

Universidade Nova de Lisboa

Faculdade de Ciências e Tecnologia

Departamento de Engenharia Electrotécnica

**Controlo Preditivo Sobre Redes de Sensores e
Actuadores Sem Fios com Tolerância a Falhas de
Comunicação**

Por

Alexandre Rodrigues Paulo

Dissertação apresentada na Faculdade de Ciências e Tecnologia da
Universidade Nova de Lisboa para obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientação: Paulo José Carrilho de Sousa Gil

Co-orientação: Luís Filipe Figueira Brito Palma

Lisboa

2010

“Nada é impossível para aquele que persiste”

Alexandre Magno

(356 a. C.-323 a. C.)

Agradecimentos

Gostaria de agradecer em primeiro lugar ao meu orientador o Prof. Dr. Paulo Gil, pelo apoio e disponibilidade dispensados ao longo deste período de tempo, indispensáveis à realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Luís Brito Palma, co-orientador, sempre disponível para resolver qualquer problema que se me deparava, independente da sua natureza.

Ao Departamento de Engenharia Electrotécnica da Universidade Nova de Lisboa, indispensável para a minha formação académica.

A todos os meus colegas que trabalharam ou conviveram comigo durante toda a minha carreira académica.

Aos meus amigos e familiares, em especial aos meus pais, um muito obrigado por todo o apoio e encorajamento incondicional, demonstrado ao longo da minha vida.

Resumo

As redes de sensores sem fios têm vindo a ser crescentemente sugeridas para diversas aplicações, encontrando-se exemplos na área da saúde, através da monitorização de bio-sinais, na área do ambiente, para monitorização e seguimento de variáveis ambientais ou concentração de poluentes em locais vedados à presença humana e em diversas aplicações industriais.

Para além dos inerentes problemas de autonomia, subsiste um conjunto alargado de desafios, como sejam, a segurança, autenticação/registo na rede, e, no contexto dos sistemas distribuídos, a robustez do sistema de controlo em anel fechado incorporando sensores e actuadores sem fios.

A presente dissertação centra-se na aplicação de uma metodologia de controlo preditivo no espaço de estados sobre redes de sensores e actuadores sem fios, com capacidade de adaptação e tolerância a falhas de comunicação entre dispositivos sem fios. A solução do problema de optimização foi obtida recorrendo à sua formulação segundo um problema de programação quadrática sujeito a restrições sobre as saídas e entradas. Relativamente ao processo de adaptação propõe-se um algoritmo recursivo baseado no filtro de Kalman com transformação da incerteza.

Para efeito de incorporação de um mecanismo tolerante a falhas de comunicação entre o servidor e o processo optou-se por utilizar um controlador local baseado no algoritmo de controlo óptimo linear quadrático.

Abstract

Wireless sensor networks have been extensively proposed for a number of applications in areas, such as, health, through the monitoring of bio signals; environment, for surveillance and tracking of environmental variables, namely, air quality or concentration of pollutants in places inaccessible to the humans; in process industries, where close monitoring of equipment is required.

Apart from the inherent problems of autonomy, stands a widely set of challenges, such as, safety, authentication/registry in the network, reliability of the operating system and, in the context of distributed systems, robustness of the closed loop system incorporating wireless sensors and actuators.

This thesis focus on developing state space predictive control systems, with adaptability and fault tolerance to communication break-out between wireless devices. The optimization problem within the model based predictive control framework it is formulated a quadratic programming problem subject to the constraints on the outputs and inputs. Regarding the adaptation procedure it is proposed a recursive algorithm based on the Unscented Kalman filter, while the incorporation of fault tolerance relies on a local controller based on an optimum linear quadratic control algorithm.

Índice

Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Motivações Gerais	2
1.2 Objectivos e Contribuições.....	4
1.3 Estrutura da Dissertação	6
Capítulo 2 – Redes de Sensores Sem fios	7
2.1 Tecnologia dos Sensores e Actuadores Sem Fios.....	8
2.2 Sistemas Operativos.....	10
2.3 Topologias Básicas de Redes de Sensores e Actuadores sem Fios.....	12
2.4 Aplicações de Redes de Sensores e Actuadores Sem Fios	16
2.5 Conclusões.....	21
Capítulo 3 – Controlo Preditivo em Espaço de Estados.....	23
3.1 Conceitos	24
3.2 Regulador Óptimo Linear Quadrático	27
3.3 Problema de Regulação Linear Quadrática Recedivo	30
3.4 Problema de Seguimento Recedivo	33
3.5 Restrições ao Espaço das Soluções.....	35
3.6 MPC como um Problema de Programação Quadrática	37
3.7 MPC Adaptativo	42
3.8 Filtro de Kalman com Transformação da Incerteza.....	44
3.8.1 Transformação da Incerteza	44
3.8.2 Algoritmo do Filtro de Kalman.....	46

3.9	Robustez a Tempos de Latência	51
3.9.1	Controlador Ótimo Polinomial.....	53
3.10	Conclusões.....	56
Capítulo 4	– Aplicação a um caso prático	57
4.1	Processo Térmico Feedback PCT37-100.....	58
4.2	Topologia da Rede Adoptada	66
4.3	Controlo Preditivo	68
4.3.1	Metodologia Controlo Preditivo Não-Adaptativo sobre placas de aquisição	70
4.3.2	Metodologia Controlo Preditivo Adaptativo sobre placas de aquisição	72
4.3.3	Metodologia Controlo Preditivo Não-Adaptativo sobre Redes de Sensores e Actuadores sem Fios	75
4.3.4	Metodologia Controlo Preditivo Adaptativo sobre Redes de Sensores sem Fios	78
4.3.5	MPC Adaptativo com Tolerância a Falhas de Comunicação.....	81
4.4	Conclusões.....	85
Capítulo 5	– Conclusões e Perspectivas Futuras	87
5.1	Conclusões Gerais	88
5.2	Perspectivas Futuras	89
Bibliografia	91

Lista de Figuras

FIGURA 2.1 – TELOS B MOTE.	8
FIGURA 2.2 - TRÊS TIPOS DE <i>SINKS</i> NUMA REDE SINGLE-HOP.	13
FIGURA 3.1 - ESTRUTURA CONTROