temperatura ambiente	:
∇T	-	Gradiente de temperatura	:

O coeficiente de transferência é dado, não só, pelas características físicas de transferência de calor entre o elemento a proteger e o líquido do sistema de refrigeração, como também, pelas características das condutas onde circula o líquido e sua disposição ao longo do componente que pretendemos arrefecer.

A comparação destas duas metodologias de arrefecimento é no mínimo abstracta. Não se pode dizer que uma é melhor do que a outra. A metodologia adoptada dependerá do componente a proteger.

No caso do "Eurotram" a metodologia seguida parece a mais indicada. As resistências de frenagem são refrigeradas por ar o que é a solução mais indicada. Por exemplo, uma solução de refrigeração a água seria aceitável para as resistências se estas se encontrassem num recipiente imersas em óleo.

Em relação aos semicondutores, dado que estes se encontram montados numa placa de refrigeração num local pouco acessível a adopção da refrigeração a água é a melhor opção e provavelmente a única possível. Dado que o compartimento onde estão montados os semicondutores e ser uma zona de ar limpo e consequentemente o ar daquela zona não ser renovado adequadamente, a refrigeração a ar não é solução. De salientar que existiu o cuidado de complementar a metodologia de refrigeração a água com um sistema de refrigeração de ar. Dentro do zona de ar limpo existe uma ventoinha que faz com que esse ar circule permitindo, desta forma, um equilíbrio no aquecimento

dentro do conversor e consequentemente ajudando ao arrefecimento dos componentes mais críticos.

4. Motores de Tracção

4.1. Selecção de um motor de tracção

Na selecção de um motor, todos os factores têm de ser considerados com algum cuidado. Neste sentido, é necessário conhecer as características da alimentação, o tipo de utilização, as condições ambientais, entre outros. O tempo que se perde com este tipo de selectividade deve ser considerado bem gasto, pois uma má opção pode ter custos consideráveis.

A selecção terá de analisar as seguintes questões:

- ✓ A alimentação do motor

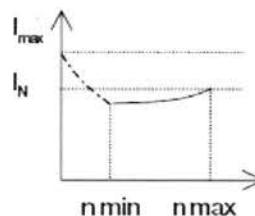


Figura 4.1 - Representação dos requisitos em termos de corrente de alimentação

- ✓ Quais são os requisitos de funcionamento? É necessário um binário de arranque? Para que variação de velocidades se pretende utilizar o motor e qual será a velocidade mínima e a máxima? A que tipo de solicitação o motor será sujeito, que binário resistente? Que método de ventilação será utilizado no motor?

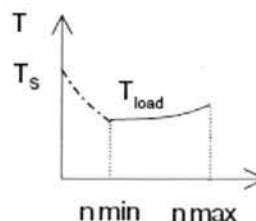


Figura 4.2 - Representação dos requisitos em termos de solicitação do motor

- ✓ A selecção do motor. O motor tem de ser capaz de aguentar processos de sobrecarga e, simultaneamente, ser capaz de produzir o binário suficiente para ultrapassar estas condições. Espera-se que o motor suporte processos de sobrecarga sem que a sua curva de fadiga térmica seja ultrapassada. É necessário que exista uma margem de segurança de 30% para o binário máximo desenvolvido no motor, considerando-se o máximo binário disponível.

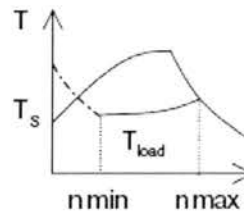


Figura 4.3 - Representação da sobreposição de características, de binário motor e de binário resistente, para verificação de preenchimento de requisitos em todos o regimes de operação

A corrente no estator de um motor de indução tem duas componentes: a reactiva (componente directa - i_{sd}) e a activa (componente em quadratura - i_{sq}). A i_{sd} inclui a corrente magnetizante (i_m) enquanto que a i_{sq} inclui a corrente no rotor (i_r), componente responsável pela produção de binário. A i_{sd} e a i_{sq} devem-se manter perpendiculares em todas condições de operação. A corrente de magnetização (i_m) mantém-se aproximadamente constante na zona de fluxo constante. Na zona de enfraquecimento do campo, a corrente decresce na proporção inversa da frequência.

Podemos obter uma boa estimativa da corrente de magnetização na zona de enfraquecimento do campo pela corrente i_{sd} no ponto de funcionamento nominal do motor.

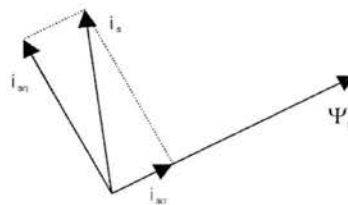


Figura 4.4 - Representação das componentes da corrente no estator em coordenadas d-q

Depois de se conhecer a curva característica do binário consegue-se dimensionar a corrente. O valor da corrente pode ser comparado com os valores limites do conversor. A corrente nominal do motor dará alguma indicação mas não será o melhor critério para comparação, quando essa aplicação destina-se à tracção eléctrica.

O valor disponível de tensão determina a potência eléctrica a fornecer ao motor. Se o valor da tensão for inferior ao nominal, o ponto de enfraquecimento do campo magnético varia para um valor inferior de frequência. Como consequência, o binário disponível diminui.

As perdas do sistema, que se traduzem num abaixamento da tensão, têm de ser compensadas para que o desempenho do motor permaneça inalterado. A forma mais fácil de compensar as perdas, tendo em conta que a tensão na catenária não é controlada directamente, é aumentar a frequência.

4.2. O motor de tracção usado no “Eurotram”

O funcionamento de máquinas eléctricas fundamenta-se e manifesta-se num conjunto muito diverso de fenómenos. É sabido que o funcionamento de todas as maquinas eléctricas assenta, principalmente, nos mecanismo de produção de campos magnéticos por correntes eléctricas, descritos pela lei de Ampere (relaciona o campo magnético num percurso fechado com a corrente no interior do percurso), no fenómeno de indução magnética, traduzido nas leis de Faraday (uma indução que varia temporalmente gerando um potencial electrostático) e de Lenz (a corrente induzida num

circuito por um fluxo magnético variável será tal que contraria a mudança que a originou), e nas acções mecânicas entre campos magnéticos e correntes eléctricas, demonstrados já por Orsted e Ampere. O estudo desses fenómenos e das suas consequências é de especial importância para que se possa compreender a constituição e o funcionamento das mesmas.

Naturalmente que, neste contexto, também o estudo de circuitos magnéticos e o conhecimento das propriedades dos próprios materiais ferro-magnéticos revela uma importância capital.

Os motores de tracção usados são motores de indução trifásicos assíncronos de quatro pólos com rotor em gaiola de esquilo, refrigerados a água e glycol, sendo montados em flange na engrenagem de desmultiplicação. O veio está equipado com um bocal no qual o pinhão é contraído e a engrenagem de desmultiplicação é montada.

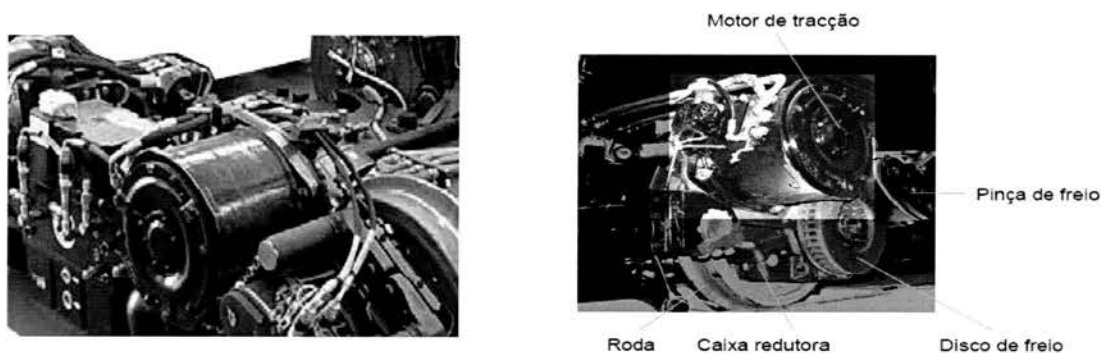


Figura 4.5 - Representação da localização do motor no Bogie

O estator consiste numa estrutura de liga de alumínio onde o núcleo do estator é contraído, consistindo, este último, num conjunto de lâminas com perdas reduzidas. O enrolamento do estator é do tipo de camada dupla, com passo de rosca curto e ligação em estrela, sendo formada por enrolamentos de fios de cobre pré isolados com esmalte de camadas múltiplas da classe H.

Classe de Isolamento	-	A	E	B	F	H
Temperatura Ambiente	°C	40	40	40	40	40
ΔT = Elevação de Temperatura (método da resistência)	K	60	75	80	105	125
Diferença entre o ponto mais quente e a temperatura média	°C	5	5	10	10	15
Total: Temperatura do ponto mais quente	°C	105	120	130	155	180

Tabela 4.1 - Representação das diferentes temperaturas possíveis serem verificadas no motor para cada uma das classes de isolamento dos enrolamentos

O fixador da bobina e o sistema de impregnação tornam o enrolamento particularmente rígido.

O rotor é do tipo gaiola de esquilo, consistindo num veio de aço no qual o corpo do motor é contraído, consistindo, este último, também num conjunto de lâminas de perdas reduzidas.

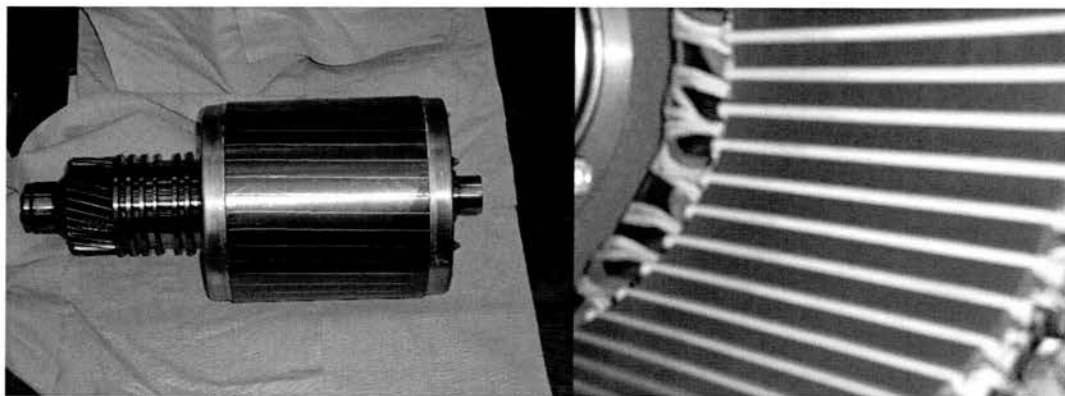


Figura 4.6 – Representação do rotor e núcleo do motor de tracção do "Eurotram"

Cada motor está equipado com um rolamento de esferas, rígido, do lado da não transmissão, o qual é lubrificado com massa e isolado no anel externo. É possível realizar uma lubrificação periódica graças à existência de um copo de lubrificação na blindagem, através do qual a massa lubrificante de escape e a quantidade de massa nova em excesso é ejectada automaticamente pela válvula de massa.

O rolamento do lado da transmissão é inserido na engrenagem de desmultiplicação, sendo lubrificado com o mesmo óleo desta.



Figura 4.7 - Representação dos enrolamentos estáticos e do rolamento do lado não transmissível de movimento do motor de tracção

As características do motor de indução fornecidas pelo fabricante foram:

Características do motor de tracção:	
Tensão nominal(Vac):	525
Frequência nominal(HZ):	84
Velocidade de rotação nominal(RPM):	2485
Potência nominal(W):	27500
Binário nominal, em regime continuo (Nm):	106
Corrente nominal, em regime continuo (A):	48,5
Factor de potência nominal:	0,7
Rendimento nominal:	90%
Perdas totais com alimentação sinusoidal(W):	3000
Variação de sobre temperatura máxima(k):	120
Outros dados técnicos do motor de tracção:	
Número de pólos:	4
Potência de uma hora(W):	28500

Potência máxima(W):	45000
Binário máximo(Nm):	215
Corrente Máximo(A):	70
Frequência máxima(Hz):	211
Velocidade máxima(rpm):	6200
Binário máximo em condições de curto-circuito:	485
Corrente de fase desequilibrada:	2%
Classe de isolamento:	H
Teste dieléctrico:	2450V-50Hz-60s
Protecção:	IP55
Peso do motor (total):	110Kg
Peso do rotor:	35Kg
Massa de inércia(Kg ^{m^2}):	0,12
Material da estrutura:	Al

Tabela 4.2 - Representação das características no motor de tracção utilizado no "Eurotram"

Os parâmetros do circuito equivalente "exacto" indicados pelo fabricante:

Parâmetros da máquina (FASE):	Valores com rotor bloqueado (Ω):	Valores de velocidade máxima, frequência de 211Hz, (Ω):
R1 75°C	0,1398	0,1398
X1	0,395	0,41
Xm	7,2	7,2
Rm	300	300
X2'	0,315	0,408
R2' 75°C	0,14	0,108
Deslizamento	1	0,033
Alfa saturação	0,785	0,99

Tabela 4.3 - Representação dos parâmetros do circuito equivalente "exacto" do motor de tracção

Utilizando os parâmetros fornecidos pelo fabricante, procedeu-se à simulação das curvas de binário motor e de corrente no estator, tendo-se obtido valores não válidos.

Utilizamos também o programa "Psim" para obter os valores das correntes no estator, no rotor e de magnetização. O esquema utilizado para a simulação encontra-se representado na figura 4.8 .

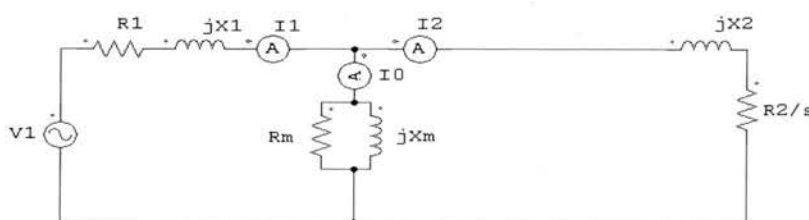


Figura 4.8 - Representação do esquema eléctrico correspondente ao modelo do circuito equivalente "exacto" do motor de indução

Os valores inseridos no programa foram os indicados na tabela 4.4. O valor do deslizamento para o qual foi efectuada a simulação foi o deslizamento nominal (à frequência de 84Hz), 1,3889%.

R1 75°C	0,1398
L1	0,000309259
Lm	0,005430884
Rm	300
L2'	0,000318252

R2'75°C	0,108
X1(a 211Hz)	0,41
X2(a 211Hz)	0,408
Xm(a 211Hz)	7,2

Tabela 4.4 - Representação dos parâmetros do circuito equivalente utilizados para efectuar a simulação

Os resultados obtidos encontram-se representados no gráfico 4.1.

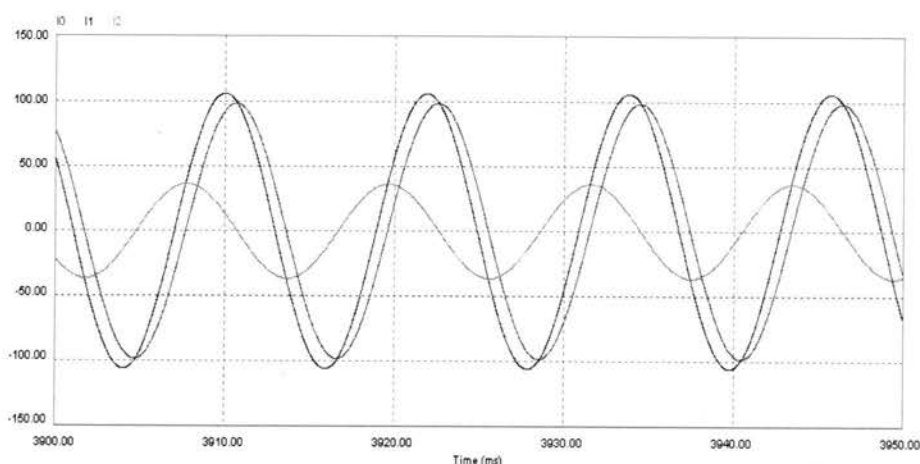


Gráfico 4.1 - Representação das correntes no estator (I1), no rotor (I2) e de magnetização (I0)

Assim, pode-se concluir que os parâmetros não estão em conformidade com as características nominais do motor, indicadas nas tabelas de características dadas pelo fabricante. O valor da corrente nominal no estator indicado pelo fabricante, na tabela 4.2, é de 48,5 A e o valor obtido, a partir da simulação, é de 105,3 A, o que não corresponde ao anunciado pelo fabricante, para o regime nominal.

Dada a existência de informação disponível com valores de ensaios realizados no motor, tomamos a iniciativa de calcular os parâmetros do circuito equivalente.

O funcionamento de um motor de indução trifásico, com rotor em gaiola de esquilo, pode ser previsto com base em modelos equivalentes, que passa por descrições físico-matemáticas mais ou menos complexos, que permite estabelecer os valores dos parâmetros que o mesmo contém de forma a poder trabalhá-los e utilizá-los na determinação do comportamento do motor.

Em particular, pretende-se estudar o funcionamento em regime permanente sinusoidal onde a topologia habitual deste modelo corresponde ao que se designa circuito equivalente "exacto".

Foram tratados todos os dados, também, pelo circuito equivalente em "L" e "simplificado".

Tratando-se de uma máquina trifásica, o modelo foi estabelecido por fase.

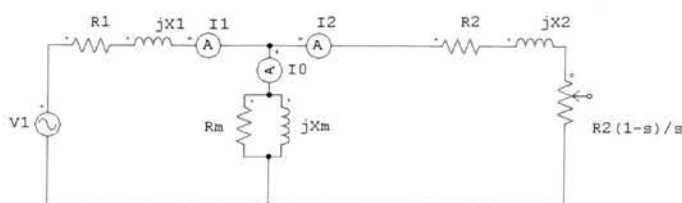


Figura 4.9 - Representação do esquema eléctrico correspondente ao modelo do circuito equivalente "exacto" do motor de indução

De maneira sintetizada, os diferentes parâmetros que se apresentam no circuito, são:

R_1 - esta resistência de perdas, representa a resistência dos enrolamentos do estator, por fase. É esta a resistência responsável pelas perdas no cobre do estator, por efeito de Joule.

X_1 - reactância de fugas do estator, por fase. Esta reactância representa o fluxo magnético de dispersão do estator. Como o fluxo é de dispersão, não chega a atravessar a chapa rotórica do rotor. Daí que seja uma factor de perdas, uma vez que o fluxo é criado pelo estator mas não é aproveitado para nada.

R_m - Esta resistência é responsável pelas perdas no ferro. As correntes de Eddy induzidas nas chapas magnéticas do estator, provocam, por efeito de Joule, o seu aquecimento.

X_m - Este parâmetro tem o nome de reactância de magnetização. Numa máquina eléctrica convencional é necessária alguma força magneto motriz para que o fluxo se difunda por todo o circuito magnético. A reactância de magnetização representa a quantidade de corrente perdida para "magnetizar" todo o circuito magnético.

R_2 - Resistência equivalente da chapa rotórica referida ao estator, por fase. Representa as perdas por efeito de Joule na chapa rotórica, por fase. Esta resistência não é constante. R_2 é função do escorregamento.

X_2 - reactância de fugas do rotor, por fase.

A corrente que atravessa o estator I_1 , pode ser decomposta em duas componentes. I_2 representa a componente da corrente do estator necessária para alimentar a carga e I_0 representa a corrente de magnetização que cria o fluxo magnético.

O conhecimento dos parâmetros do circuito equivalente "exacto" pode ser feito com base em dois ensaios económicos: ensaio em vazio e ensaio em curto-circuito (rotor travado).

A designação "ensaios económicos" advém de, nestes, o motor de indução se colocar num regime de funcionamento particular, em que a única energia absorvida à rede é a das perdas.

É de salientar que os parâmetros calculados directamente a partir dos valores medidos são referidos ao estator. Antes de se iniciarem os ensaios, temos que medir o valor da resistência do estator, para que, posteriormente, seja possível retirar os outros parâmetros através das fórmulas apresentadas abaixo (há que ter em atenção à temperatura do motor durante as medições, para que se actualize o valor da resistência do estator, o qual foi medido a uma temperatura inferior à do motor em funcionamento, motor desligado).

Os 2 ensaios realizados pelo fabricante, a partir dos quais determinamos os parâmetros, corresponderiam às seguintes condições:

- ✓ vazio: sem carga à frequência de 50Hz e 69,5Hz.

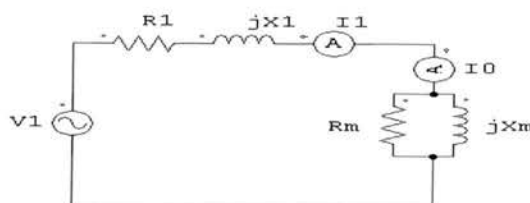


Figura 4.10 - Representação do esquema eléctrico correspondente ao modelo do circuito equivalente "exacto" do motor de indução verificando as condições do ensaio em vazio

- ✓ curto-circuito: rotor travado à frequência de 50Hz e 69,5Hz.

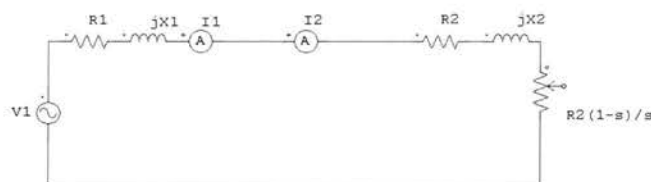


Figura 4.11 - Representação do esquema eléctrico correspondente ao modelo do circuito equivalente "exacto" do motor de indução verificando as condições do ensaio em curto-circuito

As fórmulas utilizadas para tratamento dos valores medidos foram:

- ✓ Fórmulas utilizadas no ensaio em vazio:

$$\begin{aligned}
 P &= (3^{0,5}) \cdot V_c \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) \\
 S &= (3^{0,5}) \cdot V_c \cdot I_s \\
 Q &= ((S^2) - (P^2))^{0,5} \\
 X_m &= (((V_c - (3^{0,5}) \cdot Z_1 \cdot I_s)^2) / (Q - 3 \cdot X_1 \cdot I_s^2)) \\
 R_m &= (((V_c - (3^{0,5}) \cdot Z_1 \cdot I_s)^2) / (P - (3 \cdot R_1 \cdot I_s^2) - P_{pmech})) ;
 \end{aligned}$$

- ✓ Fórmulas utilizadas no ensaio em curto-circuito:

$$\begin{aligned}
 S &= V_c \cdot I_s \cdot (3^{0,5}) \\
 Q &= ((S^2) - (P^2))^{0,5} \\
 X_1 + X_2 &= (Q) / (3 \cdot I_s^2) \\
 R_1 + R_2 &= (P) / (3 \cdot I_s^2)
 \end{aligned}$$

O esquema utilizado para obtenção das medições durante os ensaios foi o abaixo representado.

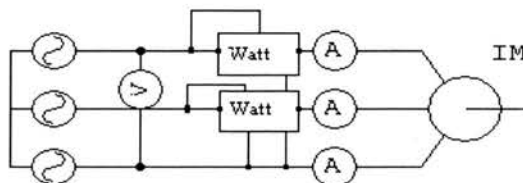


Figura 4.12 - Representação do esquema de ligações da aparelhagem utilizada para realizar os ensaios

As medições obtidas nos ensaios realizados pelo fabricante para o Metro do Porto foram:

- ✓ Ensaio em vazio:

À frequência de 50 Hz					
Tensão (V):	Corrente (A):	Watt1(W):	Watt2 (W):	Watt input W):	
337,2	49,7	9079	-7653	1426	
319,2	28,5	6686	-5597	1089	
281,2	25,7	3920	-3294	626	
242	18,4	2410	-2035	375	
202	14,6	1593	-1351	242	
156	10,5	896	-738	158	
39	5,5	142	-67	75	

Tabela 4.5 - Resultados das medições efectuadas pelo fabricante no ensaio em vazio à frequência de 50Hz

À frequência de 69,5 Hz				
Tensão (V):	Corrente (A):	Watt1(W):	Watt2 (W):	Watt input (W):
484	57,1	-12800	14840	2040
445,2	39,7	-8240	9580	1340
402,8	27,5	-5160	5980	820
364	20,8	-3440	4020	580
322,8	17,2	-2560	3000	440
284	14,6	-1860	2220	360
244	12,2	-1380	1600	220
180	8,7	-740	820	80

Tabela 4.6 - Resultados das medições efectuadas pelo fabricante no ensaio em vazio à frequência de 69,5Hz

✓ Ensaio em curto-circuito (rotor travado):

À frequência de 50 Hz (temperatura 48°C)				
Tensão (V):	Corrente (A):	Watt1(W):	Watt2 (W):	Watt input (W):
59,5	58,3	2893	-276	2617
48,7	47,7	1914	-179	1735
30,7	29,8	748	-71	677

Tabela 4.7 - Resultados das medições efectuadas pelo fabricante no ensaio em curto circuito à frequência de 50Hz

À frequência de 69,5 Hz (temperatura 69°C)				
Tensão (V):	Corrente (A):	Watt1(W):	Watt2 (W):	Watt input (W):
78	60	-762	3606	2844
65,4	50	-531	2523	1992
53	40	-336	1623	1287

Tabela 4.8 - Resultados das medições efectuadas pelo fabricante no ensaio em curto-circuito à frequência de 69,5Hz

Com o número de medições efectuadas para ambos os ensaios, pelo fabricante, foi possível limitar as oscilações de valor dos parâmetros obtidos para cada um dos circuitos equivalentes utilizados. Através da determinação dos parâmetros pelo circuito equivalente "exacto", obtivemos um pequeno intervalo de soluções possíveis para cada um dos parâmetros, a excepção é o parâmetro da resistência estatórica. A partir desse pequeno intervalo de soluções, associou-se a solução aos parâmetros do circuito equivalente que de forma mais exacta traduzisse o comportamento do motor verificado experimentalmente, através dos ensaios, que resultaram nos indicados na tabela 4.9.

R1=	0,168408
R2=	0,093953457
L1=	0,00053
L2=	0,00053
Rm=	318
Lm=	0,015465778
Xm=	8,16268165
X1=	0,27927174
X2=	0,275842074

Tabela 4.9 - Valores obtidos para os parâmetros do circuito equivalente "exacto"

As indutâncias (X1, X2 e Xm) encontram-se calculadas para uma frequência de 84HZ e o deslizamento nominal foi de 1,06661%. O 1,06661% foi o valor do deslizamento verificado, durante o ensaio experimental executado pelo fabricante, como sendo o deslizamento nominal, ou seja, valor para o qual o motor desenvolve a potência nominal, 27500W.

Os parâmetros obtidos correspondem a valores calculados para o funcionamento do motor a 115°C. Qualquer variação de temperatura terá como consequência uma mudança nos valores da resistência R_1 , R_m e R_2 , pois esta variação afecta o valor das resistências. No caso de R_1 e R_2 o único factor de agravamento de resistência é a temperatura, mas no caso de R_m o nível de saturação do campo magnético é, também, um factor importante.

Apesar de termos usado os ensaios realizados pelo fabricante para o cliente “Metro do Porto, SA”, os valores dos parâmetros do circuito equivalente fornecidos pelo fabricante diferem dos valores por nós obtidos.

Utilizando o programa “Psim” para obter a confirmação dos parâmetros do circuito equivalente por nós determinados, verificou-se que o valor da corrente no estator é coincidente com os verificados aquando da realização do ensaio pelo fabricante.

O esquema utilizado para a simulação encontra-se representado na figura 4.8 .

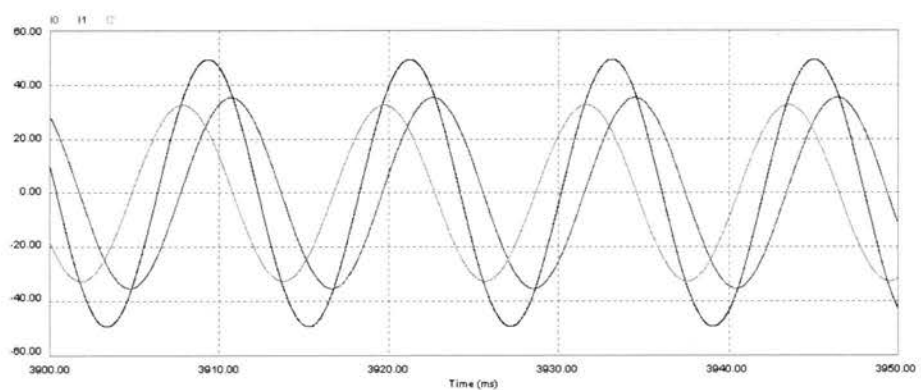


Gráfico 4.2a - Representação das correntes no estator (I_1), no rotor (I_2) e de magnetização (I_0)

O valor nominal para a corrente no estator verificado experimentalmente nos ensaios foi de 49,3 A. O valor da corrente no estator obtido através dos nossos parâmetros foi de 49,32 A (representado no gráfico 4.2a). De salientar, que o deslizamento utilizado nesta segunda simulação corresponde ao deslizamento nominal verificado experimentalmente, 1,06661%.

Calculando, agora, os valores da corrente no estator para o deslizamento apresentado pelo fabricante como nominal, 1,3889%, obtivemos os seguintes resultados, representados no gráfico 4.2b.

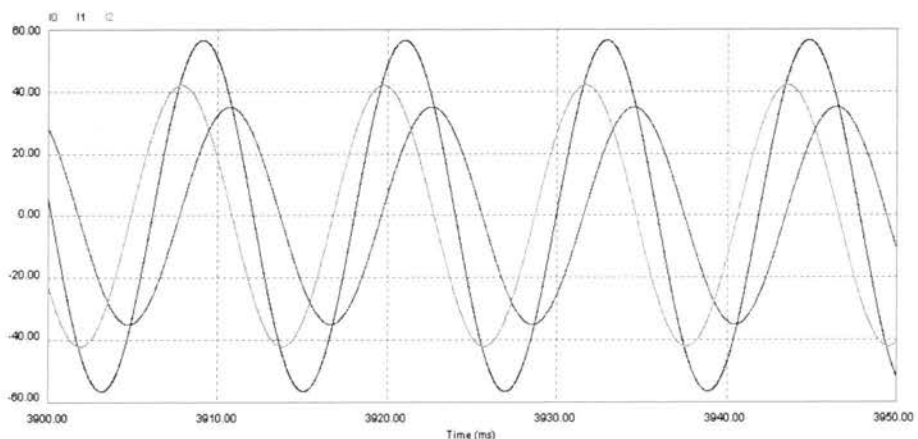


Gráfico 4.2b - Representação das correntes no estator (I_1), no rotor (I_2) e de magnetização (I_0)

O valor da corrente no estator obtido através dos nossos parâmetros foi 56,5A (gráfico 4.2b). Este valor de corrente tem correspondência nos valores da corrente medidos experimentalmente, aquando da realização dos ensaios.

O valor da corrente no estator obtida durante os ensaios, realizados pelo fabricante, para o deslizamento de 1,36895% foi de 56,1A, à frequência 84Hz.

Este valor de corrente está longe dos 105,3A, representados no gráfico 4.1, correspondente ao obtido com os parâmetros fornecidos pelo fabricante para este dado valor de deslizamento. O valor da corrente no estator obtido com os parâmetros do fabricante para o deslizamento nominal verificado experimentalmente, 1,06661%, é de 103A.

A partir destes valores de corrente no estator pode-se concluir que os parâmetros fornecidos pelo fabricante não permitem obter os valores nominais de corrente no estator, de binário motor e de perdas apresentados nas folhas de características do motor de tracção. Assim sendo, assume-se que os parâmetros fornecidos pelo fabricante se encontram desactualizados.

A desactualização da folha de características não se limita aos parâmetros do circuito equivalente, existindo, também, diferenças nos valores das grandezas apresentadas para funcionamento em regime nominal. Estas diferenças verificam-se em relação às leituras do valor das grandezas efectuadas, durante os ensaios realizados pelo fabricante, nomeadamente, o valor da corrente nominal no estator e o valor do deslizamento nominal. Assim, o valor do deslizamento e a da corrente, nominais, à frequência de 84Hz, não correspondem ao indicado na proposta apresentada pelo fabricante, nem são os inscritos na chapa de característica do motor.

Os parâmetros começam por diferir no valor apresentado pelo fabricante para a resistência no estator, que assume um valor médio de 0,1398Ω à temperatura de 75°C. O valor verificado aquando da realização dos ensaios foi de 0,14916Ω. Posteriormente, apareceu uma nota de alteração do valor da resistência estatórica para o valor medido experimentalmente, nos relatórios elaborados pelo Metro do Porto e pela Bombardier.

No que diz respeito ao desempenho do motor verificado experimentalmente, fica-se com a impressão que os valores apresentados, pelo fabricante, para das características nominais são ligeiramente diferentes. Utilizando as curvas características obtidas com os parâmetros do circuito equivalente por nós calculados, a partir da análise dos ensaios realizados pelo fabricante, e comparando, essas mesmas curvas, com as curvas traçadas à realização do ensaio, conclui-se que os valores nominais do motor se encontram mal avaliadas na folha de características fornecida. Para chegarmos a tal conclusão utilizaram-se as seguintes fórmulas:

$$p = \text{nº de par de pólos} \quad ;$$

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_{1s} / \underline{Z}_{eq.maq.} \quad ;$$

$$\underline{I}_0 = (\underline{U}_{1s} - \underline{Z}_1 * \underline{I}_1) / \underline{Z}_0 \quad ;$$

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 - \underline{I}_0 \quad ;$$

$$T_{el} = (3 * p * R_2 * |\underline{I}_2|^2) / (2 * \pi * f * s) \quad ;$$

$$T_{útil} = T_M = T_{el} - P_{pmec} = (P_{el} - P_{pmec}) / (2 * \pi * n) \quad ;$$

$$P_{útil} = P_{mec} - P_{pmec} \quad ;$$

$$P_{mec} = (3 * R_2 * (1-s) * |\underline{I}_2|^2) / s \quad ;$$

$$P_{perdas} = P_{cu} + P_{fe} + P_{pmec} \quad ;$$

$$P_{cu} = 3 * R_1 * |\underline{I}_1|^2 + 3 * R_2 * |\underline{I}_2|^2 \quad ;$$

$$P_{fe} = 3 \cdot (\underline{V}_1 s - \underline{Z}_1 \underline{I}_1)^2 / R_m$$

$$T_{elmax} : (U/f)^2$$

$$\Psi : K \cdot U / f$$

$$w_s = 2 \cdot \pi \cdot f s$$

$$w_r = 2 \cdot \pi \cdot f s \cdot (1-s) / p$$

As curvas traçadas foram extrapoladas do ensaio realizado pelo fabricante para o cliente, com o motor de tracção em vazio e em carga, a uma frequência de 84Hz. A sua fiabilidade depende, de forma directa, da validade das curvas traçadas pelo fabricante e aprovadas durante o ensaio pelo fabricante do motor – ABB e pelo fornecedor do veículo – Bombardier. A realização do dito ensaio em carga a diferentes frequências de alimentação, que havia sido solicitado pelo cliente, não foi possível por motivos não determinados.

Dado que esses dados não foram disponibilizados e tendo em conta que essa informação é crucial para definição do comportamento dinâmico e térmico do motor, utilizei o meu modelo do circuito equivalente exacto para os extrair.

As curvas características do motor de indução à frequência de 84Hz por nós obtidas foram:

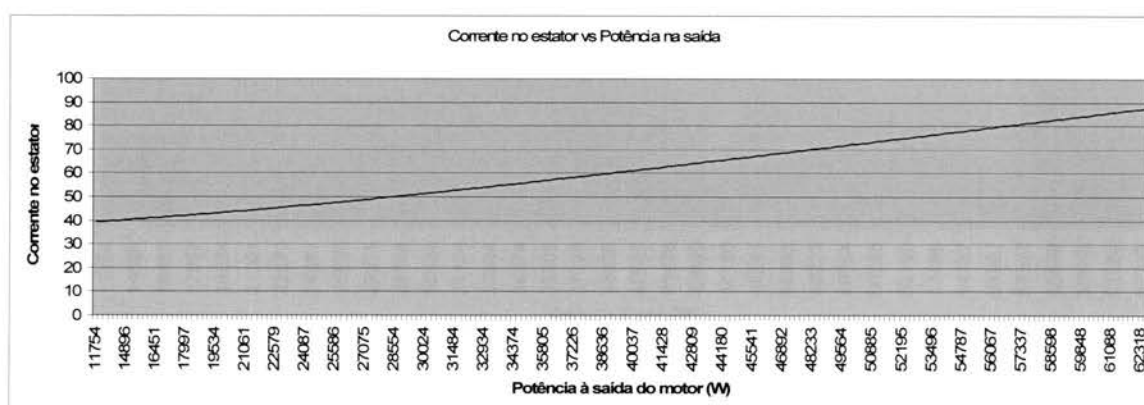


Gráfico 4.3 - Representação da corrente no estator (A) em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

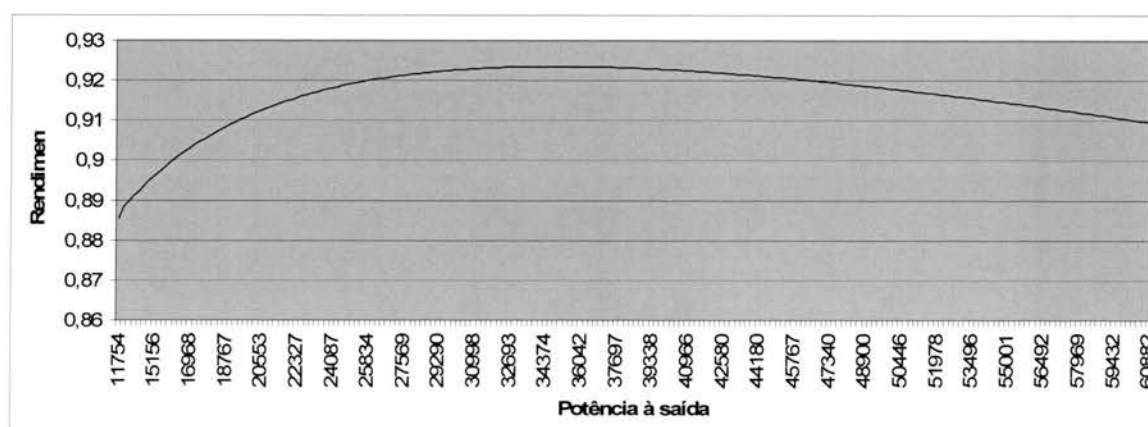


Gráfico 4.4 - Representação do rendimento em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

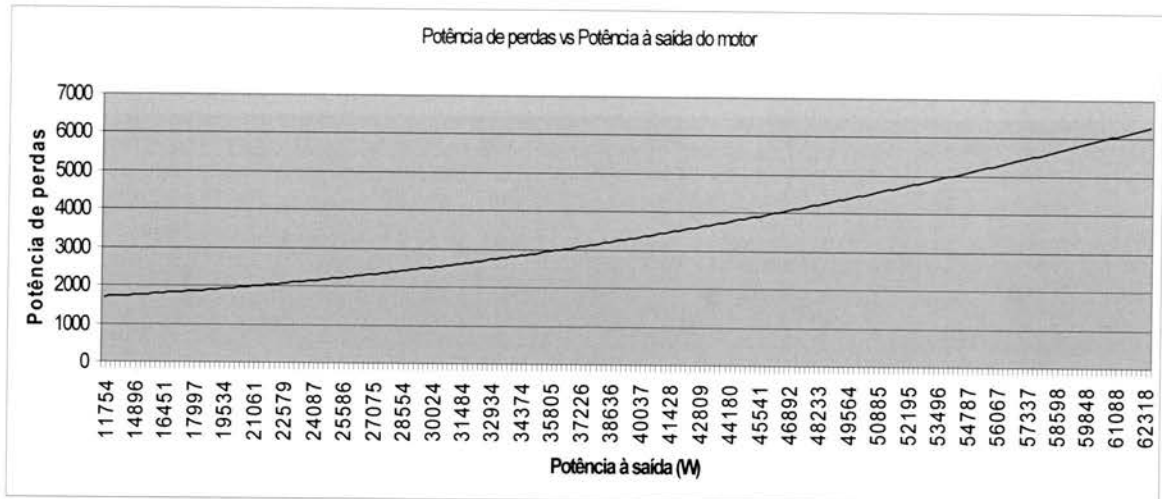


Gráfico 4.5 - Representação da potência de perdas (W) em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

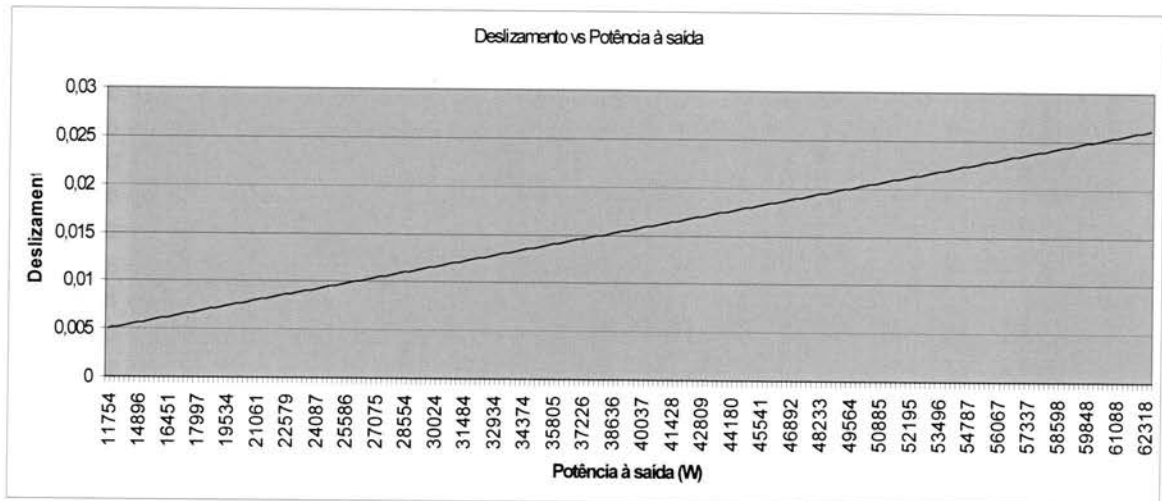


Gráfico 4.6 - Representação do deslizamento em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

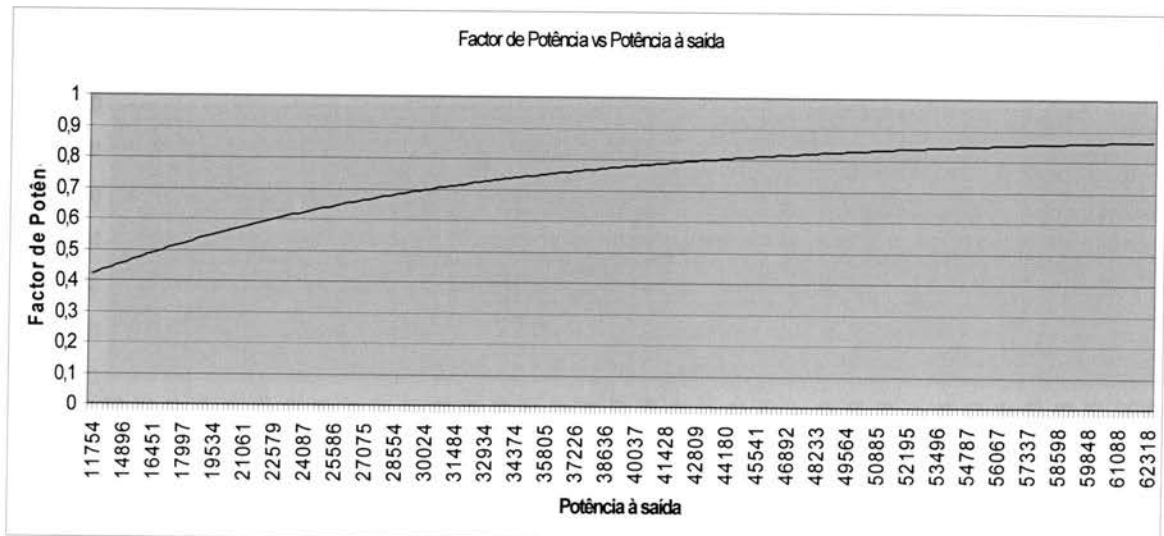


Gráfico 4.7 - Representação do factor de potência em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

As curvas características do motor de indução à frequência de 211Hz por nós obtidas foram:

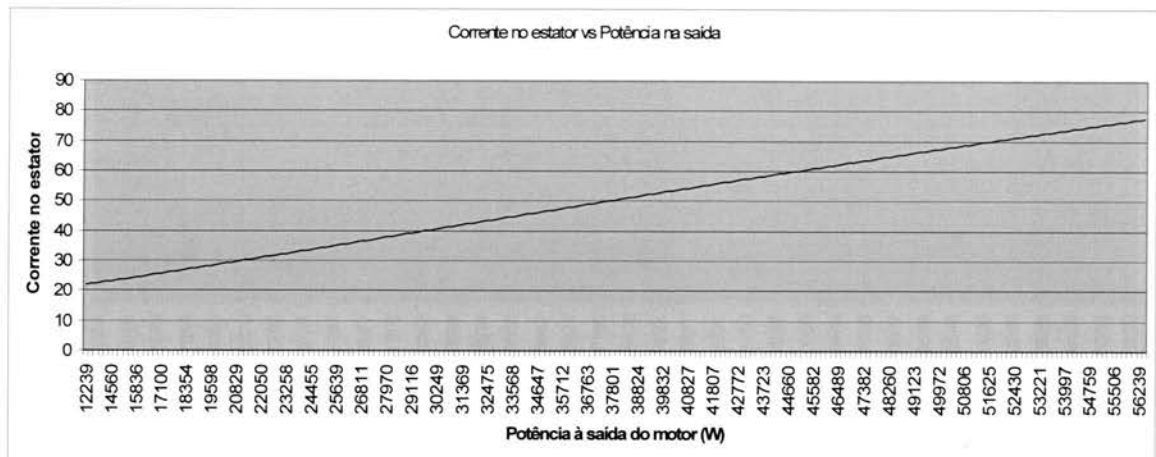


Gráfico 4.8 - Representação da corrente no estator (A) em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

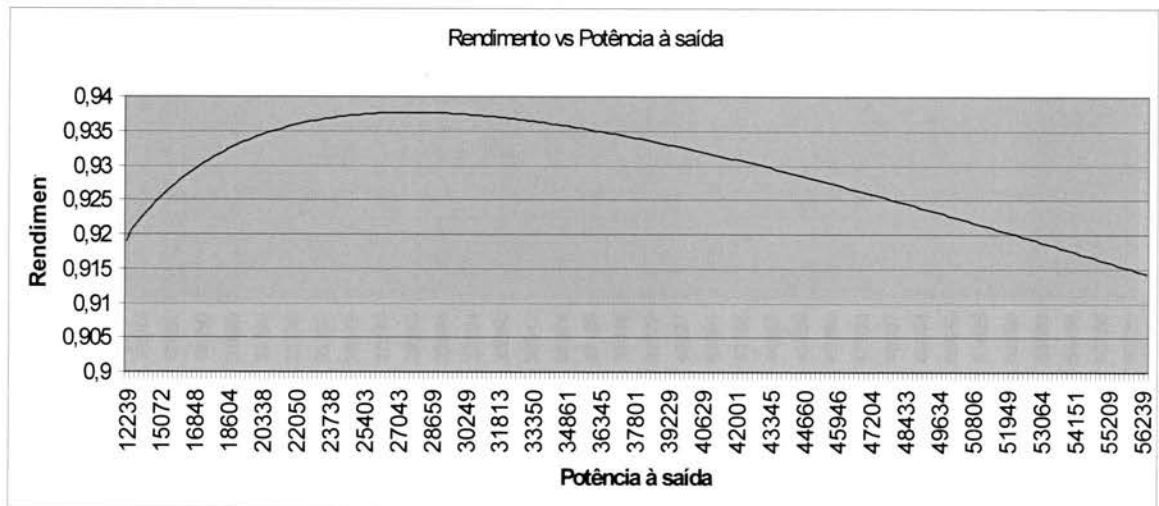


Gráfico 4.9 - Representação do rendimento em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

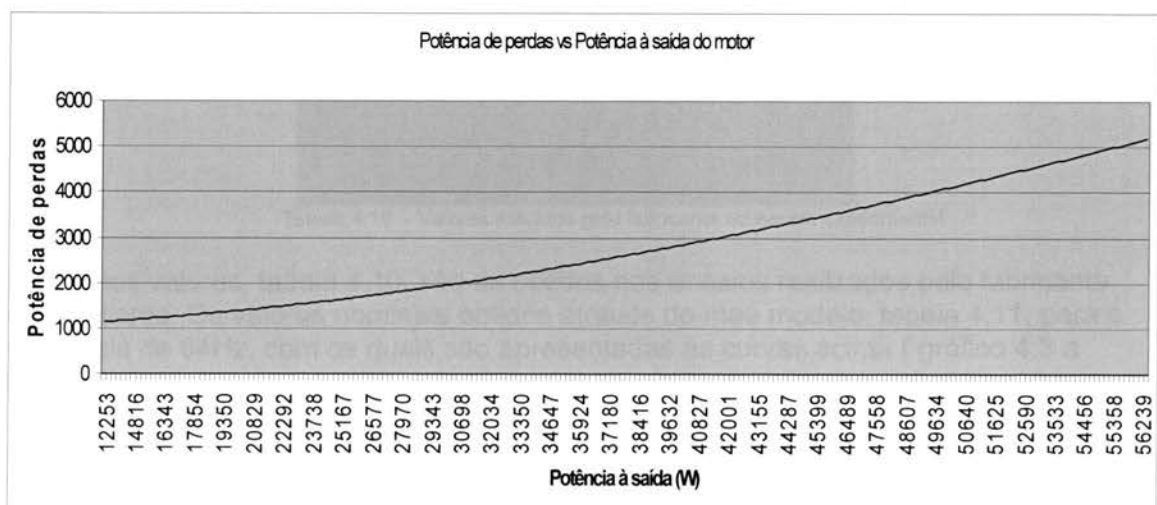


Gráfico 4.10 - Representação da potência de perdas (W) em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

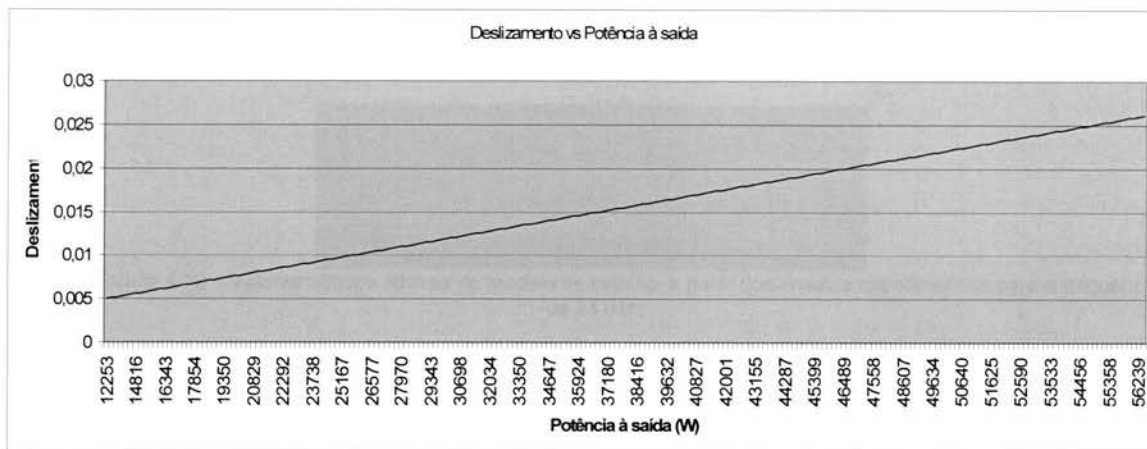


Gráfico 4.11 - Representação do deslizamento em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

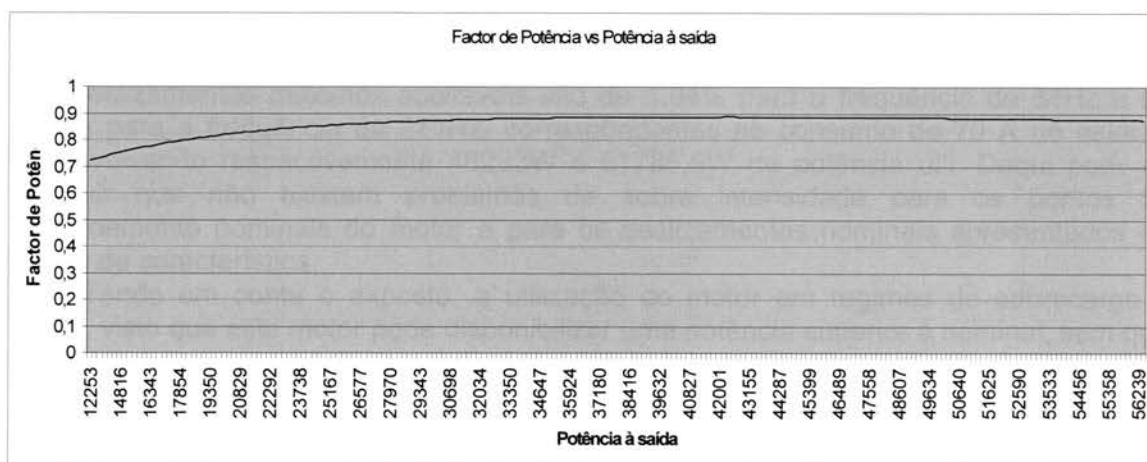


Gráfico 4.12 - Representação do factor de potência em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

O valor da tensão aplicada aos terminais do estator é de 525V para ambas as frequências. Os valores nominais do motor de tracção que correspondem ao ponto de funcionamento à potência nominal para a frequência de 84Hz, são:

Potência nominal à saída (W):	27500
Corrente na saída (A):	49,3
Rendimento (%):	92,12
Potência de perdas (W):	2390,6
Deslizamento (%):	1,06661
Factor de potência:	0,674

Tabela 4.10 - Valores medidos pelo fabricante no ensaio experimental

Estes valores, tabela 4.10, são os obtidos nos ensaios realizados pelo fabricante para o cliente. Os valores nominais obtidos através do meu modelo, tabela 4.11, para a frequência de 84Hz, com os quais são apresentadas as curvas acima (gráfico 4.3 a 4.12), são:

Potência nominal à saída (W):	27568,86
Corrente na saída (A):	49,2
Rendimento (%):	92,13
Potência de perdas (W):	2353
Deslizamento (%):	1,06
Factor de potência:	0,669

Tabela 4.11 - Valores obtidos através do modelo de calculo a partir dos ensaios experimentais para a frequência de 84Hz

Os valores nominais para a frequência de 211Hz obtidos através o meu modelo, são:

Potência nominal à saída (W):	45030,4
Corrente na saída (A):	60,17
Rendimento (%):	92,8
Potência de perdas (W):	3489,36
Deslizamento (%):	1,92
Factor de potência:	0,8867

Tabela 4.12 - Valores obtidos através do modelo de calculo a partir dos ensaios experimentais para a frequência de 211Hz

A partir dos valores acima representados, verifica-se que motor não apresenta qualquer limitação no seu desempenho. No entanto, o seu consumo é mais elevado que o anunciado pelo fabricante. Assim, e a título de exemplo, o consumo de corrente, à frequência de 84Hz, sobe de 48,5A para os 49,3A.

Com base no modelo elaborado, pode-se concluir que o motor não apresenta problemas de sobre intensidade de corrente, ou seja, não ultrapassa os 70A para regimes de operação em que o motor está a desenvolver a potência máxima. Os valores dos deslizamentos máximos aceitáveis são de 1,94% para a frequência de 84Hz e de 2,31% para a frequência de 211Hz, correspondentes ao consumo de 70 A no estator, desenvolvendo respectivamente 48233W e 51785,5W de potência útil. Daqui pode-se concluir que não existem problemas de sobre intensidade para os pontos de funcionamento nominais do motor e para os deslizamentos nominais apresentados na chapa de característica.

Tendo em conta o exposto, a utilização do motor em regimes de sobrecarga é viável, visto que este motor pode disponibilizar uma potência superior à nominal, sem que se ultrapasse o valor da corrente eléctrica máxima por ele suportável. Para uma frequência de alimentação de 84Hz o motor desenvolve a potência máxima com uma corrente no estator de valor 66,59A, enquanto que, para uma frequência de 211Hz o motor desenvolve os 45000W com uma corrente no estator de valor 60,17A.

Em termos de fadiga térmica do motor e tendo por base o meu estudo, para o mesmo desempenho, as características térmicas do sistema motor – refrigeração – não se aplicam. A potência de perdas máxima que o sistema de refrigeração pode dissipar por bogie, ou seja, nos quatro motores, é de 10kW. Como se pode verificar nos gráficos acima representados, as perdas nominais a uma frequência de 84Hz, reportadas nos ensaios do fabricante, são da ordem dos 2390.6W por motor referente a um deslizamento nominal de 1,06661%, o que perfaz uma potência de perdas de 9562.4W por bogie, satisfazendo, desta forma, a condição de arrefecimento.

No entanto, esta situação não se verifica para os valores nominais à frequência de 211Hz. Neste caso, a potência de perdas ronda os 3489.36W por motor, 13957,44W por bogie.

Através do gráfico 4.13, de deslizamento, e gráfico 4.14 ,das perdas, em função da potência à saída do motor, é possível verificar o comportamento térmico do motor. A frequência de alimentação em causa é de 84Hz.

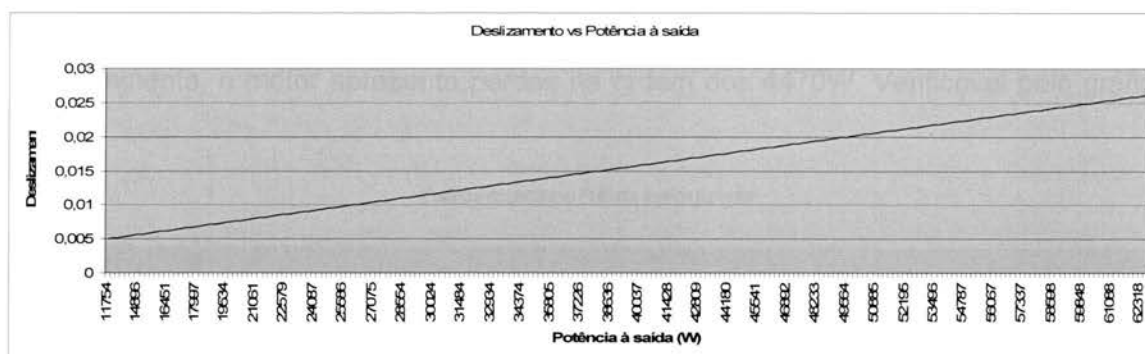


Gráfico 4.13 - Representação do deslizamento em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

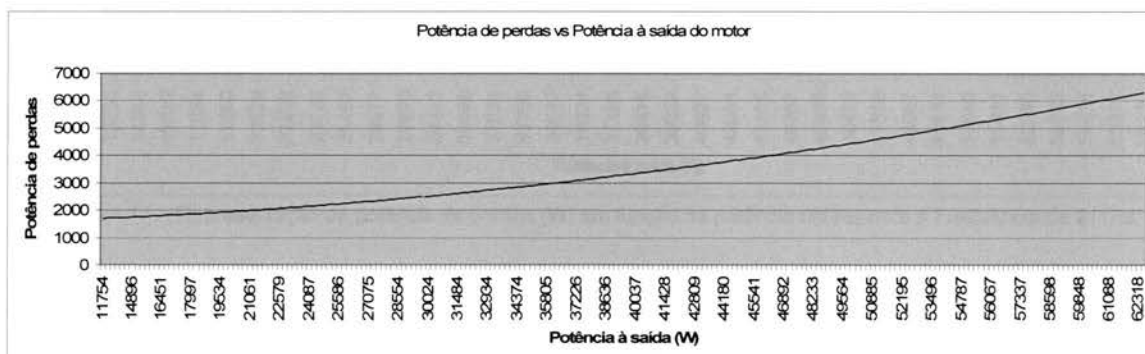


Gráfico 4.14 - Representação da potência de perdas (W) em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

Através do gráfico 4.15, relativo à corrente no estator em função da potência à saída, podemos verificar que, para uma frequência de 211Hz, a corrente máxima – 70A, só é atingida quando a potência apresenta o valor de 51,7kW.

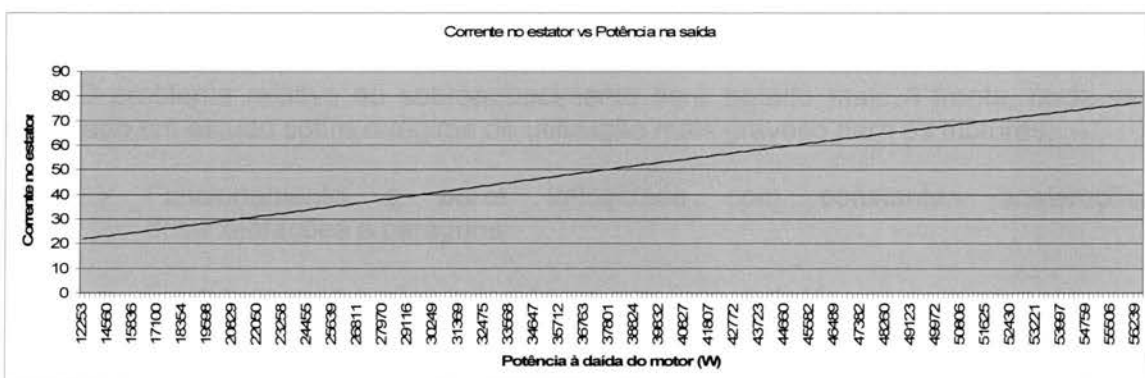


Gráfico 4.15 - Representação da corrente no estator (A) em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

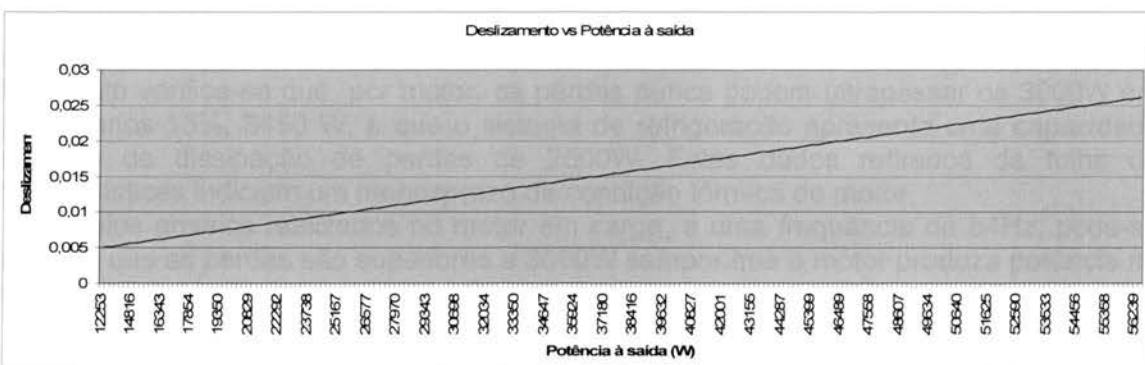
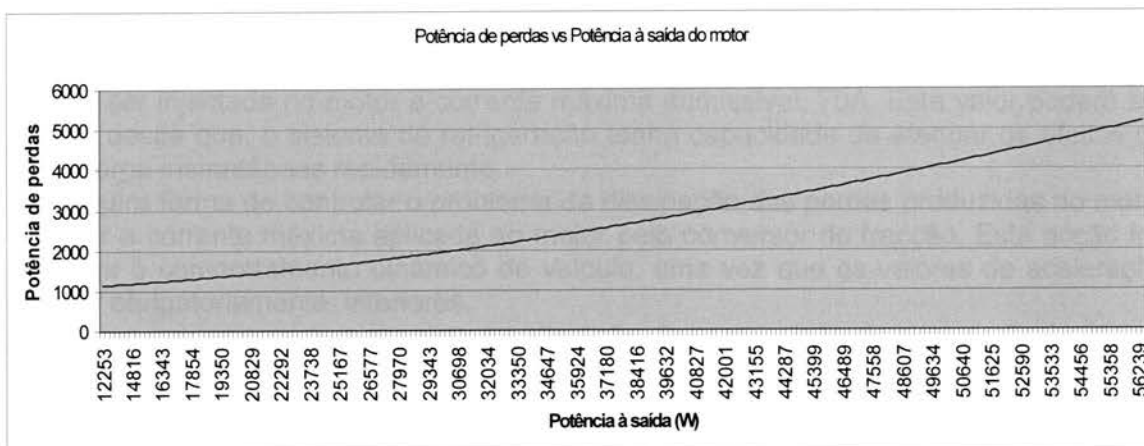


Gráfico 4.16 - Representação do deslizamento em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

Este valor de potência corresponde a um deslizamento de 2,31%. Neste ponto de funcionamento, o motor apresenta perdas na ordem dos 4470W. Verificável pelo gráfico 4.17.

Gráfico 4.17 - Representação da potência de perdas (W) em função da potência útil (w) para a Frequência de 211Hz

Quando se atinge a potência máxima anunciada pelo fabricante, 45000W, o valor da potência de perdas é de 3880,5W para a frequência de 84Hz e de 3489,36W para a frequência de 211Hz, conforme se pode verificar nos gráficos 4.14 e 4.17.

Neste caso, estamos perante regimes de utilização que podem originar sobre aquecimento no motor, devido ao valor da potência de perdas para o qual o sistema de refrigeração está projectado ser de valor inferior ao das perdas produzidas.

Existe, também, a situação dos deslizamentos nominais apresentados nas chapas de características dos motores. Nestes pontos de funcionamento, o motor apresenta perdas na ordem dos 2924,97W para a frequência de 84Hz (deslizamento nominal de 1,389%) e perdas que rondam os 3804W para a frequência de 211Hz (deslizamento nominal de 2,053%).

O problema relativo ao sobreaquecimento será tratado mais à frente, onde será efectuado um estudo sobre o regime de utilização mais gravoso para os motores:

- ✓ Funcionamento a baixa velocidade com constantes acelerações, desacelerações e paragens;
- ✓ Funcionamento a altas velocidades com longas distâncias entre paragens.

É necessário que a informação teórica, obtida através dos modelos de simulação, seja validada de uma forma experimental para que as curvas características do motor, em todas frequências de operação, possam ser traçadas com rigor.

Numa análise prévia, concluiu-se que o fabricante não valorizou a questão da dissipação das perdas produzidas no motor. Na folha de características apresentada pelo fabricante verifica-se que, por motor, as perdas nunca podem ultrapassar os 3000W em pelo menos 15%, 3450 W, e que o sistema de refrigeração apresenta uma capacidade máxima de dissipação de perdas de 2500W. Estes dados retirados da folha de características indiciam um menosprezo da condição térmica do motor.

Pelos ensaios realizados no motor em carga, a uma frequência de 84Hz, pode-se concluir que as perdas são superiores a 3000W sempre que o motor produza potência na saída superior à nominal.

Durante a sua utilização, o motor é sujeito a solicitações que fazem com que ele opere com deslizamentos muito superiores aos nominais, normalmente, em regimes de aceleração. Neste caso, o binário solicitado ao motor é bastante superior ao nominal, o que provoca stress no motor e aumento da corrente e das perdas. O que seria ideal, era que existisse um sistema de refrigeração que conseguisse dissipar as perdas produzidas pelo motor quando este consome a corrente máxima de 70A ou desenvolvesse a potência máxima de 45000W. O valor das perdas, máximas, que o sistema de refrigeração deveria ser capaz de dissipar por motor é de 4470W, que corresponde a estar a ser injectada no motor a corrente máxima admissível, 70A. Este valor poderá ser inferior desde que, o sistema de refrigeração tenha capacidade de atenuar os efeitos de sobrecarga instantâneas rapidamente.

Outra forma de controlar o problema da dissipação das perdas produzidas no motor é limitar a corrente máxima aplicada ao motor pelo conversor de tracção. Esta acção iria restringir o comportamento dinâmico do veículo, uma vez que os valores de aceleração seriam, obrigatoriamente, inferiores.

Uma outra alternativa consiste na alteração da composição da mistura do líquido de arrefecimento existente no sistema de refrigeração dos motores. Dado que, não é possível alterar o sistema de refrigeração, uma vez que, o caudal da mistura injectada no motor apresenta-se no valor máximo, ou seja, 32l/min., 8L/min. por motor. O ideal seria que, no sistema de refrigeração estivesse disponível uma mistura que permitisse obter um valor superior de dissipação da potência de perdas.

Para esclarecer qualquer dúvida que restasse em relação à validade dos parâmetros, do circuito equivalente "exacto", fornecidos pelo fabricante, também, simulamos, os mesmos, no modelo elaborado por nós, obtendo os seguintes gráficos.

Para os 84Hz:

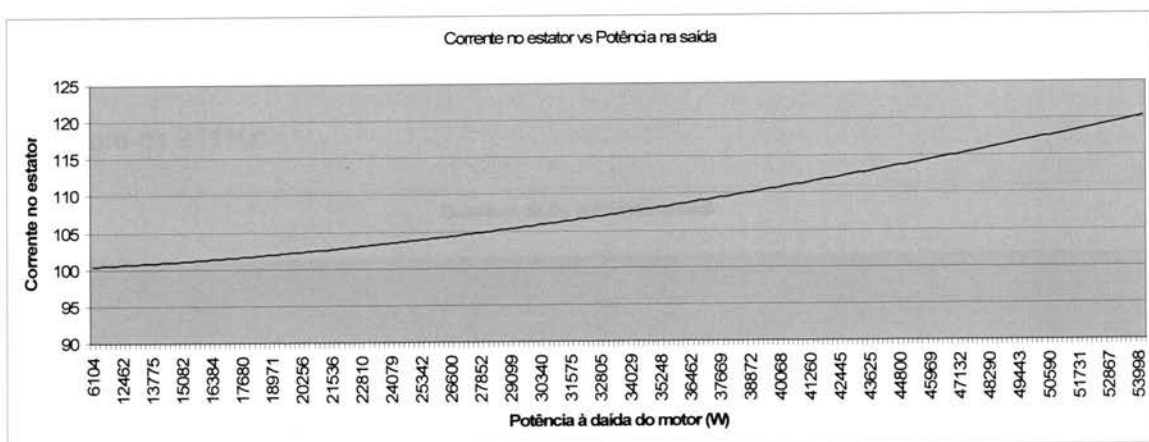


Gráfico 4.18 - Representação da corrente no estator (A) em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

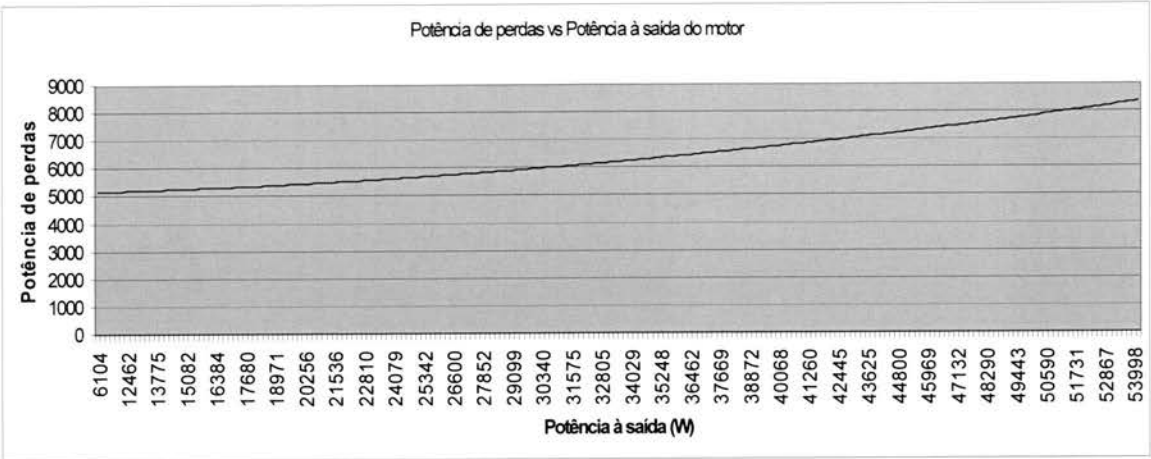


Gráfico 4.19 - Representação da potência de perdas (W) em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

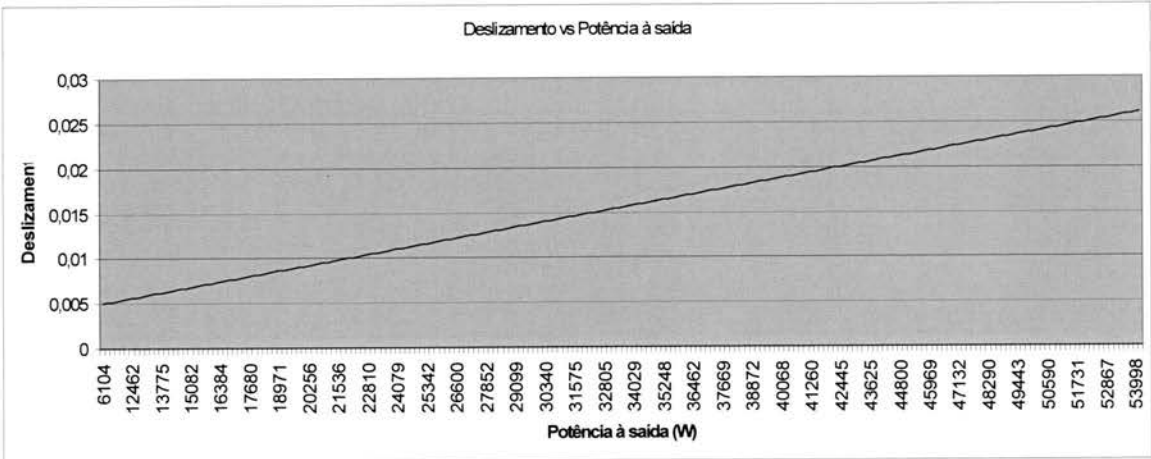


Gráfico 4.20 - Representação do deslizamento em função da potência útil (w) para a frequência de 84Hz

Para os 211Hz:

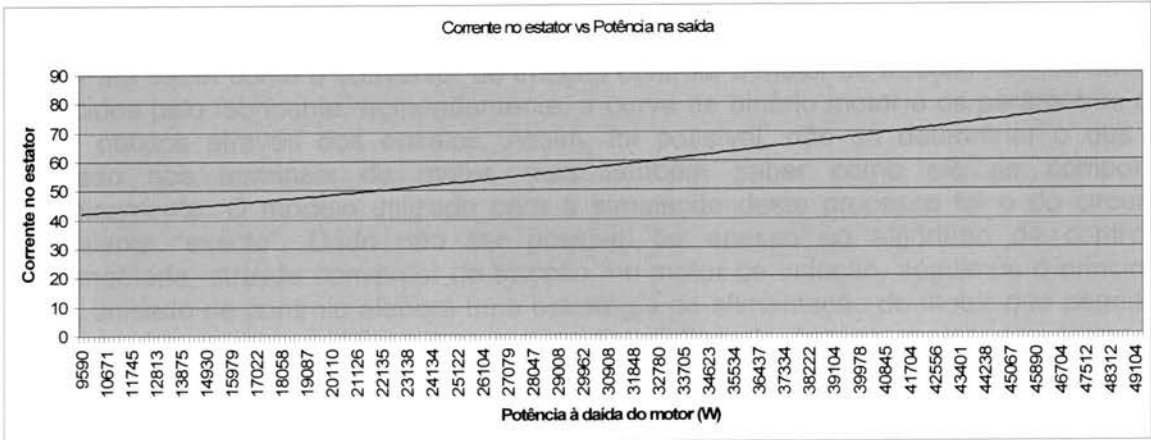


Gráfico 4.21 - Representação da corrente no estator (A) em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

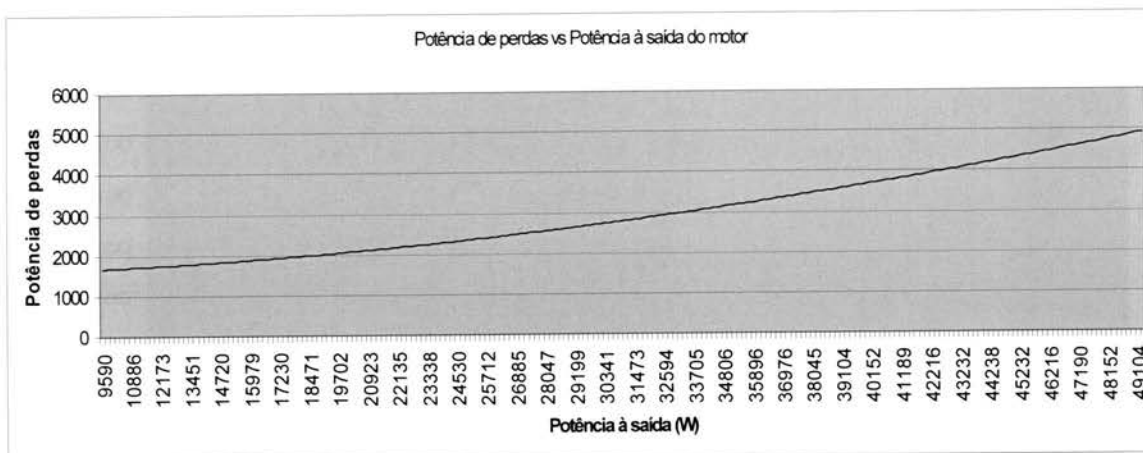


Gráfico 4.22 - Representação da potência de perdas (W) em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

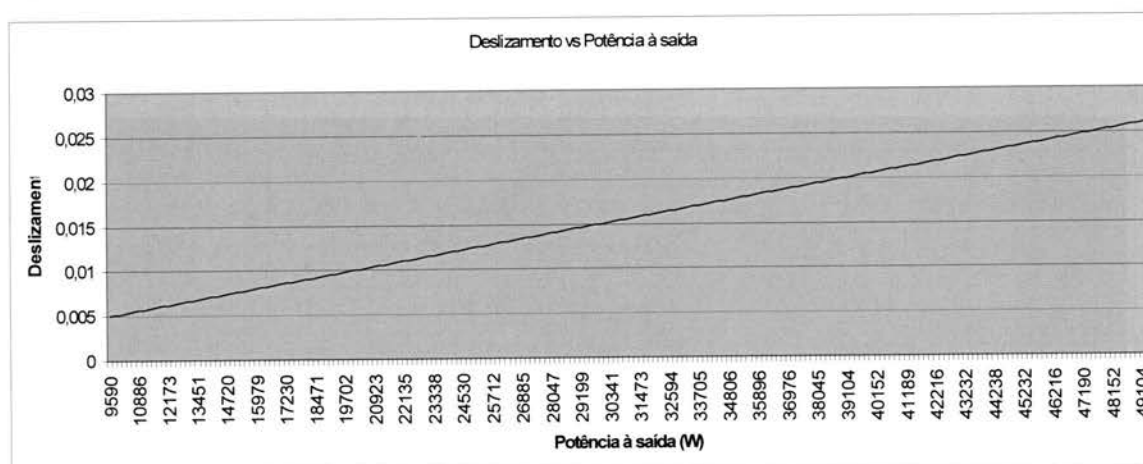


Gráfico 4.23 - Representação do deslizamento em função da potência útil (w) para a frequência de 211Hz

Analisando os gráficos 4.18 a 4.23 verifica-se que os valores obtidos, com os parâmetros fornecidos pelo fabricante, encontram-se desviados do esperado. Não correspondendo de nenhuma forma aos que possibilitam obter as características anunciadas pelo fabricante.

Para saber como o conversor de tracção controla o motor de tracção usei os dados fornecidos pelo fabricante, nomeadamente, a curva de binário motor e os parâmetros do motor obtidos através dos ensaios. Assim, foi possível, não só determinar o que é injectado nos terminais do motor, mas também saber como ele se comporta dinamicamente. O modelo utilizado para a simulação deste processo foi o do circuito equivalente "exacto". Dado não ser possível ter acesso ao algoritmo de controlo implementado, através conversor de tracção, no motor de indução, seguimos o princípio que a unidade de controlo elabora uma estratégia de alimentação do motor que permite, de certa forma, disponibilizar a curva característica de binário motor. De forma a conseguir esse objecto, o conversor define um procedimento de alimentação do motor, em que, controla a orientação do campo magnético e ao mesmo tempo determina qual o deslizamento necessário para obter essa mesma curva.

Seguindo esta lógica de controlo, no nosso modelo de simulação, as únicas variáveis de controlo são o valor da tensão aplicada aos terminais do motor e o valor do deslizamento (posição do rotor).

Os resultados obtidos encontram-se nos gráficos abaixo representados.

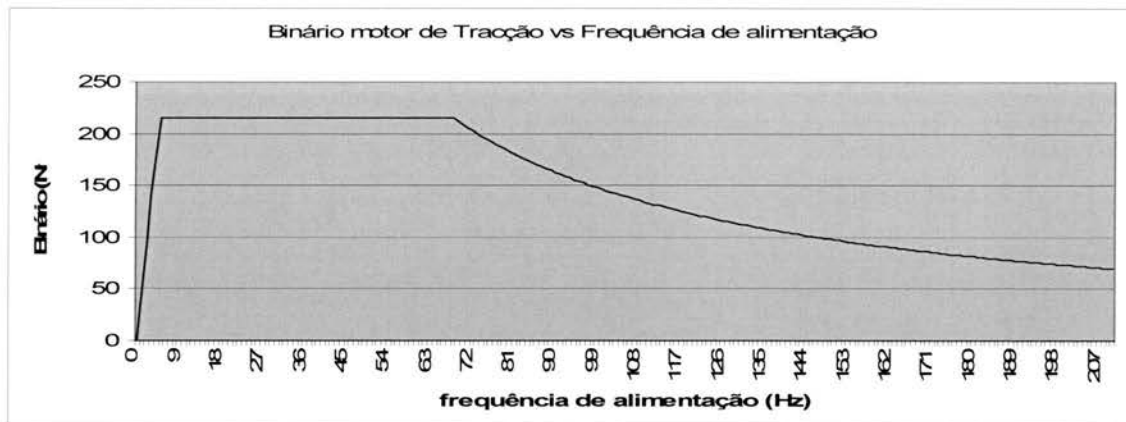


Gráfico 4.24 - Representação da curva característica de binário (Nm) em função da frequência de alimentação (Hz)

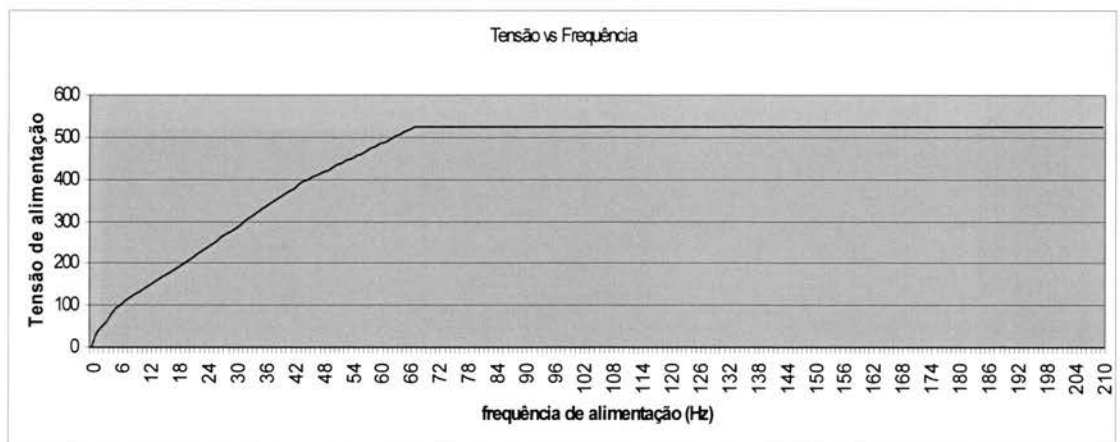


Gráfico 4.25 - Representação da curva de alimentação em tensão (V) em função da frequência de alimentação (Hz)

Este tipo de controlo baseia-se no aumento da amplitude da tensão em função do aumento do valor da frequência mantendo o campo magnético no motor constante, até ao ponto de enfraquecimento de campo. Esse ponto coincide com o ponto em que não é possível aumentar mais a amplitude da tensão e então, o fluxo do campo magnético não consegue permanecer constante, enfraquecendo, com o aumento da frequência.

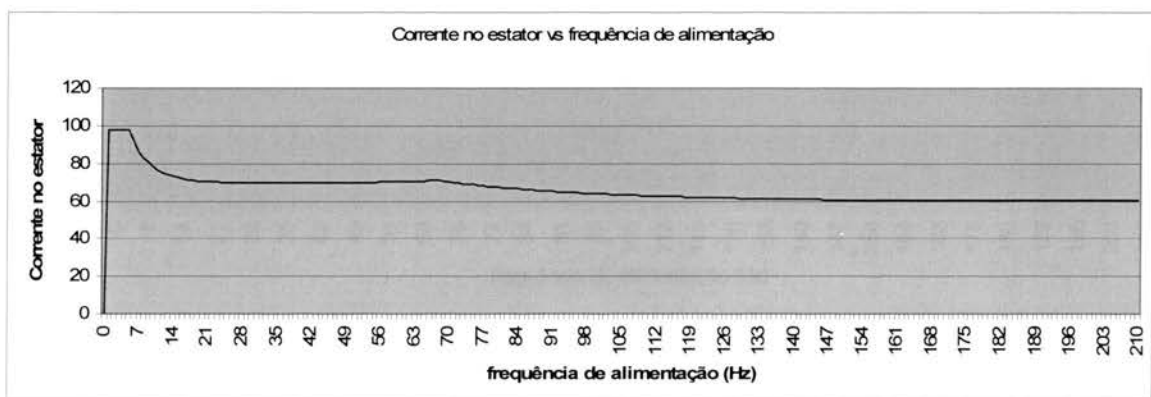


Gráfico 4.26 - Representação da curva de corrente no estator (A) em função da frequência de alimentação (Hz)

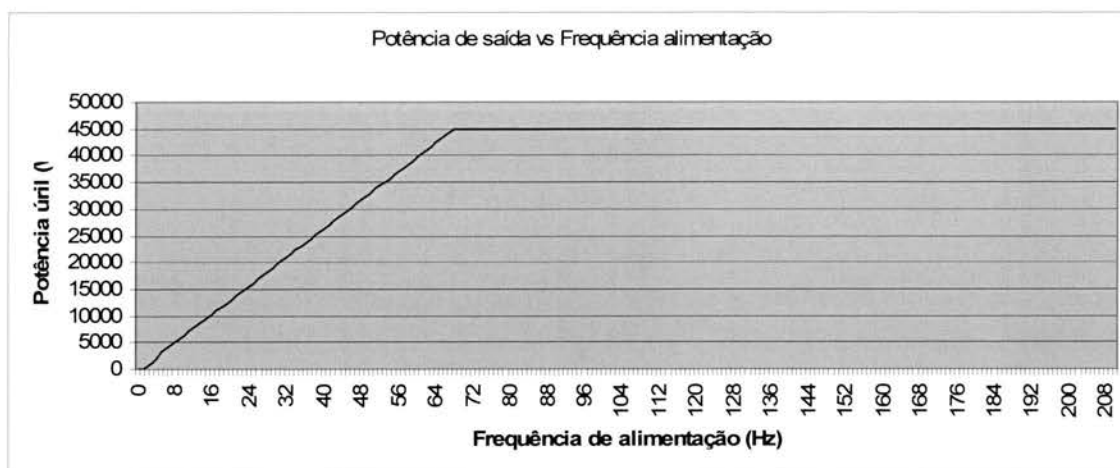


Gráfico 4.27 - Representação da curva de potência útil (W) em função da frequência de alimentação (Hz)

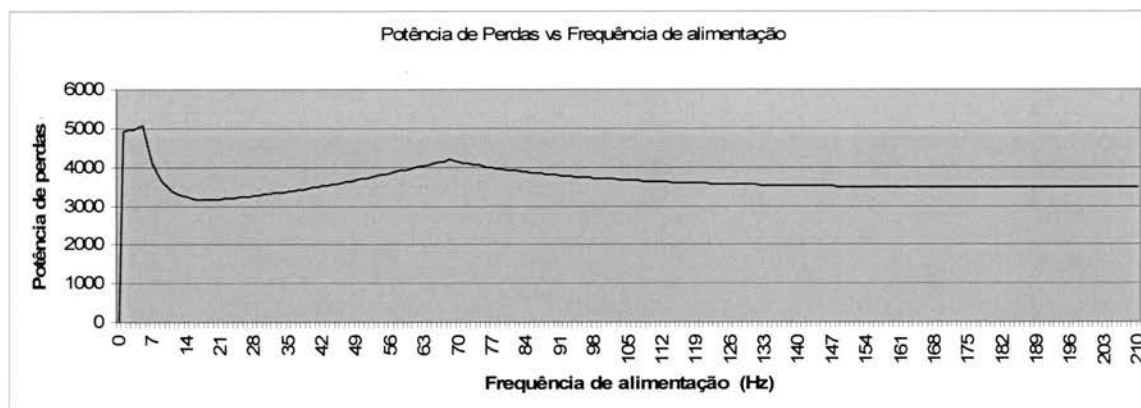


Gráfico 4.28 - Representação da curva de potência de perdas (W) em função da frequência de alimentação (Hz)

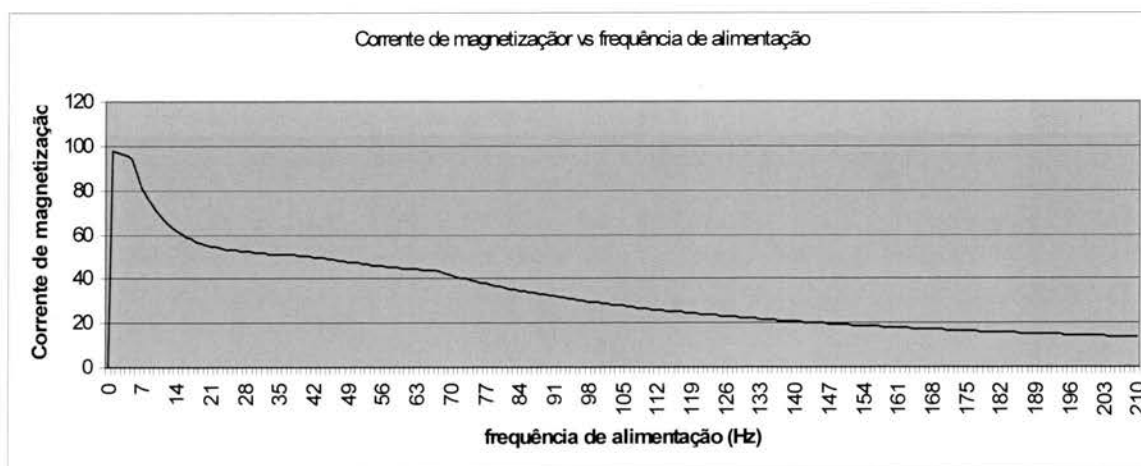


Gráfico 4.29 - Representação da curva de corrente de magnetização (A) em função da frequência de alimentação (Hz)

A corrente de magnetização apresenta um valor inicial elevado pelo facto de ser necessário criar uma força contra electromotriz, magnetização do circuito rotórico, a qual permitirá transformar a energia eléctrica fornecida ao estator em energia cinética – Lei de Lenz. A corrente de magnetização é responsável pela criação de um campo magnético.

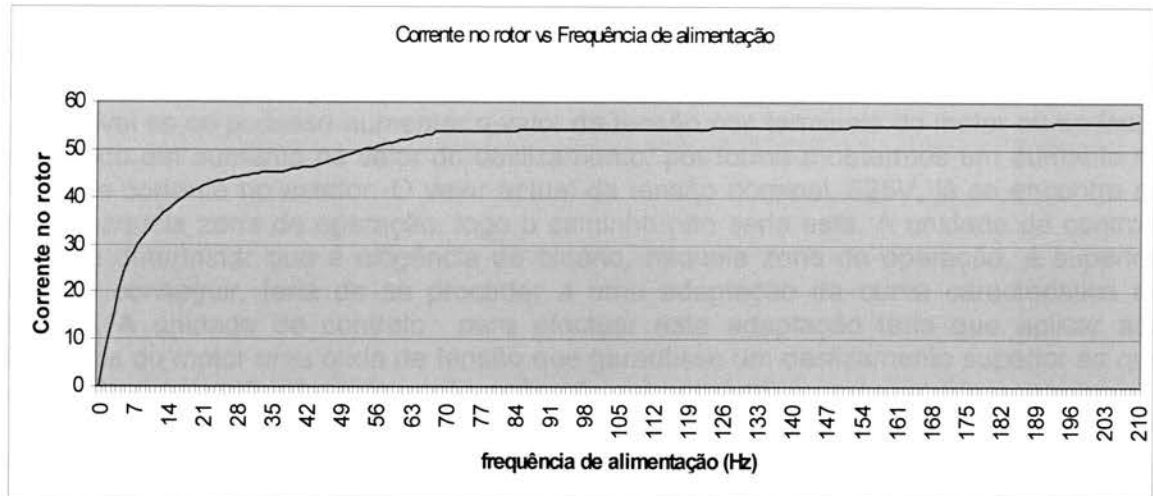


Gráfico 4.30 - Representação da curva de corrente no rotor (A) em função da frequência de alimentação (Hz)

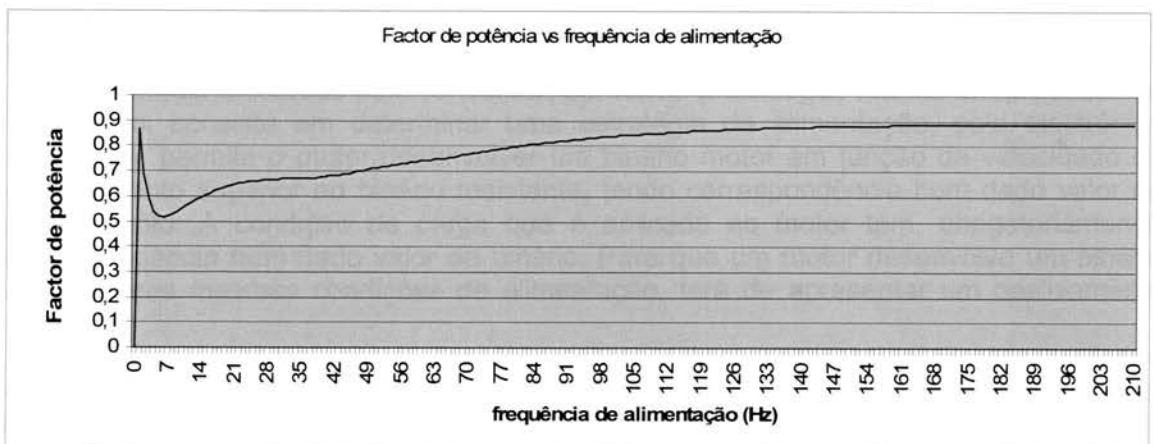


Gráfico 4.31 - Representação da curva do factor de potência em função da frequência de alimentação (Hz)

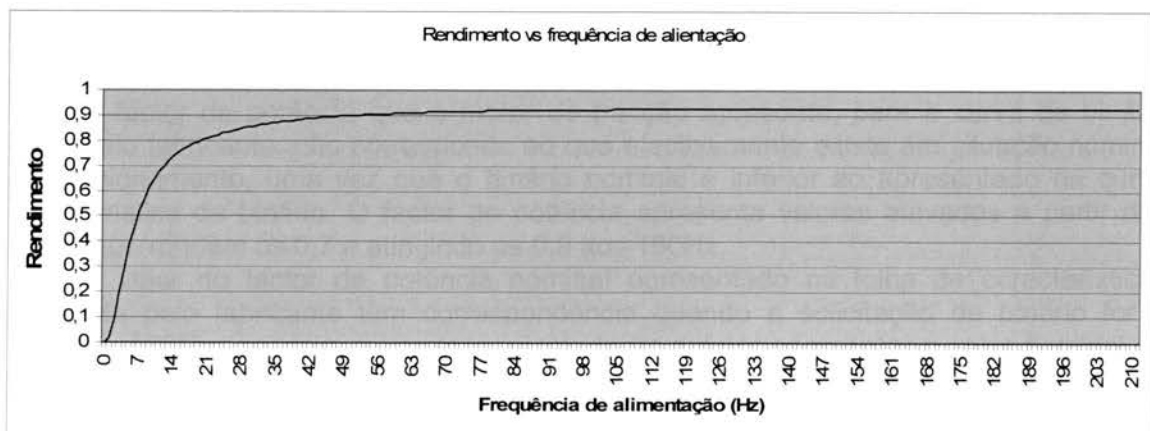


Gráfico 4.32 - Representação da curva do rendimento em função da frequência de alimentação (Hz)

Através da análise das curvas representadas pelos gráficos, 4.24 a 4.32, obtém-se um parecer positivo em relação ao aproveitamento das potencialidades do motor de tracção.

Na zona de frequências mais altas é possível efectuar melhorias, na medida em que o consumo da corrente médio se situa na ordem dos 62A, ou seja, longe dos 70A, corrente máxima no estator. Na realidade, este acto só garantiria um binário superior ao disponível se se pudesse aumentar o valor da tensão nos terminais do motor ou se fosse verificado um aumento no valor do deslizamento, por forma a obtermos um aumento no valor da corrente no estator. O valor actual da tensão nominal, 525V, já se encontra no limite naquela zona de operação, logo o caminho não seria este. A unidade de controlo poderia determinar que a exigência de binário, naquela zona de operação, é superior. Para o conseguir, teria de se proceder a uma adaptação da curva característica de binário. A unidade de controlo para efectuar esta adaptação teria que aplicar aos terminais do motor uma onda de tensão que garantisse um deslizamento superior ao que é actualmente verificado, esta acção pode não ser possível.

A condição de carga aplicada ao motor está directamente relacionada, de forma aproximadamente proporcional, com o valor obtido para o deslizamento.

O conversor de tracção possui a capacidade de obter uma aceleração variável, com o valor da solicitação pedida pelo manípulo de condução. Essa capacidade é conseguida pelo controlo, manipulação, da condição de carga que é aplicada ao motor. O motor tende a desenvolver um binário motor idêntico ao valor do binário resistente, logo não tem a capacidade de acelerar, após se encontrar no ponto de funcionamento em que o binário desenvolvido intersecta com o binário resistente.

O controlo efectuado pelo conversor, por forma a conseguir manter um processo de aceleração, consiste em determinar uma estratégia de alimentação, pela electrónica digital, que permita o motor desenvolver um binário motor em função da velocidade de deslocamento superior ao binário resistente, tendo correspondência num dado valor de deslizamento. A condição de carga que é aplicado ao motor tem, obrigatoriamente, correspondência num dado valor de binário. Para que um motor desenvolva um binário superior, nas mesmas condições de alimentação, terá de apresentar um deslizamento superior.

Outra possível melhoria e com efeito prático, é fazer variar a taxa de incrementação do valor da tensão, de tal forma que o consumo de corrente se situe, em qualquer frequência, no seu valor máximo, assegurando-se a devida margem de segurança e sem que se ultrapasse o valor nominal da tensão. Na verdade, esta acção já se encontra implementada, a taxa pela qual o valor da tensão é incrementada varia ligeiramente, em função de frequência de alimentação, o que garante um binário constante, de valor 215Nm. Se isto não se verificasse, teríamos uma curva de corrente no estator com oscilações para aquela gama de frequências.

O factor de potência que o motor de tracção apresenta, para a curva de binário dada pelo fabricante, não corresponde ao que efectivamente existe em situação nominal de funcionamento, uma vez que o binário nominal é inferior ao apresentado na curva característica de binário. O factor de potência apresenta valores elevados a partir dos 48Hz, que rondam os 0,7 e atingindo os 0,9 aos 160Hz.

O valor do factor de potência nominal apresentado na folha de características fornecida pelo fabricante tem correspondência quando a solicitação de binário for a nominal, 106Nm, ou seja, a corrente injectada no estator apresentar o valor nominal de 49,3 A.

De salientar que, este motor se encontra com uma estratégia de controlo bem delineada, podendo haver situações pontuais passíveis de sofrerem melhorias a nível de desempenho.

A funcionamento deste motor a elevadas velocidades não levanta preocupações, já que o consumo de corrente encontra-se dentro de limites aceitáveis, as possíveis perdas de sincronismo do bloco PWM estão acauteladas e o factor de potência tende a ser elevado, o que nos dá a garantia quanto ao não sobredimensionamento do motor para a dada aplicação.

No gráfico 4.28, está representado o valor da potência de perdas em função frequência de alimentação. Este gráfico fornece-nos uma ideia razoável do comportamento térmico do motor. Verifica-se que as situações mais gravosas para o motor são os arranques e as passagens de zona de binário constante para a zona de potência constante. Esta passagem entre zonas corresponde ao ponto em que o aumento do valor da tensão cessa.

Adiante, será efectuado um estudo do comportamento dinâmico do motor face a diferentes solicitações de binário, que se adaptam a situações reais do traçado da via onde o veículo circula.

4.2.1. Dinâmica do motor de tracção

O sistema da cargas num motor pode ser descrito pela equação fundamental do binário:

$$T - T_l = J \cdot dw_r/dt + w_r \cdot dJ/dt$$

$$J = J_{total} = J_{motor} + J_{carga}$$

Dado que a inércia equivalente no motor, não varia em função do tempo, $dJ/dt=0$, temos:

$$T = T_l + J \cdot dw_r/dt$$

Na equação acima representada está demonstrado que o binário motor – T , é contrabalançado com o binário de carga ou binário resistente – T_l , e com o binário dinâmico – $J(dw_r/dt)$. A componente do binário – $J(dw_r/dt)$ é chamada dinâmica pelo facto de apenas estar presente durante estados transitórios, acelerações e desacelerações.

O motor acelera ou desacelera dependendo se T é maior ou menor do que T_l . Durante a aceleração o motor deve produzir, não só a componente do binário de carga, mas também uma componente adicional de binário – $J(dw_r/dt)$, para que se consiga vencer a inércia do sistema e se ganhe velocidade. Nos motores em que a inércia é elevada, como por exemplo no “Eurotram”, o binário motor tem de ser bastante superior ao binário resistente para que se consiga obter uma aceleração adequada ao regime de utilização pretendido, dw_r/dt .

Nos motores que requerem uma resposta rápida face a estados transitórios, o binário motor deve ser mantido em níveis elevados e o binário resistente deve ter um valor baixo dado que o valor de inércia é constante. Isto traduz-se numa resposta que será tanto melhor quanto maior for a diferença entre o binário motor e o binário resistente.

A energia associada ao binário dinâmico – $J(dw_r/dt)$ - é armazenada sob a forma de energia cinética - E_c , sendo dado pela seguinte fórmula:

$$E_c = J(w_r^2)/2$$

Durante a desaceleração, o binário dinâmico – $J(dw_r/dt)$, tem um sinal negativo. Assim, o binário desenvolvido tem sentido contrário, ou seja, a produção de energia ocorre a partir da energia cinética armazenada no rotor.

Para criar um binário dinâmico de sinal negativo, binário resistente ou de frenagem, o motor tem que ter uma frequência de alimentação inferior à frequência de rotação do rotor.

Efectuou-se a análise da dinâmica do motor de tracção através de um processo contínuo de cálculo das grandezas mecânicas inerentes à circulação do veículo na via em traçados com diferentes inclinações, em diversas situações de carga e com diferentes diâmetros de rodas.

Posteriormente, as solicitações a que o veículo é sujeito foram convertidas em situações que obrigam o motor a responder. Para dar início ao estudo do comportamento dinâmico do veículo foi necessário calcular o binário resistente no motor em qualquer traçado de via. É necessário, também, determinar o momento de inércia equivalente no motor. A inércia exercida no motor resulta do peso do veículo, do raio da roda resilente, da relação da caixa de engrenagem e da inércia do rotor do motor.

Diâmetros e Massa da roda resilente	
d a meio uso (m)	0,525
d novo (m)	0,555
d gasto (m)	0,505
Peso da roda resilente nova (kg)	128

Tabela 4.13 – Informação técnica sobre roda resilente implementado no "Eurotram"

Condições de carga em função a inclinação do traçado da via			
	Mtotal (ton.)	Inclinação, α (%)	
Tara	40,54	0	
Condição de carga normal	55,66	0	
Condição de carga máxima	61,08	0	
Condição de carga excepcional	66,59	0	
Tara	40,54	3	
Condição de carga normal	55,66	3	
Condição de carga máxima	61,08	3	
Condição de carga excepcional	66,59	3	
Tara	40,54	8	
Condição de carga normal	55,66	8	
Condição de carga máxima	61,08	8	
Condição de carga excepcional	66,59	8	

Tabela 4.14 – Informação técnica sobre condições de carga e inclinações do traçado com que o "Eurotram" opera

Para calcular as curvas de Binário Resistente em patamar e em rampa, em diferentes situações de carga, efectuei o cálculo da força resistente ao avanço, do binário resistente na roda e fiz a transposição para o motor.

A força resistente a que o veículo é sujeito, quando se desloca a uma dada velocidade e com um dado perfil (massa do veículo, inclinação da via), é obtido através da seguinte expressão:

$$F_{res} = M_{total} * (A_0 + \sin(\arctan(\alpha))) + B_2 * V^2$$

Mtotal	Massa total do veículo
A ₀	constante do veículo em N por toneladas (22,5)
A	Inclinação do patamar em percentagem
B ₂	Constante do veículo em N por (Km/h) ² (0,59 x 10 ⁻²)

Tabela 4.15 – Fórmula que determina a força resistente que é desenvolvida em função de velocidade e inclinação do traçado no "Eurotram"

A partir da expressão anterior, conseguem-se calcular as curvas de Binário resistente da roda e do motor através das fórmulas abaixo representadas:

$$T_{roda} = F_{res} \cdot (\text{diâmetro da roda}/2) \cdot (1/n^{\circ} \text{ de motores})$$

$$T_{motor} = T_{roda} \cdot (1/(\eta T \cdot kT))$$

Transmissão: KT: 7,65
 ηT : 95%

Tabela 4.16 – Conjunto de fórmulas que permitem determinar o binário resistente na roda, T_{roda} , e o binário resistente equivalente no motor, T_{motor} . Informações técnicas do rendimento, η , e da relação de transmissão, k , da caixa de transmissão

A partir da tabela 4.15, foi possível determinar as curvas de resistência em patamar, para diferentes situações de carga, estão representadas no gráfico 4.33.

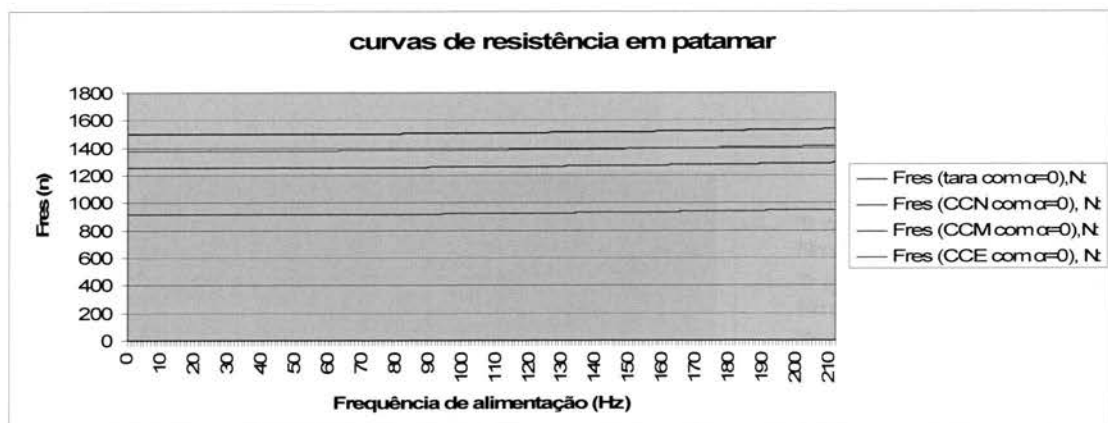


Gráfico 4.33 - Representação das curva de resistência (N) em função da frequência de alimentação (Hz) para diferentes condições de carga

As formulas usadas para o calculo das curvas representadas no gráfico 4.34 e no gráfico 4.35 encontram-se descritas na tabela 4.16.

As curvas de binário resistente roda em patamar, para diferentes situações de carga, estão representadas no gráfico 4.34.

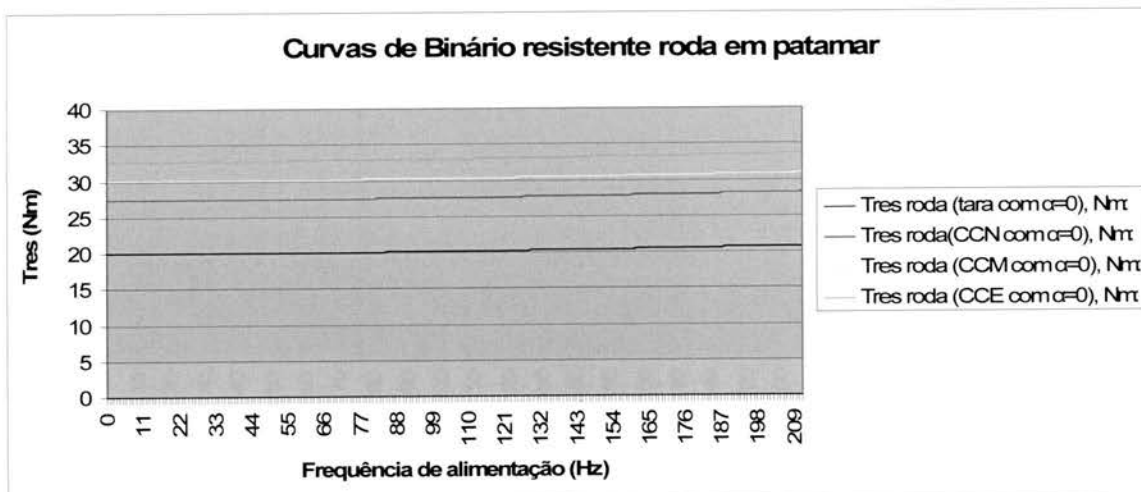


Gráfico 4.34 - Representação das curvas de binário resistente na roda (Nm) em função da frequência de alimentação (Hz) para diferentes condições de carga

As curvas de binário resistente motor em patamar, para diferentes situações de carga, estão representadas no gráfico 4.35.

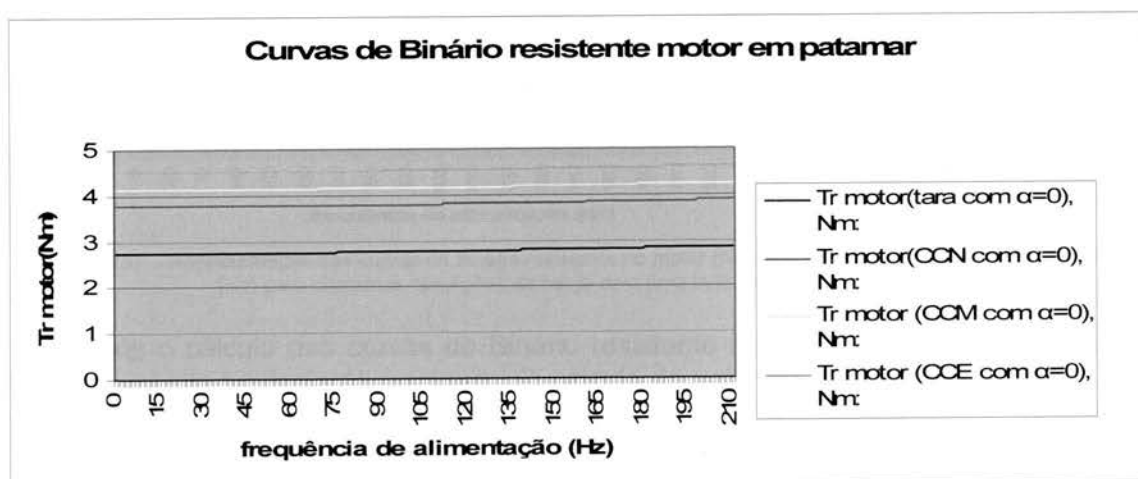


Gráfico 4.35 - Representação das curvas de binário resistente no motor (Nm) em função da frequência de alimentação (Hz) para diferentes condições de carga

As curvas de binário resistente motor em rampa com inclinação de 3% e 8%, abaixo representadas, para diferentes situações de carga:

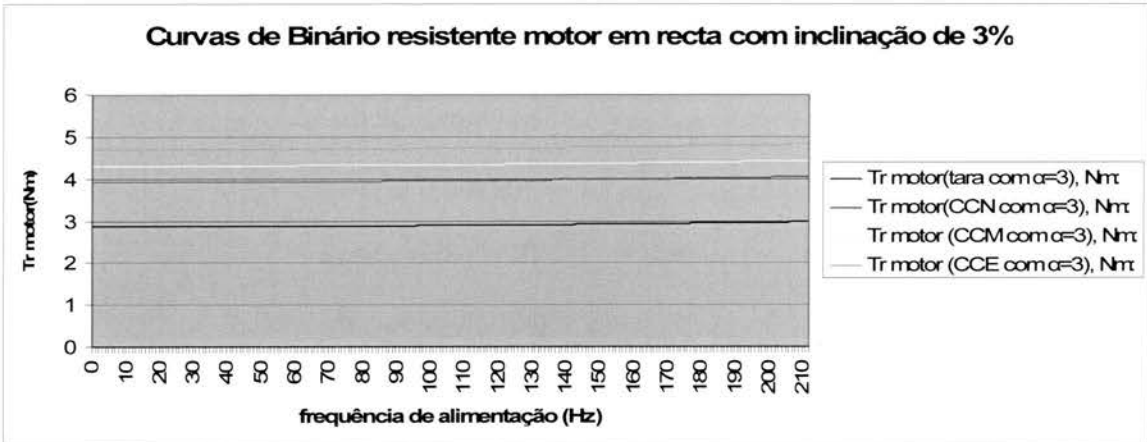


Gráfico 4.36 - Representação das curvas de binário resistente no motor (Nm) em função da frequência de alimentação (Hz) para diferentes condições de carga com uma inclinação de 3% no traçado

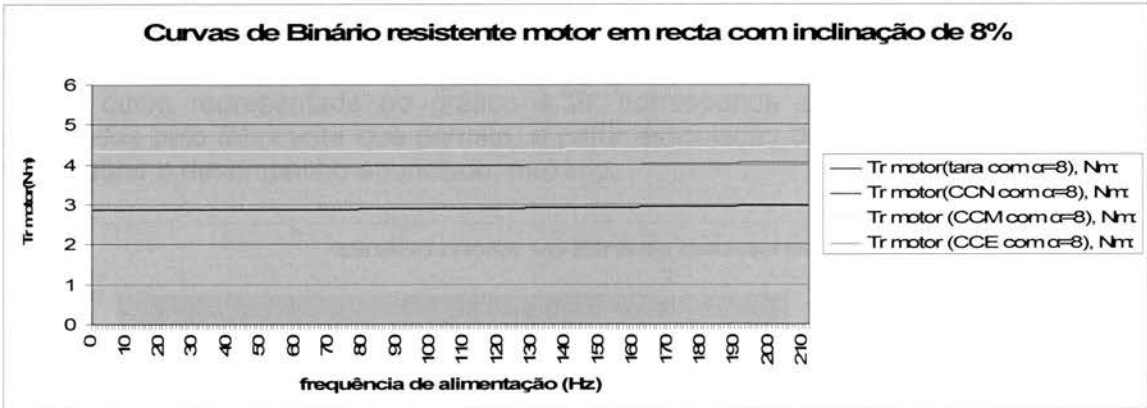


Gráfico 4.37 - Representação das curvas de binário resistente no motor (Nm) em função da frequência de alimentação (Hz) para diferentes condições de carga com uma inclinação de 8% no traçado

Após o cálculo das curvas de Binário resistente no motor é necessário calcular o valor da inércia equivalente no motor. O cálculo do valor da inércia é efectuado através das seguintes expressões:

$$\begin{aligned} J_{\text{veículo}} &= m_{\text{veículo}} \cdot (R_{\text{roda}})^2 & ; \\ J_{\text{roda}} &= 0,5 \cdot m_{\text{roda}} \cdot (R_{\text{roda}})^2 & ; \\ J_{\text{motor}} &= 0,12 \text{ kgm}^2 & ; \\ J_{\text{equivalente}} &= J_{\text{motor}} + ((n_2/n_1)^2) \cdot (J_{\text{roda}} + J_{\text{veículo}}) & ; \end{aligned}$$

A partir das expressões acima representadas, determinaram-se os valores de inércia equivalente com as rodas a meio uso e em duas situações de carga. Na primeira, foi com o veículo em tara e a segunda com o veículo em condição de carga máxima.

Tara em patamar c/ rodas a meio uso	
Jmotor (kgm ²):	0,12
Jroda (kgm ²):	4,171621622
Jveículo (kgm ²):	2793,459375
Jtotal veículo-motor (kgm ²):	47,92436578

Tabela 4.17 – Valores obtidos para: a inércia do motor, Jmotor, a inércia equivalente na roda, Jroda, a inércia do veículo, Jveículo, e a inércia equivalente no motor, Jtotal veículo-motor. Com condição de carga: tara.

CCM em patamar c/ rodas a meio uso	
Jmotor (kgm ²):	0,12
Jroda (kgm ²):	4,171621622
Jveículo (kgm ²):	4208,79
Jtotal veículo-motor (kgm ²):	72,1088

Tabela 4.18 – Valores obtidos para: a inércia do motor, Jmotor, a inércia equivalente na roda, Jroda, a inércia do veículo, Jveículo, e a inércia equivalente no motor, Jtotal veículo-motor. Com condição de carga: máxima.

A obtenção dos valores do binário resistente e da inércia exercida no motor permite, através da equação fundamental do binário, determinar a aceleração que o veículo consegue praticar em função do traçado da via, da carga e do diâmetro da roda.

Inicialmente, para se obter o desempenho referido pelo fabricante, foi necessário verificar qual a representação de binário motor que corresponde ao praticado pelo motor.

A curva representada no gráfico 4.38, corresponde a umas das duas curvas anunciadas pelo fabricante que permite, a partir associação do conversor de tracção ao motor, obter o desempenho anunciado, máximo.

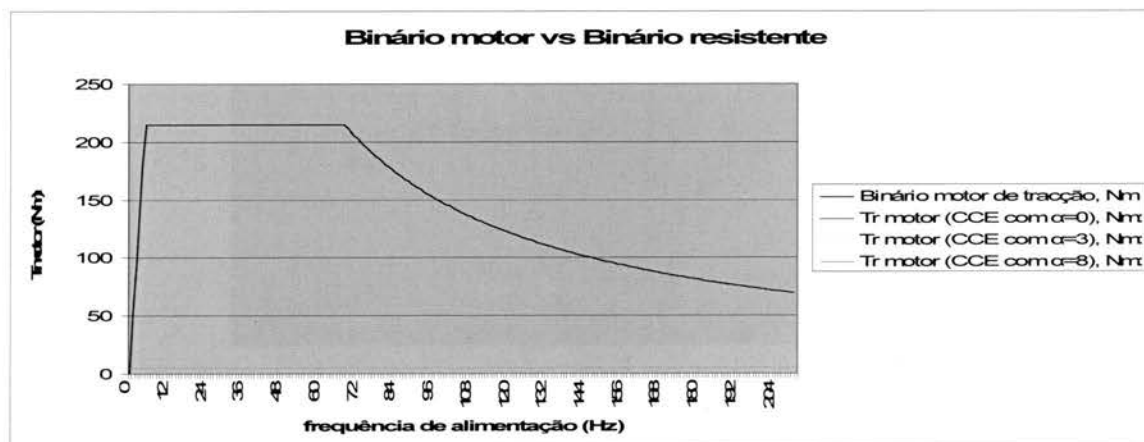


Gráfico 4.38 - Representação do binário motor e do binário resistente em condição de carga excepcional

As curvas assinaladas no gráfico 4.38 com a cor lilás, amarela e cion representam o valor do binário resistente motor com rodas a meio uso e em CCE.

A aceleração é calculada através da seguinte fórmula:

$$a = ((T_m - T_l) / J_{equiv}) \quad ;$$

Através da curva de binário motor representada no gráfico 4.38, da curva de binário resistente motor obtida no gráfico 4.35 e em conjugação com o valor da inércia equivalente no motor calculada na tabela 4.17, obteve-se o seguinte desempenho do motor em patamar e com rodas a meio uso:

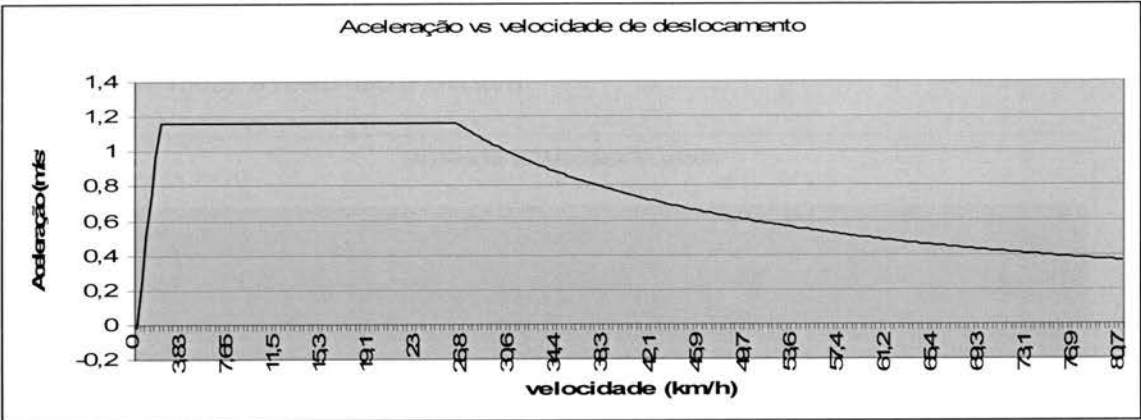


Gráfico 4.39 - Representação da aceleração disponível no motor (m/s^2) em função da velocidade (Km/h)

Através da curva de aceleração representada no gráfico 4.39, obtiveram-se as seguintes prestações:

aceleração 0-10km/h (m/s^2):	1,043
aceleração 0-15km/h (m/s^2):	1,081
aceleração 0-20km/h (m/s^2):	1,101
aceleração 0-25km/h (m/s^2):	1,111
aceleração 0-30km/h (m/s^2):	1,108
aceleração 0-35km/h (m/s^2):	1,081
aceleração 0-40km/h (m/s^2):	1,046
aceleração 0-45km/h (m/s^2):	1,008
aceleração 0-50km/h (m/s^2):	0,970
aceleração 0-55km/h (m/s^2):	0,902
aceleração 0-60km/h (m/s^2):	0,899
aceleração 0-65km/h (m/s^2):	0,869
aceleração 0-70km/h (m/s^2):	0,839
aceleração 0-75km/h (m/s^2):	0,810
aceleração 0-80km/h (m/s^2):	0,800

A outra curva fornecida pelo fabricante correspondente ao binário motor, encontra-se abaixo representada.

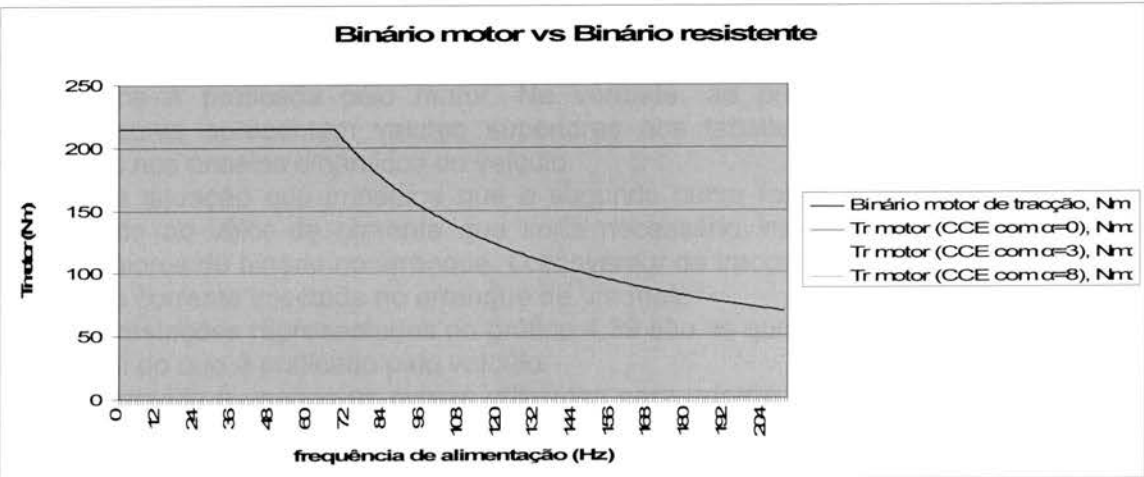


Gráfico 4.40 - Representação do binário motor e do binário resistente em condição de carga excepcional

Obteve-se, através da curva de binário representada no gráfico 4.40, o desempenho observável no gráfico 4.41. As condições de operação são de o veículo a circular em patamar, com rodas a meio uso e em tara.

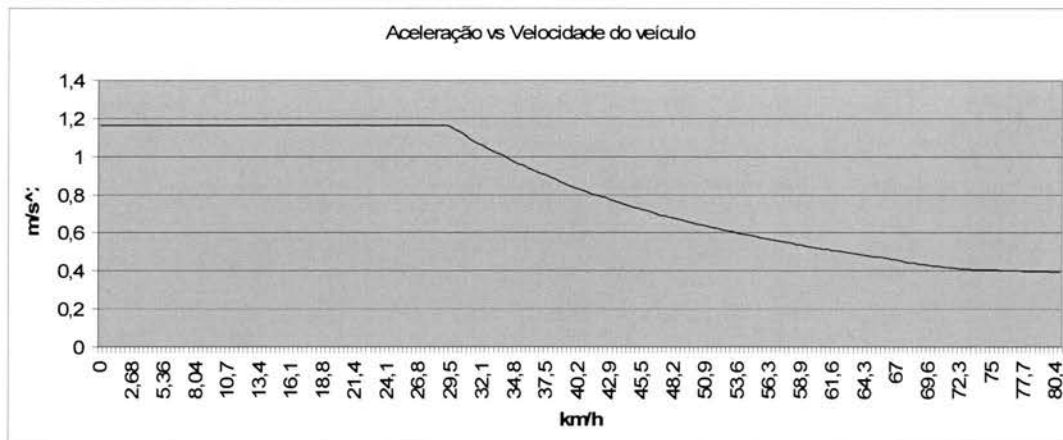


Gráfico 4.41 - Representação da aceleração disponível no motor (m/s^2) em função da velocidade (Km/h)

Através da curva de aceleração representada no gráfico 4.41, obtiveram-se as seguintes prestações:

aceleração 0-10km/h (m/s^2):	1,162594921
aceleração 0-15km/h (m/s^2):	1,162590755
aceleração 0-20km/h (m/s^2):	1,162584983
aceleração 0-25km/h (m/s^2):	1,162577606
aceleração 0-30km/h (m/s^2):	1,161781251
aceleração 0-35km/h (m/s^2):	1,143870156
aceleração 0-40km/h (m/s^2):	1,11270168
aceleração 0-45km/h (m/s^2):	1,075782305
aceleração 0-50km/h (m/s^2):	1,037153509
aceleração 0-55km/h (m/s^2):	0,998884988
aceleração 0-60km/h (m/s^2):	0,961842837
aceleração 0-65km/h (m/s^2):	0,926462896
aceleração 0-70km/h (m/s^2):	0,892701801
aceleração 0-75km/h (m/s^2):	0,86093552
aceleração 0-80km/h (m/s^2):	0,830259119

Assim, verifica-se que, na realidade, a segunda curva de aceleração não corresponde à praticada pelo motor. Na verdade, as prestações apresentadas na segunda curva apresentam valores superiores aos tabelados pelo fabricante e aos verificados nos ensaios dinâmicos do veículo.

Outra situação que impediria que a segunda curva fosse a praticada pelo motor corresponde ao valor de corrente que seria necessário injectar para conseguir obter aqueles valores de binário no arranque. O conversor de tracção está limitada a 98A, valor máximo de corrente injectada no arranque de um motor.

As prestações representadas no gráfico 4.39 são as que, de forma mais precisa, se aproximam do que é praticado pelo veículo.

De seguida e usando as curvas utilizadas para retratar o comportamento dinâmico do veículo, vou definir o perfil de utilização do veículo em dois regimes de operação, para o mesmo traçado de via, e determinar qual o mais favorável. Assim, usei o traçado da linha P no trajecto Senhora da Hora – Póvoa de Varzim, em dois tipos de serviço, o normal e o expresso.

Estação	Pk abs.	Veloc. permitida (km/h)	Estação	Pk abs.	Veloc. permitida (km/h)
via 1, normal			via 1, continuação		
	38422	40	Estação Modivas Centro		
	38447	0	Estação Modivas Norte	52267	0
Estação Sra. da Hora	38517	0		52337	0
	38542	50	1764	52362	80
615	38719	50		54050	80
	38991	50	Estação Mindeio	54088	40
Estação Fonte do Cuco	39132	40		54101	0
	39204	0	707	54171	0
	39229	80		54196	80
619	39413	80		54836	80
	39793	40	Estação Espaço Natureza	54866	40
Estação Custóias	39823	0		54878	0
	39893	0		54948	0
	39918	55	1469	54973	80
489	40052	80		55145	80
	40081	80		56345	60
Estação Gatões	40382	40	Estação Varziela	56405	40
	40452	0		56417	0
	40477	80		56487	0
1140	41178	80	788	56499	65
	41276	75		56836	70
Estação Esposade	41592	40		57168	65
	41672	0			65
	41697	80	Estação Árvore	57264	40
869	42500	80		57275	0
	42541	40		57345	0
Estação Carvalhas	42611	0	595	57371	60
	42635	80		57451	80
1026	43284	80		57770	60
Estação Crestins	43637	40		57838	60
	43710	0	Estação Azurara	57928	40
		80		57940	0
515	44147	20		58010	0
	44187	20	1148	58034	80
	44225	35		58775	35
Estação Os Verdes	44300	0		59065	35
	44325	80	Estação Sta Clara	59145	40
	44374	80		59158	0
891	44846	50		59228	0
	45055	50	600	59253	50
	45191	40		59694	50
Estação Pedras Rubras	45261	0		59817	40
	45286	45	Estação Vila do Conde	59828	0
	45461	80		59898	0
1077	46197	65	661	59910	50
	46325	40		60235	40
Estação Lidador	46338	0		60251	50
	46408	0		60511	50
	46433	80	Estação Alto da Pega	60547	40
	47795	80		60559	0
1918	48245	60	601	60629	0
	48291	60		60642	50
	48314	40		61140	50
Estação Vilar do Pinheiro	48326	0	Estação Portas Fronhas	61217	40
	48396	0		61230	0
	48409	80		61300	0
1967	50326	80	492	61325	50
	50351	40		61745	50
Estação Modivas Sul	50363	0	Estação S. Brás	61781	40
	50433	0		61792	0
	50458	80		61862	0
981	51360	80	555	61876	50
	51401	40		62266	50
Estação Modivas Centro	51414	0		62296	30
	51484	0	Estação Póvoa do Varzim	62391	40
	51498	80		62417	0
783	52230	80		62487	0
	52255	40			

Tabela 4.19 - Representação do trajeto Senhora da Hora – Póvoa do Varzim

No que diz respeito ao regime de operação, em serviço normal, o veículo efectua paragens em todas as estações, enquanto que no serviço expresso, pára apenas nas estações Senhora da Hora, Pedras Rubras, Vila do Conde e Póvoa do Varzim.

Na tabela anterior, podemos observar os valores relativos à velocidade permitida para aquele percurso de via, em função da sinalização local. O serviço expresso, apesar de não parar na maior parte das estações, tem que respeitar as velocidades de circulação.

Os gráficos abaixo representados, correspondem ao regime de operação que cada um deles executa.

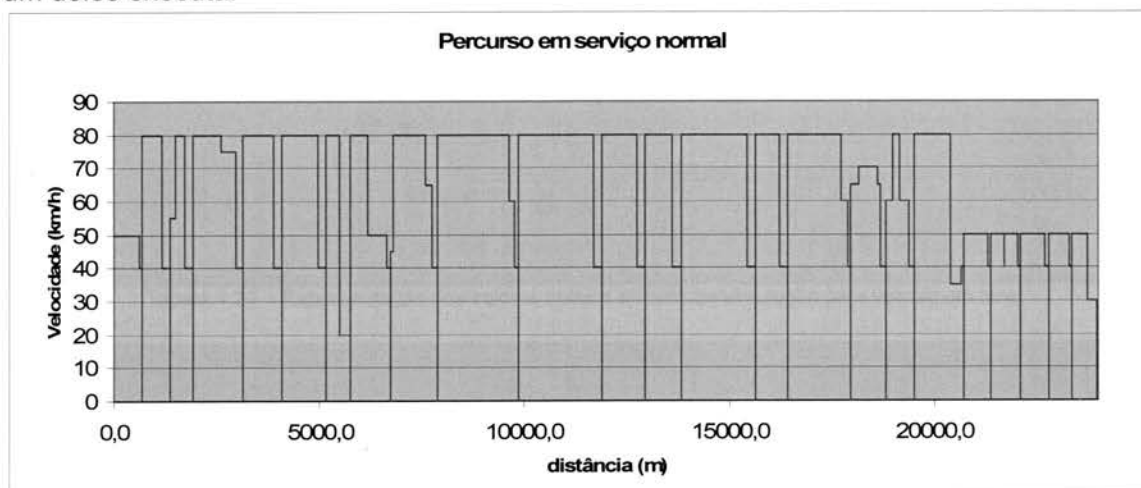


Gráfico 4.42 - Representação das velocidades praticadas (km/h) em função da distância do percurso (m) no regime normal de funcionamento

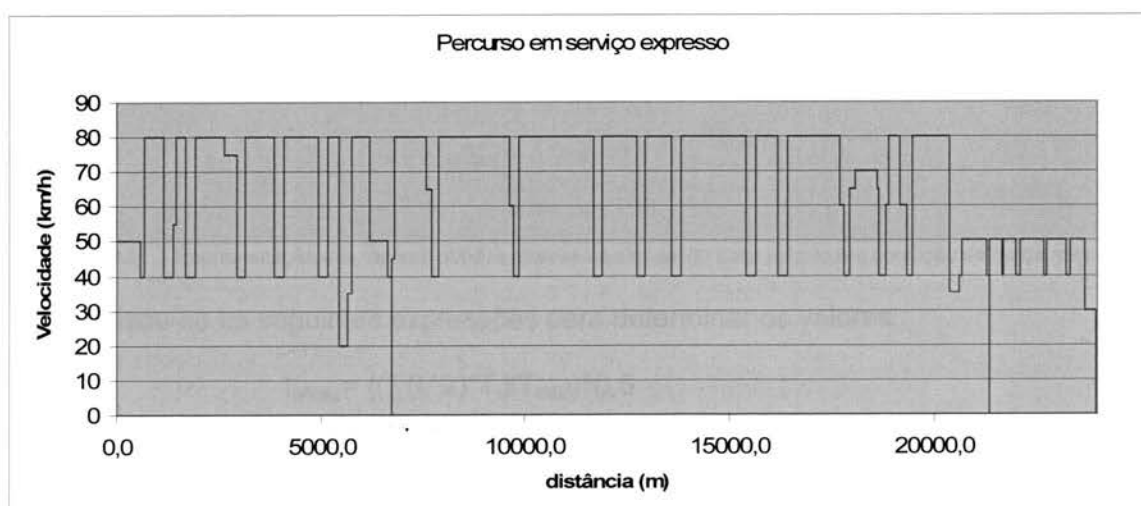


Gráfico 4.43 - Representação das velocidades praticadas (km/h) em função da distância do percurso (m) no regime expresso de funcionamento

Para avaliar o regime de operação mais favorável, definiu-se o percurso nos mesmos termos e determinou-se as duas condições de carga, nomeadamente, veículo em tara e em condição de carga máxima. Nas duas situações, usou-se o diâmetro de rodas a meio uso.

A avaliação dos regimes de operação foi efectuada em termos de consumo de corrente, de potência de perdas dissipadas, de potência fornecida, potência consumida da rede e de solicitação ao sistema de refrigeração.

Na tabela 4.20 e 4.21, está representado o consumo de corrente, a potência de perdas, a potência fornecida e a potência consumida da rede. Os valores representados nas tabelas 4.20 e 4.21 foram calculados de duas formas, abaixo indicado.

Modo de cálculo	Condição de carga	Unidades das grandezas calculadas	Serviço normal	Serviço Expresso
Corrente média	Tara	Corrente no estator (A)	32,44	33,41
		Potência de perdas (W)	1788,64	1880,52
		Potência fornecida (W)	15680,32	16703,77
		Potência consumida (W)	17468,96	18584,35
Corrente eficaz equivalente		Corrente no estator (A)	43,56	40,43
		Potência de perdas (W)	2385,6	2281,1
		Potência fornecida (W)	23893,5	26208,78
		Potência consumida (W)	26211,6	28373,59

Tabela 4.20 - Representação dos valores obtidos através da simulação para veículo em tara.

Modo de cálculo	Condição de carga	Unidades das grandezas calculadas	Serviço normal	Serviço Expresso
Corrente média	CCM	Corrente no estator (A)	37,16	37,61
		Potência de perdas (W)	2038	2119,265
		Potência fornecida (W)	18781,9	20845,72,57
		Potência consumida (W)	20820	22964,9
Corrente eficaz equivalente		Corrente no estator (A)	47,71	44,38
		Potência de perdas (W)	2607,6	2512
		Potência fornecida (W)	26165	29504,37
		Potência consumida (W)	28721	31927,84

Tabela 4.21 - Representação dos valores obtidos através da simulação para veículo em condição de carga máxima.

Utilizou-se as seguintes expressões para determinar os valores:

$$I_{\text{eficaz}} = ((\sum (I_i^2) \cdot T_i) / T_{\text{total}})^{0,5} ;$$

$$P_{\text{eficaz}} = ((\sum (P_i^2) \cdot T_i) / T_{\text{total}})^{0,5} ;$$

$$I_{\text{médio}} = \sum (I_i \cdot T_i) / T_{\text{total}} ;$$

$$P_{\text{médio}} = \sum (P_i \cdot T_i) / T_{\text{total}} ;$$

Onde:

T_i - Tempo parcial do período i ;

T_{total} - Tempo total do percurso ;

I_i - Corrente no período parcial i ;

P_i - Potência no período parcial i ;

I_{eficaz} - Corrente eficaz do percurso ;

P_{eficaz} - Potência eficaz do percurso ;

$I_{\text{médio}}$ - Corrente médio do percurso ;

$P_{\text{médio}}$ - Potência médio do percurso ;

Através das tabelas 4.20 e 4.21, verifica-se que o valor de corrente consumida aumenta proporcionalmente com o aumento da condição de carga. O valor da potência de perdas também aumenta.

Analisando o percurso, verifica-se que o consumo de corrente e produção de perdas no serviço expresso é inferior ao serviço normal, em termos eficazes. De salientar que neste regime, o motor de tracção efectua poucos arranques, 0 – X km/h, mas faz bastantes recuperações, X – X+Y km/h.

Verifica-se, também, que o valor da potência fornecida pelo motor é maior no serviço expresso do que no serviço normal. Mas, apesar da potência fornecida ser de valor superior, o motor consome menos corrente e produz menos perdas do que no serviço normal, como é verificável na tabela acima. A partir desta informação pode-se concluir que a potência fornecida não é um factor crucial no processo de decisão de qual dos regimes é mais gravoso. O valor da potência fornecida pelo motor está relacionado, sobretudo, com a velocidade médio praticada no serviço expresso apresentar um valor superior ao da velocidade média praticado no serviço normal.

Em termos de valores eficazes das grandezas, o serviço normal é ligeiramente mais gravoso como verificável na tabela acima.

Em termos de grandezas médias o regime normal aparece ligeiramente menos gravoso para o motor do que o serviço expresso. Mas é interessante realçar que o valor das grandezas eficazes é que é tomado como base no cálculo de potências. Logo será este o valor adoptado como referência na comparação.

Como será verificável nos gráficos abaixo, em termos energéticos o serviço expresso apresenta um valor ligeiramente inferior de desempenho do sistema. No serviço normal a percentagem final de solicitação média do sistema de refrigeração é de 81,53% e no serviço expresso é de 84,64%, em condição de carga máxima.

Este facto está relacionado com o rácio entre distância percorrida e tempo dispendido para percorrer essa distância. Esse rácio apresenta um valor superior para o serviço expresso que se traduz em menor tempo disponível para o sistema de refrigeração evacuar o calor produzido no motor.

Os gráficos abaixo traduzem valores médios de processos de aceleração, frenagem e deriva ao longo do percurso total em cada um dos regimes de operação.

✓ Corrente consumida em função da distância

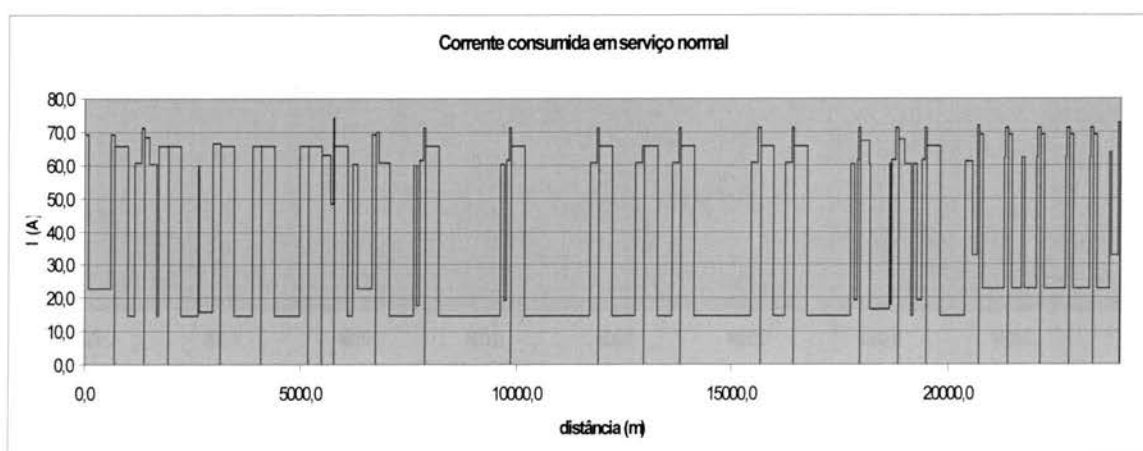


Gráfico 4.44 - Representação da corrente consumida (A) em função da distância do percurso (m) no regime normal de funcionamento

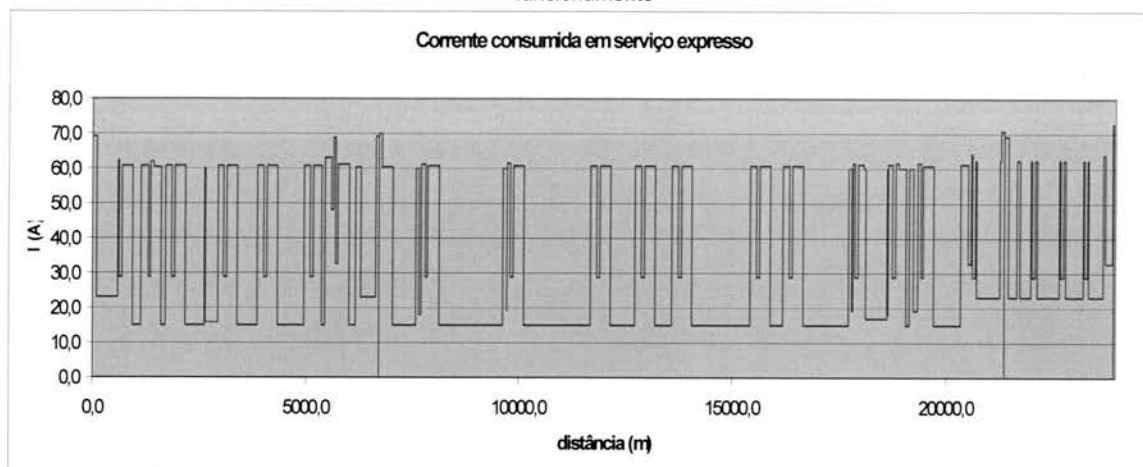


Gráfico 4.45 - Representação da corrente consumida (A) em função da distância do percurso (m) no regime expresso de funcionamento

✓ Corrente consumida em função do tempo

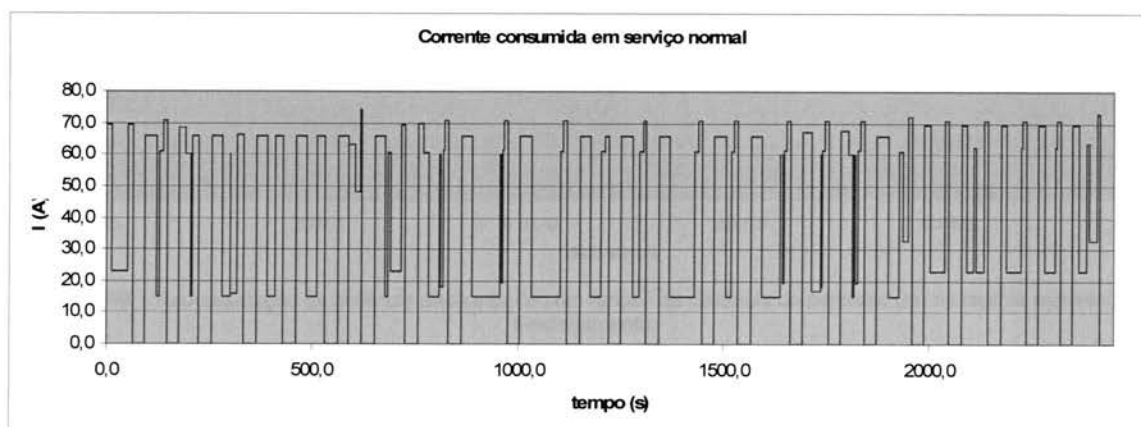


Gráfico 4.46 - Representação da corrente consumida (A) em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento

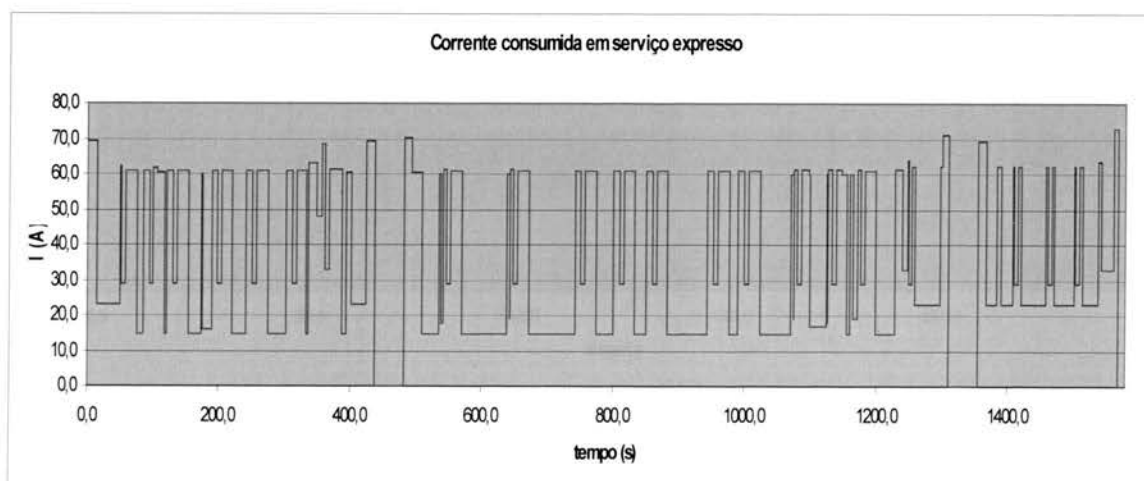


Gráfico 4.47 - Representação da corrente consumida (A) em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento

✓ Potência de perdas dissipada em função da distância

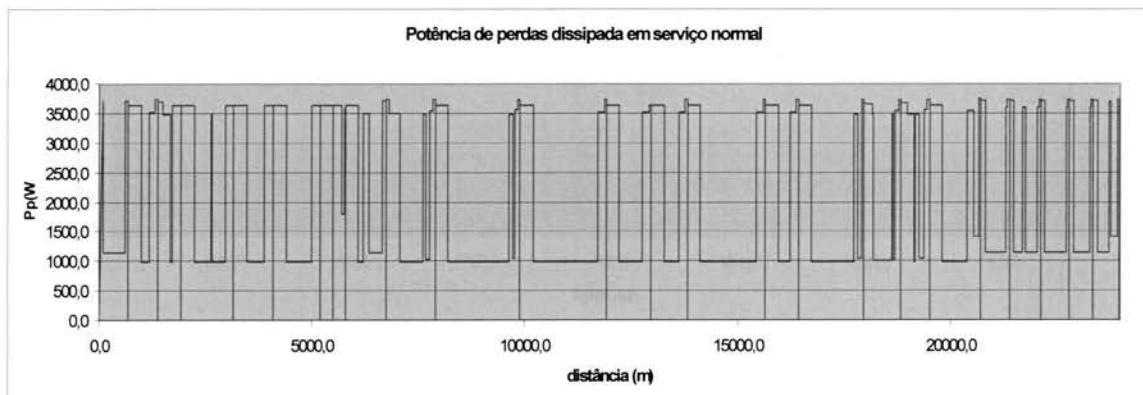


Gráfico 4.48 - Representação da potência dissipada (W) em função da distância do percurso (m) no regime normal de funcionamento

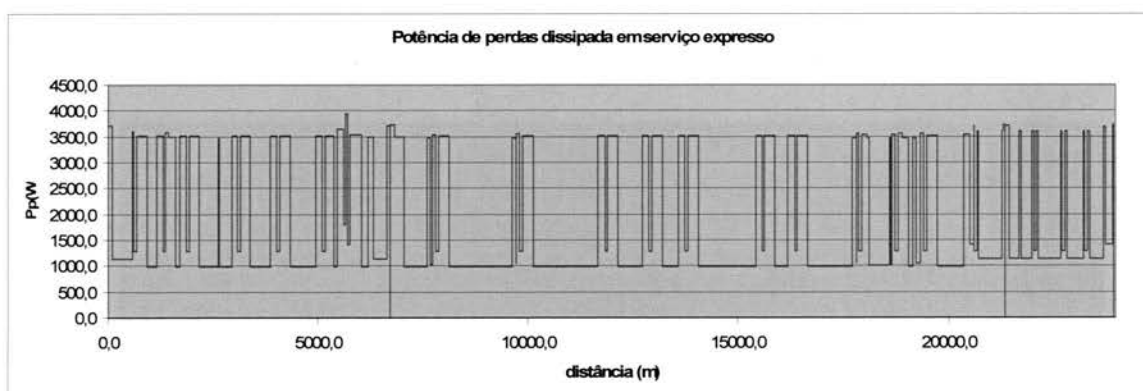


Gráfico 4.49 - Representação da potência dissipada (W) em função da distância do percurso (m) no regime expresso de funcionamento

✓ Potência de perdas dissipada em função do tempo

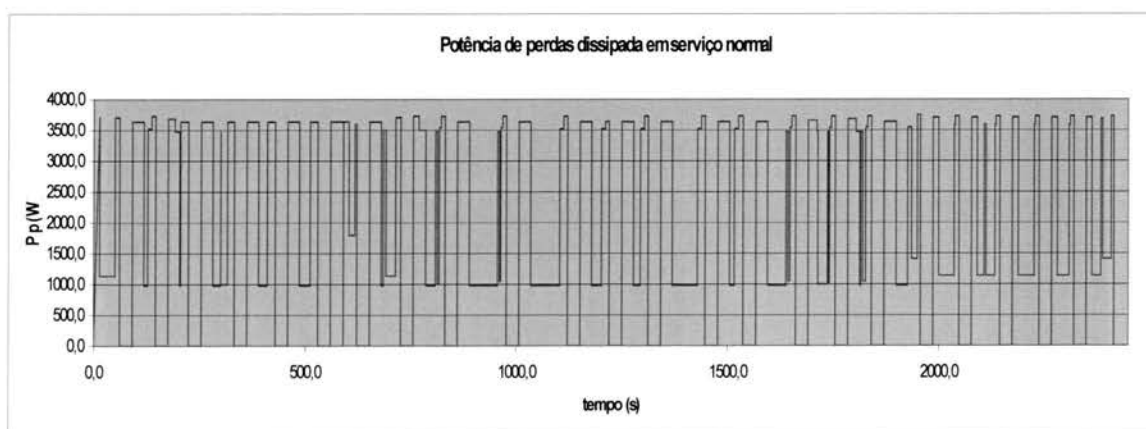


Gráfico 4.50 - Representação da potência dissipada (W) em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento

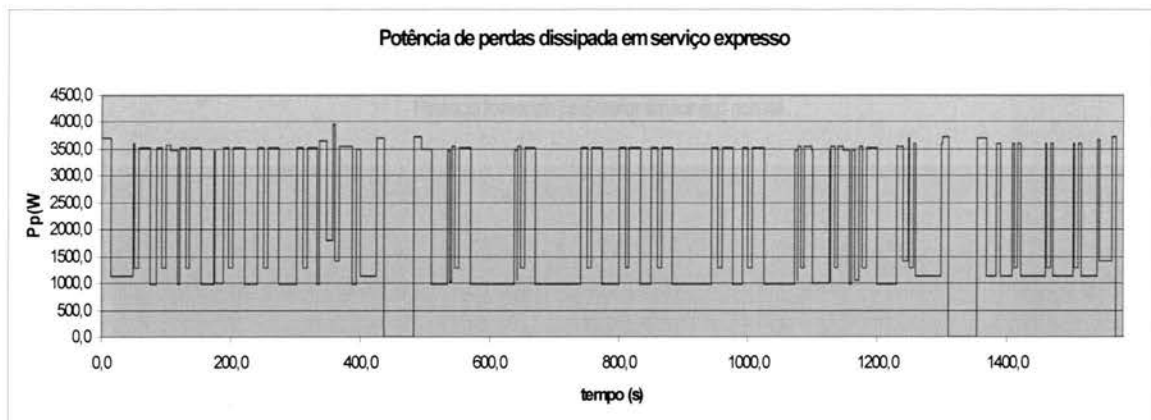


Gráfico 4.51 - Representação da potência dissipada (W) em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento

✓ Potência fornecida em função da distância

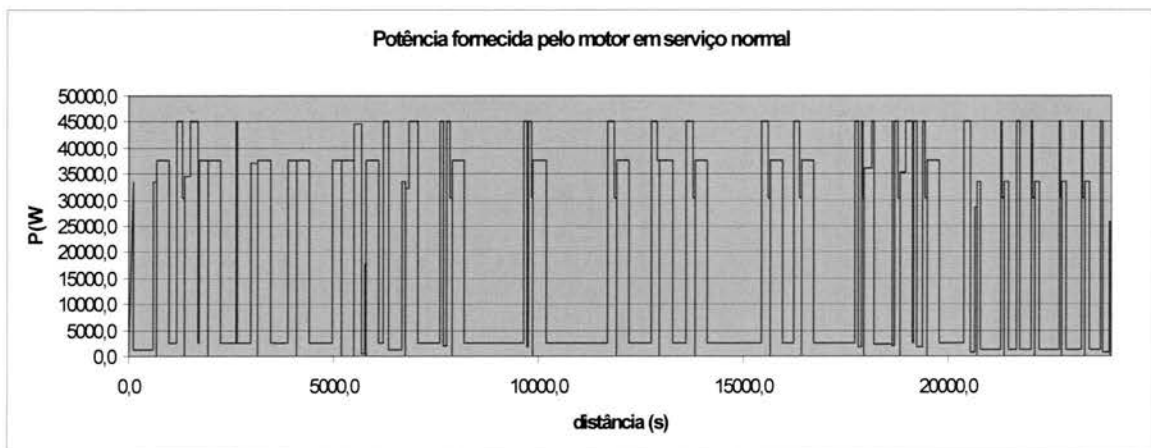


Gráfico 4.52 - Representação da potência útil (W) em função da distância do percurso (m) no regime normal de funcionamento

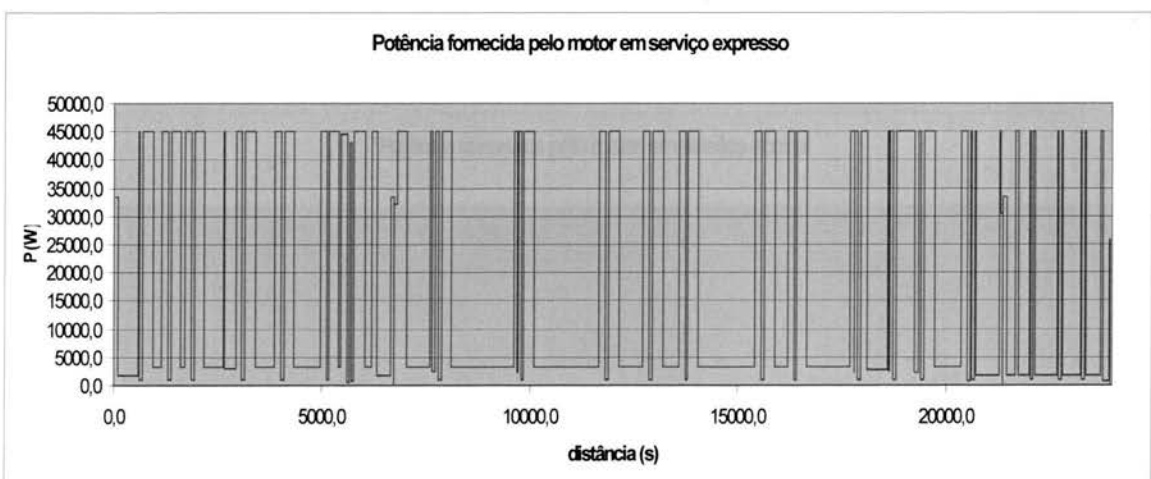


Gráfico 4.53 - Representação da potência útil (W) em função da distância do percurso (m) no regime expresso de funcionamento

✓ Potência fornecida em função do tempo

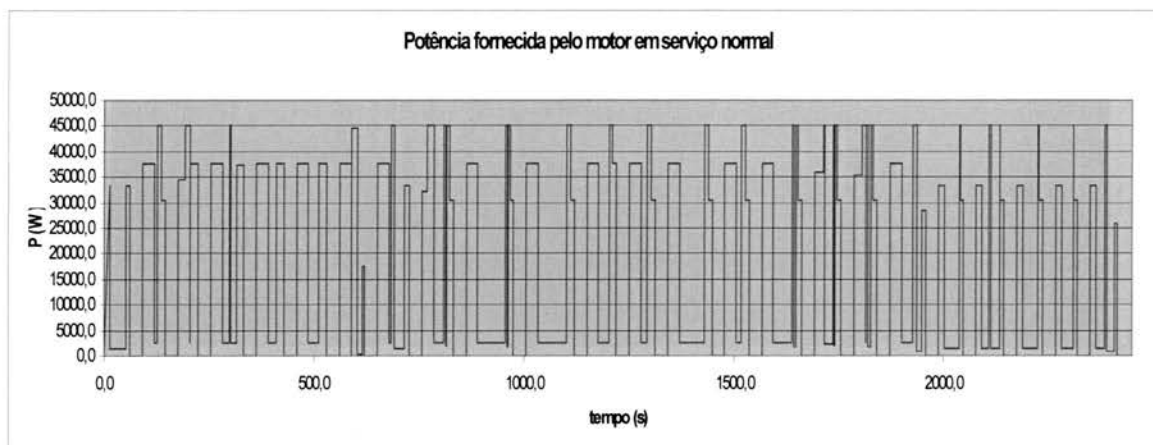


Gráfico 4.54 - Representação da potência útil (W) em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento

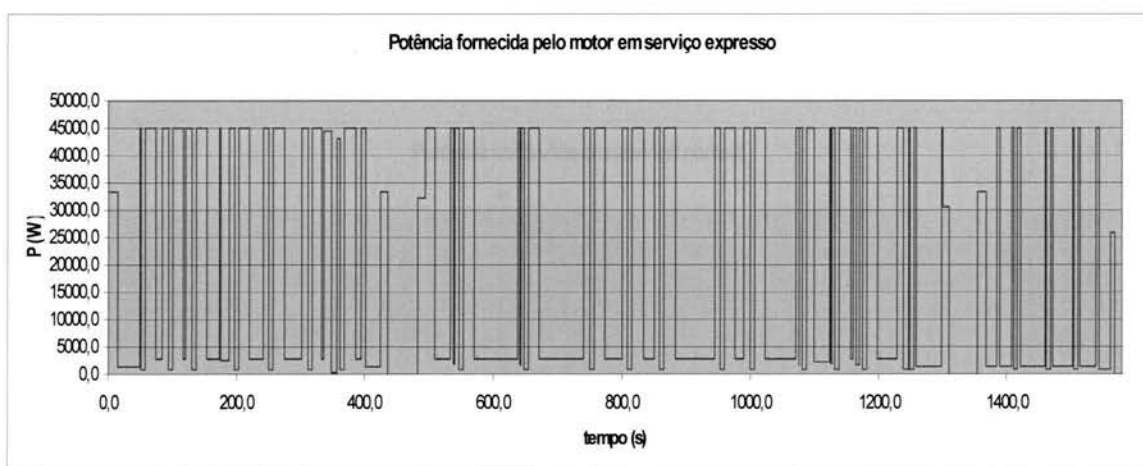


Gráfico 4.55 - Representação da potência útil (W) em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento

✓ Potência absorvida em função da distância

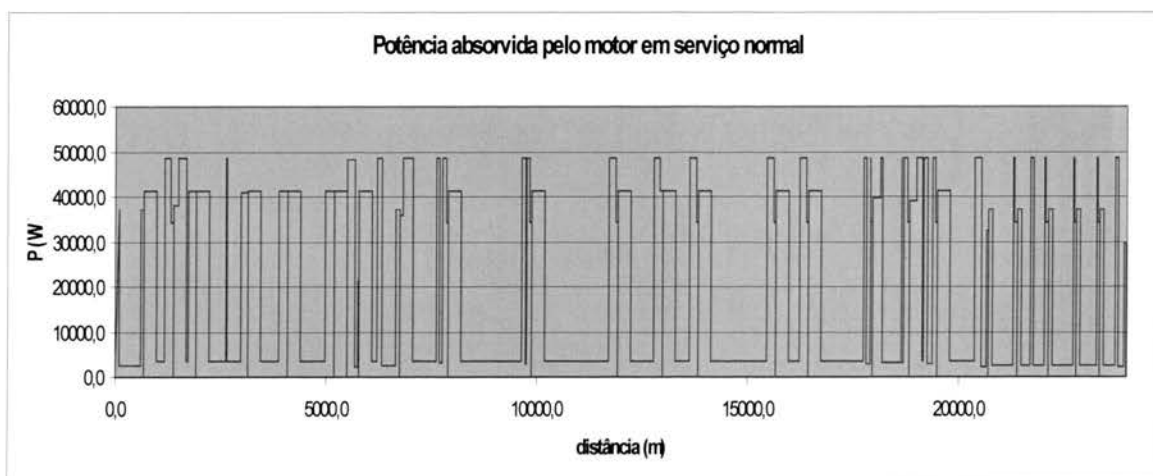


Gráfico 4.56 - Representação da potência absorvida (W) em função da distância do percurso (m) no regime normal de funcionamento

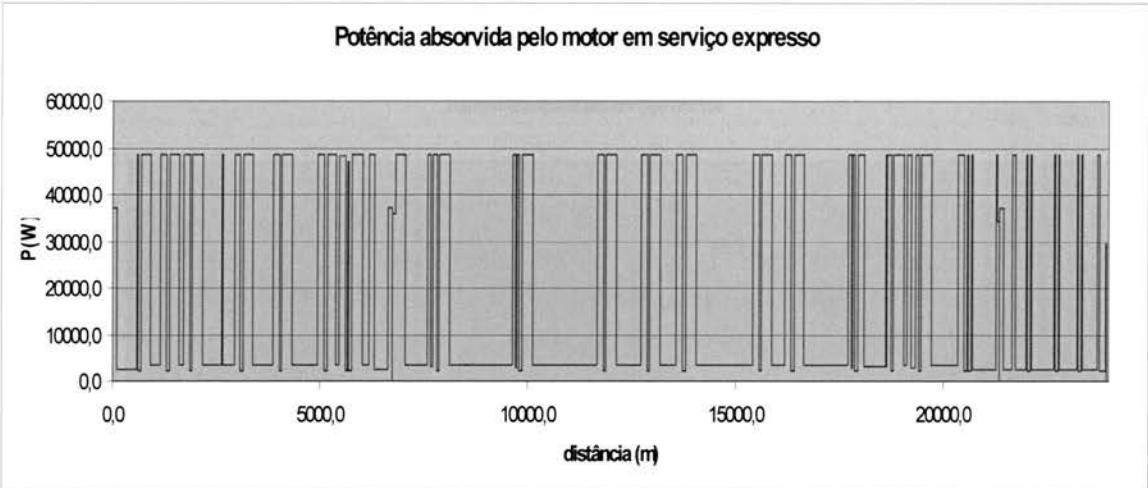


Gráfico 4.57 - Representação da potência absorvida (W) em função da distância do percurso (m) no regime expresso de funcionamento

✓ Potência absorvida em função do tempo

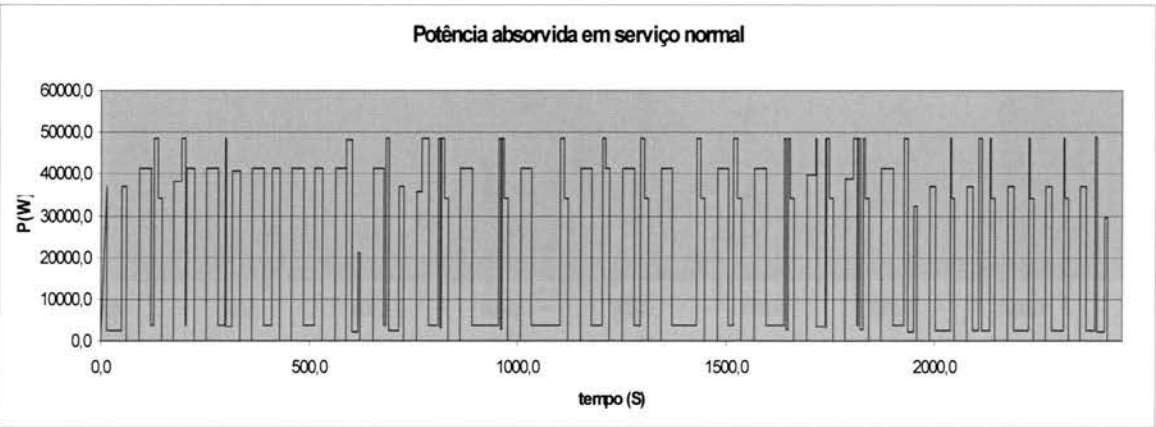


Gráfico 4.58 - Representação da potência absorvida (W) em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento

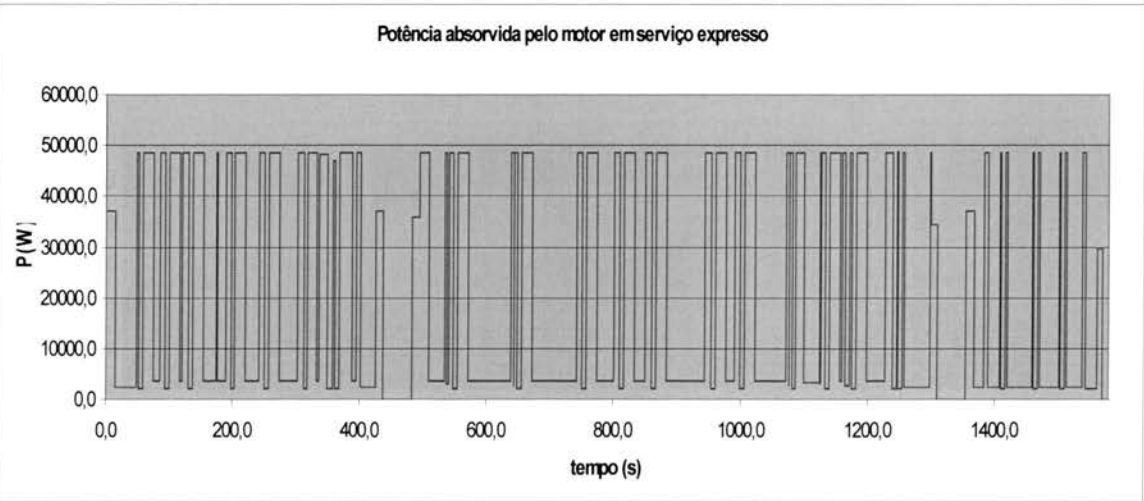


Gráfico 4.59 - Representação da potência absorvida (W) em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento

✓ Energia dissipada em função do tempo

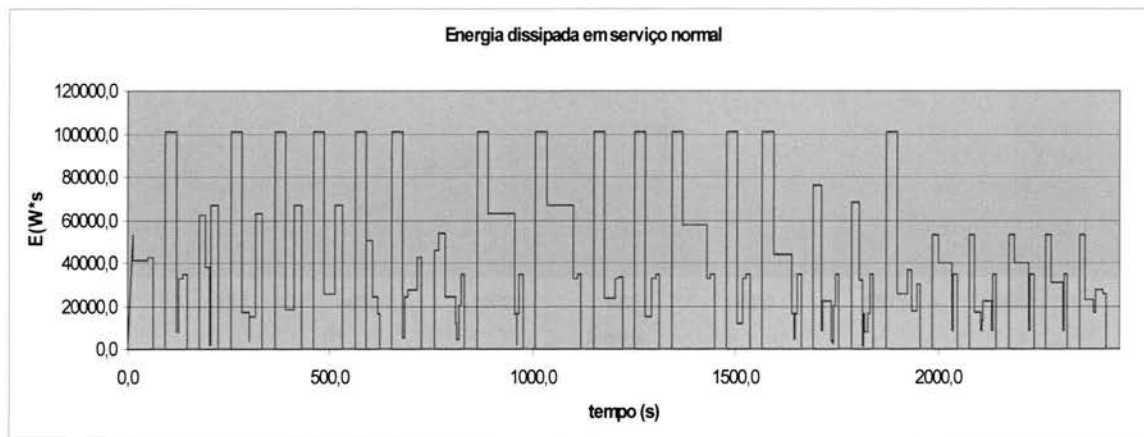


Gráfico 4.60 - Representação da energia dissipada ($W*s$) em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento

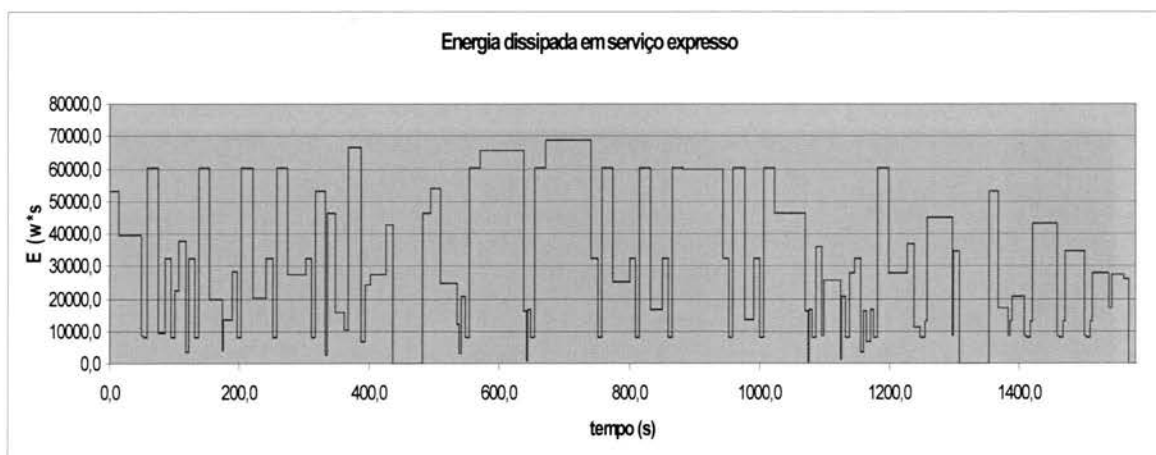


Gráfico 4.61 - Representação da energia dissipada ($W*s$) em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento

✓ Energia que realizou trabalho, útil, em função do tempo

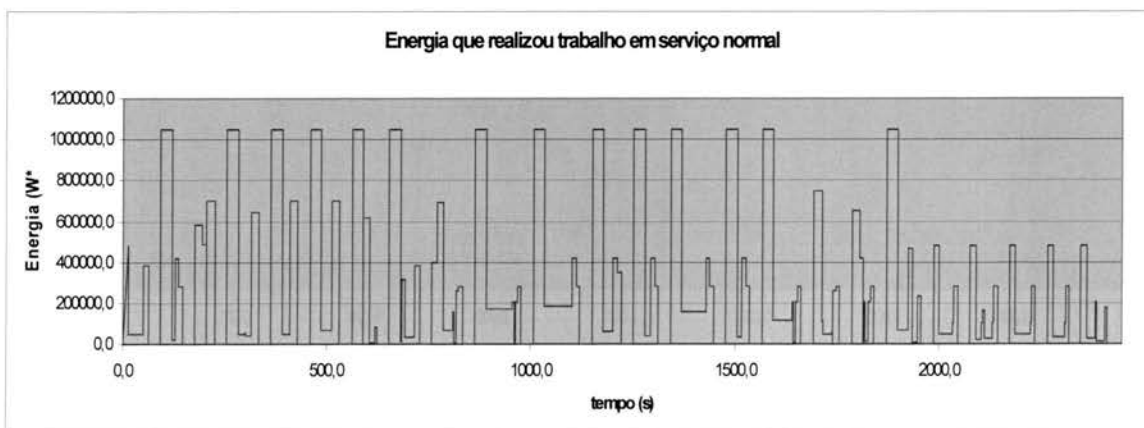


Gráfico 4.62 - Representação da energia que realizou trabalho ($W*s$) em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento

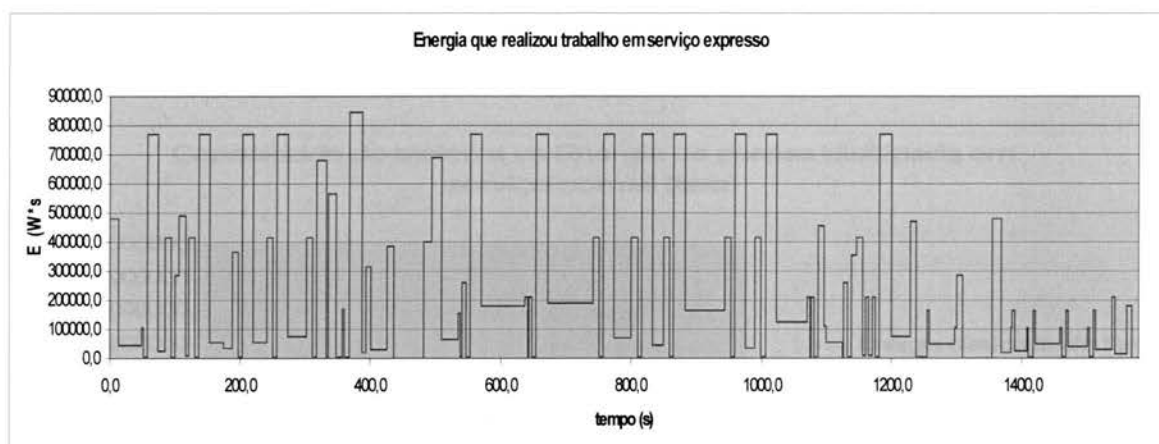


Gráfico 4.63 - Representação da energia de realizou trabalho ($W \cdot s$) em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento

✓ Energia absorvida em função do tempo

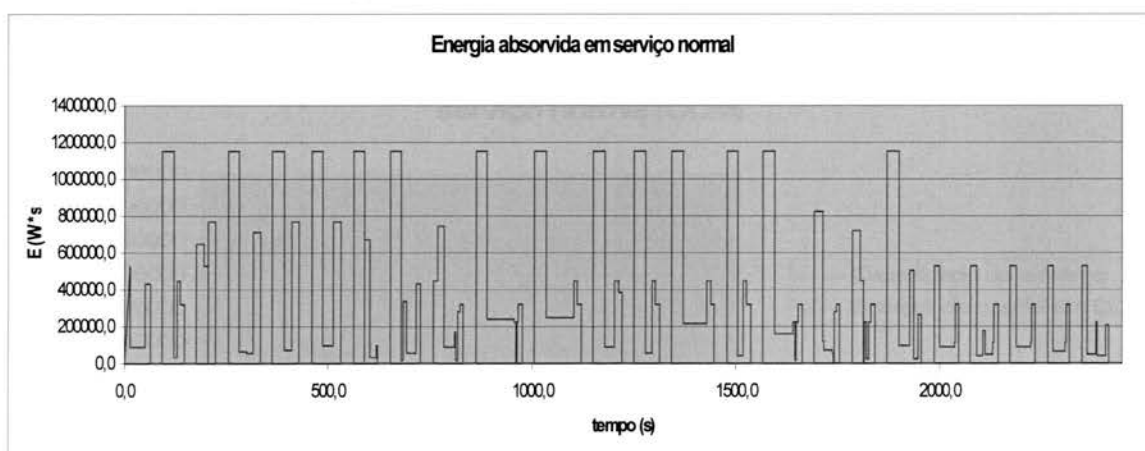


Gráfico 4.64 - Representação da energia absorvida ($W \cdot s$) em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento

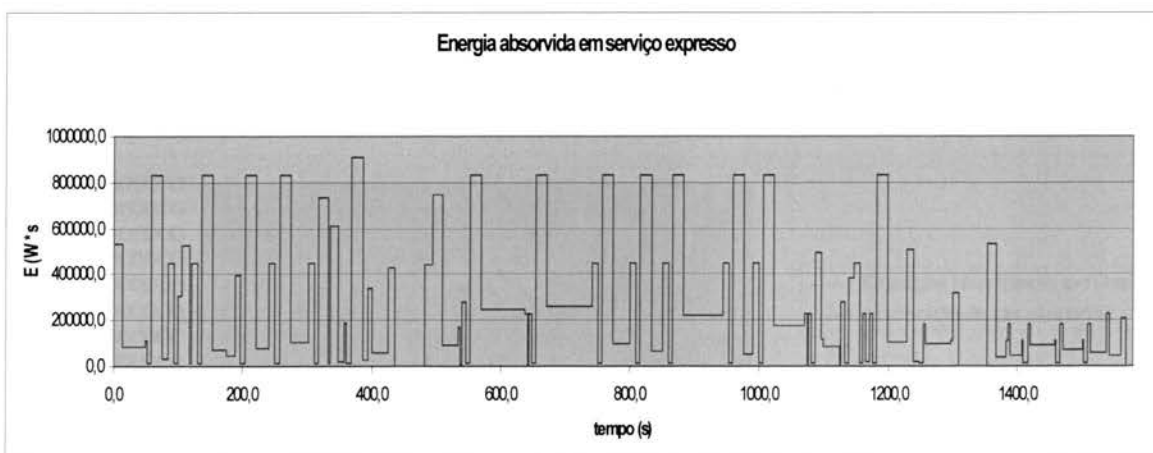


Gráfico 4.65 - Representação da energia absorvida ($W \cdot s$) em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento

- ✓ Energia acumulada pelo sistema ao longo da duração da viagem versus capacidade de dissipar essa mesma energia

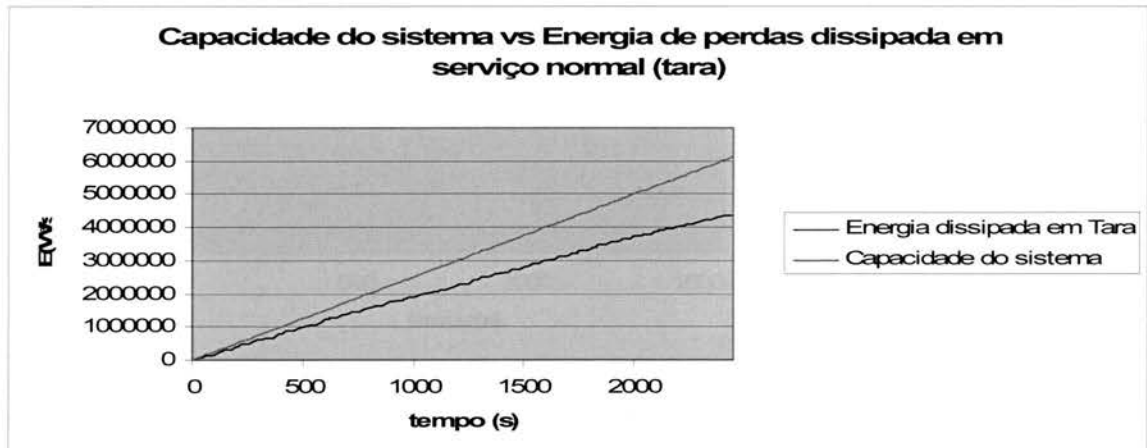


Gráfico 4.66a - Representação da capacidade real de refrigeração do sistema, em termos acumulativos, em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento em condição de carga tara

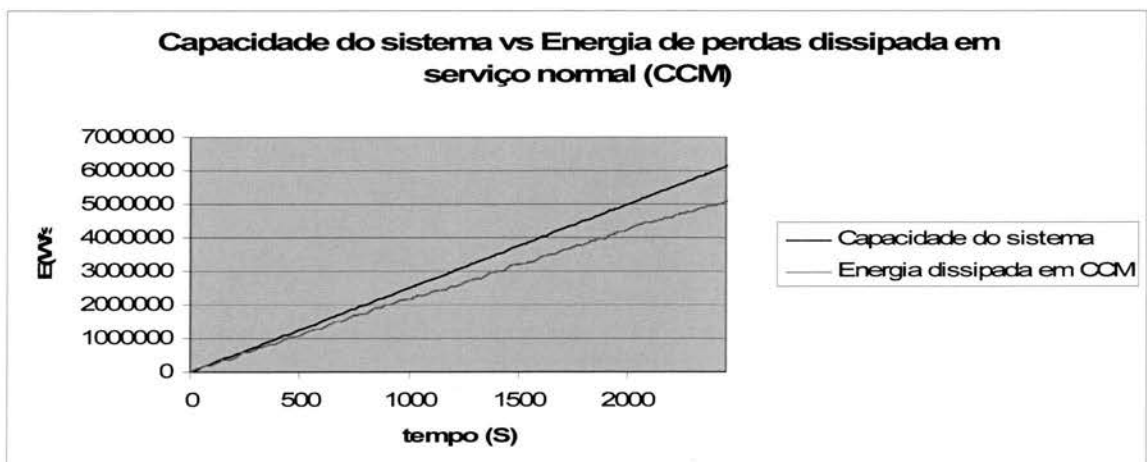


Gráfico 4.66b - Representação da capacidade real de refrigeração do sistema, em termos acumulativos, em função do tempo de percurso (s) no regime normal de funcionamento em condição de carga máxima

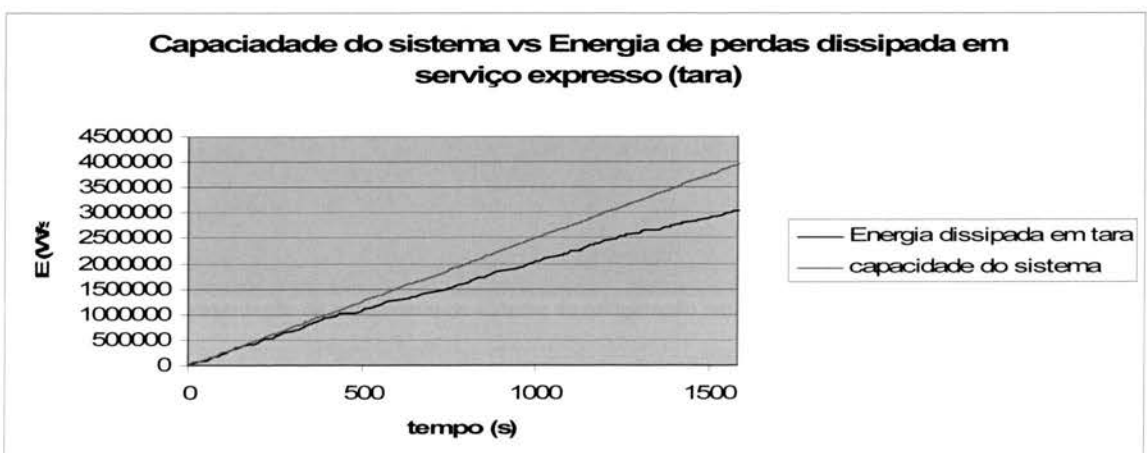


Gráfico 4.67a - Representação da capacidade real de refrigeração do sistema, em termos acumulativos, em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento em condição de carga tara

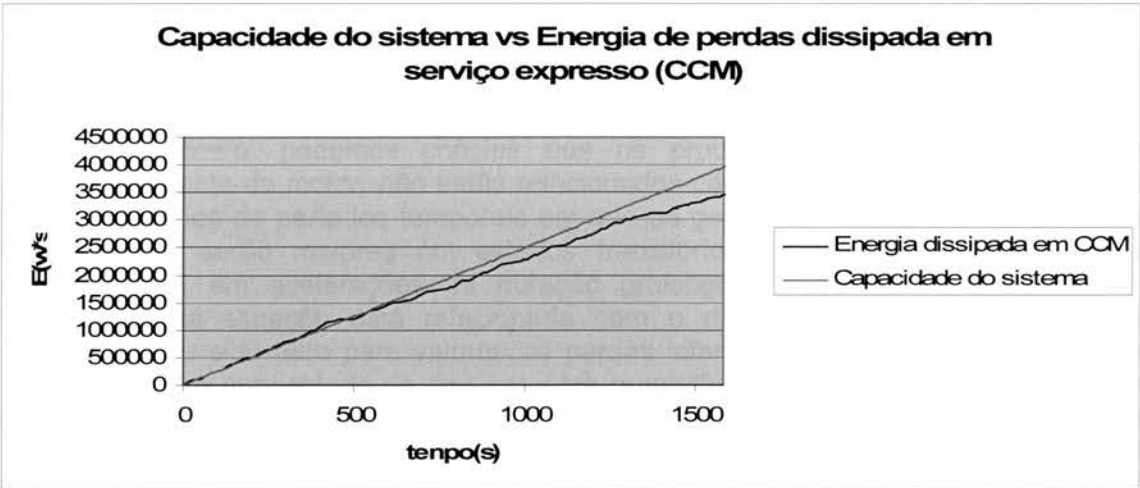


Gráfico 4.67 - Representação da capacidade real de refrigeração do sistema, em termos acumulativos, em função do tempo de percurso (s) no regime expresso de funcionamento em condição de carga máxima

Índice de energia a dissipar em função da capacidade do sistema ao longo do trajeto			
Serviço normal em CCM (%)	Tempo de percurso em serviço normal (s)	Serviço Expresso em CCM (%)	Tempo de percurso em serviço expresso (s)
0	0	0	0
148,3198336	21,70316293	148,3198336	21,70316293
86,29286542	54,52854443	87,43724845	53,04824813
97,15332361	66,1026185	89,791275	55,36306295
97,15332361	66,1026185	85,85940033	61,66306295
66,82532887	96,1026185	85,85940033	61,66306295
90,69239581	138,2987849	102,1470531	87,75924263
90,45237086	138,9464424	99,50979334	91,59671168
93,58746708	148,2057017	103,2852179	100,8559709
96,87408398	157,4649609	103,2852179	100,8559709
96,87408398	157,4649609	100,229268	107,1559709
81,37133346	187,4649609	100,229268	107,1559709
89,36087445	213,1601478	103,7293466	116,7511711
91,49005423	222,6519029	107,3822369	130,0980866
.....			
82,80844998	2442,338871	87,45768005	1562,841482
83,06025826	2451,598131	87,45768005	1562,841482
83,06025826	2451,598131	87,31253712	1569,141482
82,05614413	2481,598131	87,31253712	1569,141482
82,63063816	2503,301294	87,5133078	1574,744658
82,38323993	2519,994008	86,90192586	1597,877368
82,50278706	2524,623638	87,07720852	1602,506997
82,30267542	2544,071416	86,70848021	1621,954775
82,48408156	2551,01586	86,97379686	1628,89922
82,48408156	2551,01586	86,97379686	1628,89922
81,52534183	2581,01586	84,6356508	1673,89922

Tabela 4.22 - Representação da capacidade do sistema de refrigeração refrigerar em função da duração do percurso

Numa análise global, desde produção de perdas ao balanço energético, será difícil apontar que um regime é mais gravoso que outro. Pode-se dizer que o serviço expresso é menos gravoso para o motor do que o serviço normal e que o serviço normal é menos gravoso para o sistema de refrigeração do que o serviço expresso, apesar do volume de

perdas ser superior. Nenhum destes regimes ultrapassa qualquer das limitações impostas pelo sistema motor– refrigeração de um ponto de vista, global, do percurso.

Durante este processo de aceleração, o motor consome corrente e produz perdas que num processo de manutenção de velocidade, não aconteceria.

Pelo exposto, podemos concluir que os problemas que poderão advir, do sobreaquecimento do motor, não estão relacionados com as distâncias de percurso mas com as durações de períodos temporais em que se geram valores de perdas elevados. Estes valores serão maiores em estados transitórios de funcionamento do motor, especialmente, em acelerações de duração prolongada seguidas de processos de frenagem. Esta situação está relacionada com o dimensionamento do sistema de refrigeração ter sido feito para valores de perdas inferiores ao desejável e expectável. Logo, não terá a capacidade de dissipar, com prontidão, determinados valores de sobre temperatura podendo ocorrer disparos prematuros do sensor de temperatura montado nos enrolamentos estatóricos, para protecção dos mesmos. Esses disparos serão considerados prematuros quando não existe perda de eficiência por parte do motor mas existe, sim, sobre elevação de temperatura causada pela ineficiência na evacuação do calor produzido.

A gravidade desta situação está directamente relacionada com um dimensionamento do sistema de refrigeração estar muito no limite, “on the edge”. E tende a piorar se ocorrerem possíveis perdas de rendimento no sistema de refrigeração, devido a manutenção deficiente do equipamento, condições climatéricas adversas ou aumento de temperatura ambiente. A constante térmica de tempo do motor não assume relevância devido à colocação do sensor de temperatura ser nos próprios enrolamentos. O factor de maior relevância será a diferença de temperatura entre os enrolamentos estatóricos do motor e as partes adjacentes do mesmo, nomeadamente o sistema de refrigeração.

4.2.2. Frenagem com o motor de tracção

O sistema de frenagem tem como objectivo imobilizar o veículo em condições de serviço ou de emergência, de uma forma eficiente e segura para os passageiros, e reduzir a velocidade do veículo sempre que as condições de serviço o justifiquem.

A designação de operação no I, II, III ou IV quadrantes resulta da relação entre o binário desenvolvido e o sentido do deslocamento (figura 4.13). O veículo que se movimenta para a frente e para trás significa que opera no I e II quadrantes. Para que o veículo consiga operar no II quadrante tem que se inverter o sentido do campo magnético girante no motor, ou seja, trocar uma das fases com outra (alterar a ordem pela qual as fases estavam a ser ligadas ao motor).

Em determinadas aplicações pode ser necessário que o veículo opere em quatro quadrantes, como é o caso. Assim, o veículo tem de ter a capacidade de produzir um binário de sentido contrário ao da velocidade de deslocamento – frenagem. A operação nestes quadrantes consegue-se através da redução repentina da frequência de alimentação do motor, produzindo-se, desta forma, um binário negativo e mantendo, consequentemente, uma relação V/f que permita que a velocidade mecânica de rotação do rotor seja superior à velocidade síncrona da alimentação.

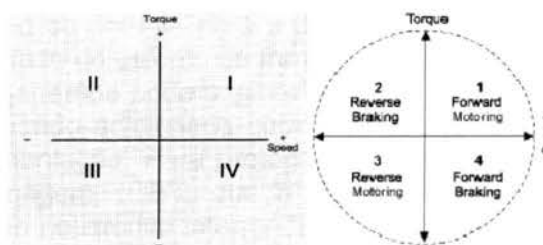


Figura 4. 13 - Representação dos quatro quadrante de operação de uma maquina rotativa

Quando o motor de indução é accionado por um binário mecânico externo - veículo em movimento sem acção dos motores - para que se consiga obter um binário frenante, à que garantir que velocidade mecânica do rotor seja superior à velocidade síncrona de alimentação, $n > n_s$.

Nesta condição, o deslizamento torna-se negativo e o motor passa a ter o desempenho de um gerador de indução, ou seja, em lugar de consumir energia da catenária a que está ligado, ele passa a gerar energia.

A frenagem por utilização do motor como gerador dá-se o nome de frenagem electrodinâmica regenerativa.

Para o motor funcionar como gerador é necessário que se forneça energia reactiva, para que se possa auto-excitar (criar o campo magnético necessário à conversão de energia). No caso do "Eurotram" a energia reactiva é fornecida pelo banco de condensadores inscrito no circuito intermédio do conversor. Poderia existir a possibilidade de a energia ser fornecida pelo circuito electrónico de controlo, inversor.

Os condensadores fornecem a excitação necessária ao motor para funcionar como gerador. A excitação magnetiza o circuito rotórico. Com a passagem do rotor magnetizado pelos enrolamentos estatóricos verifica-se o aparecimento duma tensão nos enrolamentos estatóricos. Os valores da tensão e da frequência da energia eléctrica convertida são determinados pelo número de voltas com que o enrolamento estatórico foi montado no motor, velocidade de rotação do rotor e pelo valor da carga aplicada ao motor. O conversor da tracção será o elemento responsável pela continua excitação do circuito rotórico, rectificação da energia gerada e controlo do processo de frenagem.

O conversor tem a função de garantir que o motor se encontra sempre em modo de gerador durante a frenagem. Para o conseguir, o conversor procede ao constante ajustamento da relação tensão / frequência aplicada ao motor, de forma a garantir uma dada curva de funcionamento. Com o motor está a funcionar como gerador, o sentido do fluxo da energia activa é do motor para o circuito intermédio. Isto acontece devido à corrente passar a ter uma fase em atraso, em relação à tensão, superior a $\pi/2$ radianos. Daqui resulta, como consequência, a alteração do quadrante de operação do motor, ou seja, deixa de consumir potência activa e passa a produzi-la mas em respeito à potência reactiva o motor continua a consumir.

O valor do binário frenante resulta, assim, da diferença entre a tensão / frequência aplicadas ao motor e o valor da velocidade mecânica de rotação do rotor com a devida inércia.

A estratégia adoptada de controlo da frenagem consiste num funcionamento, em todo idêntico, ao funcionamento como motor.

A frenagem electrodinâmica é efectuado pelos motores de indução através da regeneração de energia, funcionando, desta forma, como gerador eléctrico, quando o veículo se encontra em desaceleração e exercendo uma força no sentido contrário ao do movimento. A energia gerada pelos motores assíncronos é reconvertida em contínua e enviada de novo à linha da catenária, enquanto esta o permitir - frenagem regenerativa. Caso a linha da catenária não seja capaz de absorver a energia gerada pelos motores de tracção, esta é dissipada por um conjunto de resistências de frenagem que se encontram alojadas na caixa do conversor de tracção - frenagem reostática.

A passagem da regeneração de energia para a dissipação na resistência é automática, sem que exista descontinuidade do esforço de frenagem delineado.

A energia eléctrica regenerada pode originar aumento do valor da tensão no circuito intermédio do conversor quando adicionada com a tensão já existente, proveniente da ligação com a rede de alimentação. Para proteger os elementos do circuito intermédio existe um chopper de frenagem, IGBT, que é accionada quando se ultrapassa um determinado limite de tensão no circuito intermédio, inserindo e retirando as resistências de frenagem no circuito. Assim, não se coloca o motor de tracção em situação de stress

quando, o mesmo, funciona como gerador. A limitação da corrente no estator para operação como motor é válida, também, para a operação como gerador.

Com base nesta informação, as resistências de frenagem devem estar dimensionadas para dissipar este valor de corrente, $P_d = R_d \cdot I_d^2 = 3 \cdot 70^2 = 14700 \text{ W}$, o que corresponde a uma potência de dissipação de 14700 W. O valor anunciado pelo fabricante para a potência de dissipação das resistências de frenagem é de 15000W, valor que se encontra dentro dos limites. Como no veículo existe uma resistência de frenagem por motor, todo o veículo está seguro.

Os motores operam de forma individual e providenciam uma força de frenagem variável que depende da velocidade. As participações da frenagem electrodinâmica e da hidráulica no processo de paragem do veículo encontram-se representadas na figura 4.14.

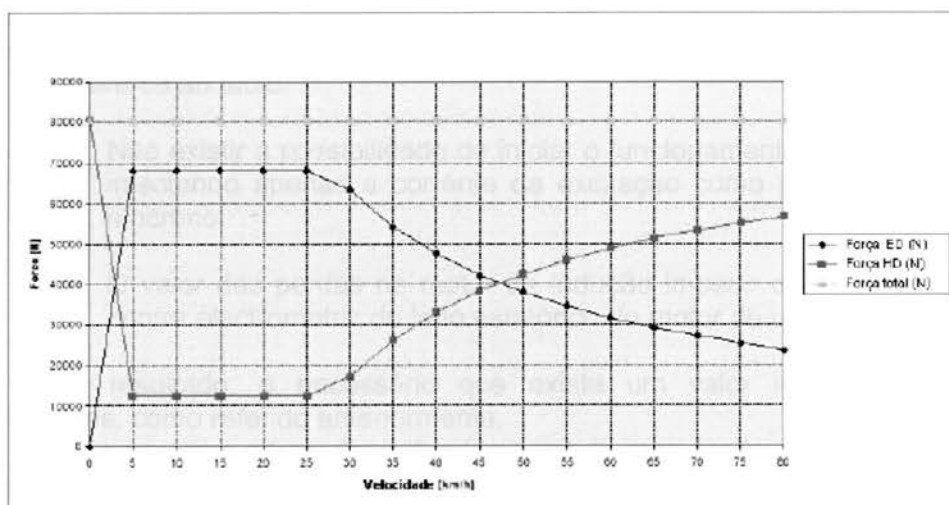


Figura 4.14 - Representação das forças de frenagem desenvolvidas pelo veículo em função da velocidade

A linha de cor lilás representa a participação da frenagem electrodinâmica em função da velocidade. A linha amarela representa a frenagem total proporcionada pelo veículo.

O valor da força de frenagem electrodinâmica indicada no gráfico tem correspondência na curva característica de binário máximo desenvolvido quando operado como motor.

Por exemplo:

$$F = 67600 \text{ N} \Rightarrow T_r = 1562,5 \text{ Nm} \Rightarrow T_{\text{frenagem}} = 215 \text{ Nm}$$

A partir destes valores, podemos verificar que o valor da velocidade não é proporcional ao binário frenante desenvolvido. O binário de frenagem desenvolvido é, por sua vez, inversamente proporcional à característica de binário desenvolvido pelo motor em função da velocidade quando este opera como motor.

Este valor de binário para poder ser gerado é necessário que a fonte de alimentação primária, a catenária, em associação com o circuito de potência do conversor de tracção permite a excitação, por si só, do motor de indução. Se isto não for possível há que implementar uma técnica de controlo que permita atingir este objectivo.

Desenvolvendo a questão da excitação do motor de indução conclui-se que existem dois processos de excitação do motor de capazes de promover a conversão de energia eléctrica em energia cinética e vice-versa.

Um dos processos consiste na conexão de condensadores AC nos terminais do motor de tracção e o outro processo passa pela inscrição no circuito intermédio do conversor de tracção de um ou um banco de condensadores DC.

No “Eurotram” optaram pela segunda opção, em que o condensador DC irá actuar como um condensador AC trifásico que estivesse colocado nos terminais do motor. Esta opção trás consigo uma exigência que consiste em ser necessário um controlo, efectivo, do valor da tensão no circuito intermédio. Este requisito surge devido à necessidade de se carregar o condensador no circuito intermédio. O objectivo é ter um determinado valor de tensão aplicada aos terminais do condensador por forma de se conseguir excitar o motor de indução. Se o valor da tensão não fosse assegurado pela linha de catenária seria necessário a instalação de baterias no circuito intermédio para permitirem o carregamento dos condensadores.

A verdade é que os motores de indução possuem um campo magnético remanente, mas esse campo não tem força suficiente para promover qualquer conversão de energia eléctrica em cinética e vice-versa, magnetização do circuito rotórico do motor.

Isto deve-se ao facto:

- ✓ Não existir a possibilidade de iniciar o funcionamento do motor de indução injectando apenas a corrente de excitação como por exemplo no motor síncrono.
- ✓ O valor das perdas no motor de indução impedir o crescimento da força contra electromotriz do lado estatórico do motor de uma forma sustentável.

Como resultado, é necessário que exista um valor inicial de tensão nos condensadores, como referido anteriormente.

Quando se variar a frequência fundamental de comutação dos semicondutores do conversor (frequência à saída do ondulator), também se irá variar a capacidade reactiva do condensador vista do lado do motor. Mas, para que tudo funcione harmoniosamente, o condensador DC terá de ser capaz de fornecer toda a corrente/potência reactiva necessário ao funcionamento do motor, sabendo que o seu funcionamento é promovido pela estratégia de controlo do conversor de tracção.

Se tal acontecer, o motor desenvolverá todas as suas potencialidades extraindo deste um comportamento idêntico ao do motor de corrente contínua.

Quando o motor estiver a funcionar como gerador terá de haver o cuidado com o valor da tensão no circuito intermédio sendo necessário que exista um sistema para efectuar esse controlo. No caso do “Eurotram”, o valor da tensão máximo que o circuito intermédio pode apresentar é de 900V e existe um valor mínimo de tensão de funcionamento que é de 525V. Na situação de frenagem regenerativa, o que nos interessa é que o valor máximo da tensão no circuito intermédio não seja atingido rapidamente durante o processo de frenagem electrodinâmica. Se atingirmos este valor de tensão, o conversor de tracção executa a abertura do contactor de linha e inicia a comutação dos semicondutores do chopper de frenagem, por forma, a manter constante o valor da tensão no circuito intermédio e dentro dos limites estabelecidos.

Este tipo de frenagem denomina-se por frenagem regenerativa reostática, como referido anteriormente. Quando este valor decresce atingindo um dado valor atribuído para o reengate do contactor é executado o fecho do contactor de linha e o processo repete-se, mas agora com frenagem regenerativa, novamente, e assim sucessivamente. Isto é, se o veículo ainda estiver em processo de frenagem.

Em abaixo, gráfico 4.68, temos representado as necessidades de potência reactiva do motor quando alimentado pelo conversor de tracção e desenvolvendo a curva característica de binário máxima. Também se encontra representado a capacidade do conversor de tracção fornecer essa dada potência reactiva.

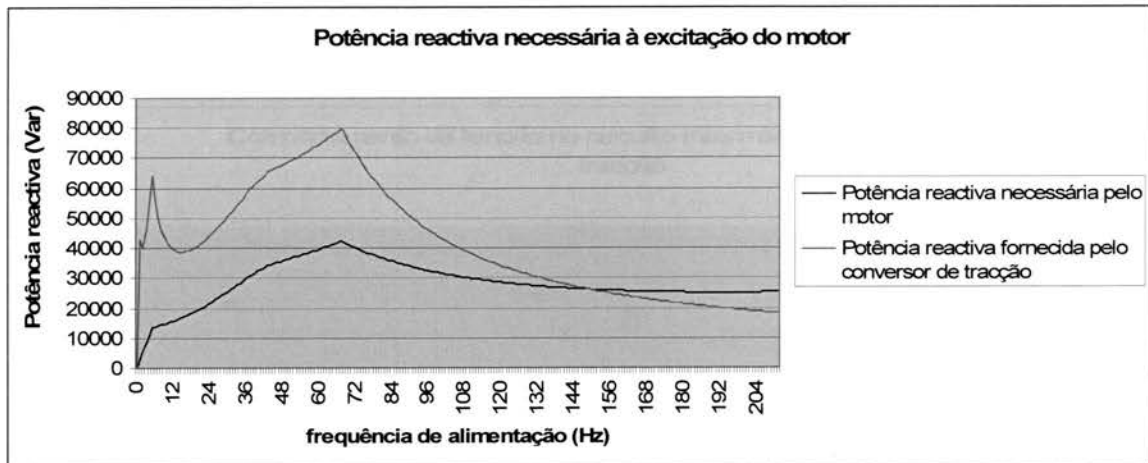


Gráfico 4.68 - Representação da potência reactiva necessária à excitação do motor em função da frequência de alimentação

Como se pode verificar, a partir do gráfico 4.68, a capacidade de fornecer potência reactiva por parte do conversor de tracção fica comprometida para frequências de alimentação superiores aos 150Hz. Isto traduz-se, no motor, numa perda de eficiência nessa zona de operação. Naquela gama de frequências, 150Hz aos 210Hz, o desempenho do motor será ligeiramente inferior. Este facto deve-se ao não conseguir manter/fornecer a potência reactiva necessária à manutenção da magnetização do circuito rotórico dado que o campo remanente do motor não é suficiente.

Esta situação não é alarmante devido à quebra de fornecimento de potência reactiva, verificada no gráfico 4.68, não ser significativa e daí não provocar uma perda excessiva no rendimento do motor de tracção.

As fórmulas utilizadas para obter estes valores acima representados foram:

$$Q_{\text{necessário}} = 3 \cdot U_s \cdot |I_s| \cdot \sin(\varphi_s) \quad ;$$

$$Q_{\text{injectado}} = (1/2) \cdot (1/(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{\text{dclink}})) \cdot ((2 \cdot 3 \cdot U_s \cdot |I_s|)/V_{\text{dclink}}) \quad ;$$

Em que,

$Q_{\text{necessário}}$	-	Potência reactiva necessária à excitação do motor	;
$Q_{\text{injectado}}$	-	Potência reactiva injectada pelo conversor para o motor	;
U_s	-	Tensão da linha aplicada ao motor	;
I_s	-	Corrente no estator, fasorial	;
$ I_s $	-	Módulo da corrente no estator	;
φ_s	-	Fase da corrente no estator em relação à tensão	;
f_s	-	Frequência de alimentação do motor	;
C_{dclink}	-	Capacidade do condensador do circuito intermédio	;
V_{dclink}	-	Tensão no circuito intermédio	;

Decidimos, também, calcular qual seria o montante de energia recuperada para a rede, catenária, quando o motor se encontra em desaceleração, frenagem, desde os 80km/h aos 0 km/h. Para tal foi necessário determinar o comportamento da tensão no circuito intermédio quando o veículo se encontra em processo de frenagem, ou seja, injectando no circuito intermédio um dado valor de corrente em função da velocidade.

No gráfico 4.69, está representado a sobre elevação de tensão, no circuito intermédio do conversor de tracção, que cada frequência de alimentação origina quando

o veículo se encontra em processo de frenagem para um valor de tensão inicial na catenária de 750V.

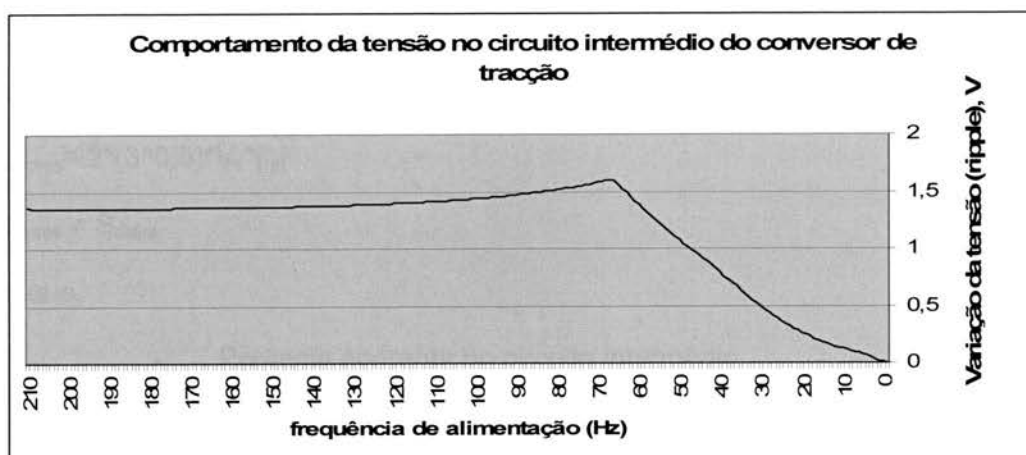


Gráfico 4.69 - Representação da variação da tensão no circuito intermédio do conversor de tracção em função da frequência de alimentação

No gráfico 4.70, está representado a sobre elevação da tensão no circuito intermédio do conversor de tracção de forma acumulativa. A linha a lilás representa o valor limite, 150V, do crescimento da tensão sem que entre em frenagem reostática, quando a tensão inicial da catenária é de 750V.

Observa-se, que partindo do valor inicial de tensão no circuito intermédio de 750V, atinge-se os 900V aos 102Hz. Isto quer dizer que num processo de frenagem dos 80km/h aos 0km/h a frenagem regenerativa só acontece até perto do 39km/h. A partir desse valor de frequência, a tensão no circuito intermédio ultrapassa os 900V.

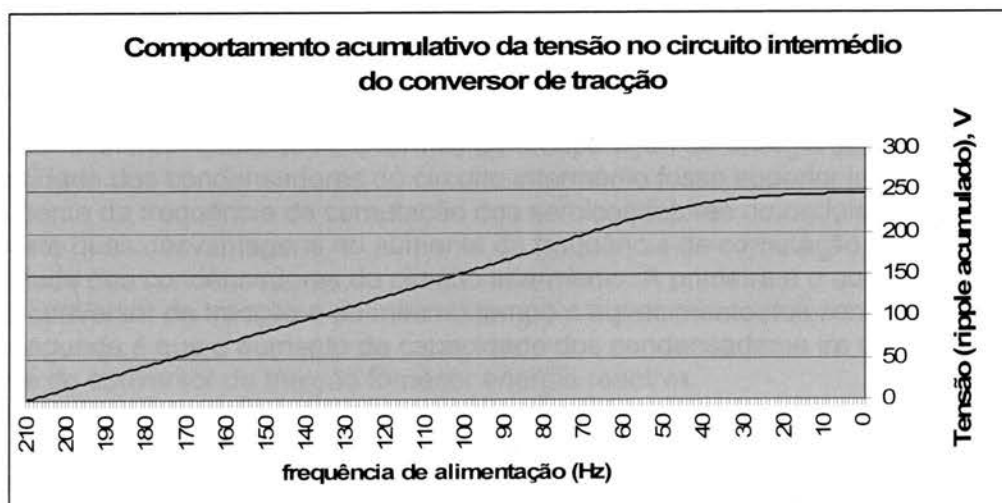


Gráfico 4.70 - Representação da variação da tensão de forma acumulativa no circuito intermédio do conversor de tracção em função da frequência de alimentação

A energia que se conseguirá recuperar para a catenária num processo de frenagem dos 80km/h aos 39km/h, em termos médios, será então de 147,5 A*s. Como o veículo no processo de frenagem demora 9,48s para atingir os 39km/h, obtém-se assim uma recuperação para a catenária de 1411,6A. Este valor fica aquém do desejável, devido ao crescimento do valor da tensão no circuito intermédio ser demasiado rápido.

O princípio usado para calcular a conversão de energia dos motores para cada um dos módulos foi o da conservação da energia. O cálculo foi efectuado de forma a que a energia recuperada pelos motores em função da tensão aos terminais do motor obtivesse uma correspondência em corrente no circuito intermédio do conversor de tracção para um valor de tensão de 750V. Para tal utilizou-se as seguintes fórmulas.

$$S_{dclink} = V_{dclink} * I_{dclink} \quad ;$$

$$S_{motores} = 2 * (3^{0,5}) * V_c * |I_s| \quad ;$$

$$S_{motores} = S_{dclink} \quad ;$$

Em que,

S_{dclink}	-	Potência aparente no circuito intermédio	;
$S_{motores}$	-	Potência aparente de dois motores	;
V_c	-	Tensão fase – fase aplicada aos motores	;
$ I_s $	-	Módulo da corrente no estator	;

A sobre elevação da tensão foi determinada utilizando a seguinte fórmula.

$$\Delta V = (1 / C_{dclink}) * (2 * (3^{0,5}) * V_c * |I_s| / V_{dclink}) * (m_a / 2 * F_{comutação});$$

Em que,

ΔV	-	Valor da sobre elevação da tensão no circuito intermédio	;
$F_{comutação}$	-	Frequência de comutação dos semicondutores do ondulator	;
m_a	-	Índice de modelação da amplitude da tensão no bloco PWM	;

Com as fórmulas acima descritas é possível determinar o comportamento energético do veículo durante processos de frenagem electrodinâmica e, também, no funcionamento como motor.

A partir dos resultados obtidos, verifica-se que a energia recuperada durante um processo de frenagem não será toda enviada para a catenária, como pretenderíamos. A obtenção de melhores resultados em termos de recuperação de energia seriam possíveis se a capacidade dos condensadores do circuito intermédio fosse superior juntamente com o aumento da frequência de comutação dos semicondutores do ondulator.

Existe duas desvantagens no aumento da frequência de comutação e no aumento da capacidade dos condensadores do circuito intermédio. A primeira é o aumento das perdas no conversor de tracção e ao mesmo tempo o aquecimento dos semicondutores.

A segunda é que o aumento da capacidade dos condensadores irá diminuir a capacidade do conversor de tracção fornecer energia reactiva.

Tais medidas teriam de ser tomadas com a devida atenção e numa situação de compromisso entre desenvolvimento de todas as potencialidades do motor e capacidade de regenerar para a catenária energia.

5. Conclusões

Conclui-se, através da análise da cadeia de tracção, que o veículo de metro ligeiro, “Eurotram”, se encontra bem dimensionado e estruturado. Existiu a preocupação de

proteger todos os equipamentos contra sobre tensões de origem atmosférica, de manobra da linha de catenária e, também, de, no processo de frenagem electrodinâmica regenerativa, o valor da tensão não ultrapassar o valor máximo da catenária e dos equipamentos do veículo. A situação de frenagem electrodinâmica regenerativa é deveras importante porque se o valor limite da tensão do conversor auxiliar for ultrapassado todo o veículo deixará de ter alimentação sinusoidal e a alimentação em corrente contínua será apenas possível através das baterias do veículo. Isto levaria à despreparação do veículo.

A protecção contra sobre tensões de origem atmosférica é conseguida através de um descarregador de sobre tensões, DST, protegendo desta forma todos os equipamentos. A protecção das pessoas é mantida devido ao escoamento da corrente se efectuar por todo o veículo. O DST está ligado à caixa do veículo, funcionando, o mesmo, como uma gaiola de Faraday.

Todos equipamentos encontram-se protegidos contra sobre intensidades por elementos fusíveis e disjuntores.

O motor encontra-se bem protegido dado que a sua curva de fadiga térmica está acautelada.

O veículo não possui um eixo mecânico entre as rodas dos diferentes lados dos bogies. Este eixo é realizado electricamente, pelo controlo adequado dos motores de tracção através do conversor de tracção. Verificou-se que a estratégia concebida para realizar o eixo eléctrico foi bem implementada e foi possível analisar o processo utilizado. Cada um dos dois módulos de um conversor de tracção alimenta dois dos quatro motores que cada bogie possui, ficando cada módulo indexado aos motores de um dos lados do bogie. Existe uma realimentação da velocidade dos motores aos módulos do conversor de tracção que, entre outras coisas, ajustam essa velocidade média, das duas rodas que controla, a uma dada velocidade referência. A partir desta intersecção, determinam a quantidade de energia necessária para alimentar os motores. O valor da energia, que é definida por cada um dos módulos, nem sempre apresentam o mesmo valor para ambos os módulos, esse valor é afectado pela velocidade dos motores relativamente à velocidade referência.

A estratégia de controlo implementada pelo conversor de tracção, consiste em aplicar aos motores um determinado valor de tensão e de frequência que permitirá que o veículo responda à solicitação efectuada pelo manípulo de condução. O conversor de tracção tem delineada, internamente, uma curva característica de binário versus frequência de alimentação, a partir da qual todo o algoritmo de controlo se baseia por forma a obter o desempenho representado na dada curva. Essa curva varia consoante a solicitação pedida pelo manípulo de condução. O seu limite corresponde à posição máxima de solicitação do manípulo.

O desempenho do veículo como um todo é bastante bom, encontrando-se no estudo efectuado um senão, relativamente ao dimensionamento do sistema de refrigeração.

Os resultados obtidos, com base no estudo efectuado sobre o comportamento do motor, indiciam que o sistema de refrigeração dos motores foi projectado muito no "limite" do que seria aconselhável para a aplicação a que se destina.

As conclusões do estudo não apontam para uma definição, inequívoca, de qual o regime de operação mais exigente. Conclui-se que o serviço "normal" é mais exigente em termos de consumo de corrente eficaz que o serviço "expresso", mas o serviço "expresso" é mais exigente em termos capacidade de dissipação de energia de perdas do que o serviço "normal". Tal facto está associado com o regime de paragens que o serviço "normal", executa, e o serviço expresso, não. Para comparação entre os dois regimes achou-se por bem definir a corrente eficaz como a corrente representativa para comparação dos diferentes regimes de operação. Dado que a corrente eficaz representa

o valor da corrente utilizada, como base, no cálculo de potências, nomeadamente, a potência de perdas (Joule).

A transferência de calor provocado pela passagem de corrente nos enrolamentos do estator para as partes adjacentes, nomeadamente, o circuito de refrigeração do motor não ocorre instantaneamente. A transferência de calor irá ser afectada por uma constante de tempo designada por constante térmica.

Essa constante térmica de tempo para o motor em causa deve rondar os 60 minutos. Isto levará a que situações transitórias experimentadas pelo motor, como processos de acelerações e frenagens, não se reflectam de forma imediata no sistema de refrigeração. E quando se reflectem, o seu aparecimento é de forma atenuada.

Desta forma, não coloca em causa, garantidamente, a capacidade de o sistema manter a temperatura dentro de valores normalizados durante o percurso total. O que se irá verificar é um aquecimento do líquido de refrigeração quando a capacidade do sistema de refrigeração é inferior ao valor da potência de perdas geradas. Esse aquecimento irá atenuar a diferença entre a massa quente, enrolamentos estatóricos, e a massa fria, líquido de refrigeração. Como o sensor de protecção contra sobre temperatura está montado nos enrolamentos estatóricos a constante térmica do motor não terá relevância já que o que interessa é conseguir de forma rápida retirar aquele calor produzido. Para isso, o factor de maior importância é a diferença de temperatura entre os enrolamentos estatóricos e o líquido do sistema de refrigeração, relação massa fria - massa quente.

Em relação aos processos de frenagem verificou-se que as resistências de frenagem electrodinâmica regenerativa reostática se encontram bem dimensionadas. O conversor de tracção apresenta a capacidade de operar nos quatros quadrantes e executa com prontidão a passagem a gerador de indução. Não existe qualquer problema a nível da capacidade do conversor de tracção fornecer aos motores de tracção a excitação necessária à passagem e à operação como gerador, como pode ser constatado na curva de frenagem electrodinâmica. O chopper de frenagem duplo irá ser o responsável por dissipar a energia recuperada durante a frenagem quando a catenária não se encontra receptiva. Essa passagem ocorre de forma automático e coincide com a abertura do contactor de linha na entrada do circuito intermédio do conversor de tracção.

6. Bibliografia

(1) Mohan, Undeland, Robbins, "Power Electronics – Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, 1997

(2) Derek Craik, "Magnetism – Principles and Applications", John Wiley & Sons, 1998.

(3) Apontamentos da cadeira de "Tracção Eléctrica", FEUP, 2005

(4) Apontamentos da cadeira de "Máquinas Eléctricas I", FEUP, 2002

(5) Apontamentos da cadeira de "Máquinas Eléctricas II", FEUP, 2003

(6) Apontamentos da cadeira de "Máquinas Eléctricas III", FEUP, 2003

Endereços electrónicos

(1) www.bombardier.com

(2) www.siemens.com



- (3) www.ti.com
- (4) www.adleybradley.com
- (5) www.rockwellautomation.com
- (6) www.ieee.com
- (7) web.mit.edu



FACULDADE DE ENGENHARIA
UNIVERSIDADE DO PORTO

BIBLIOTECA



0000105242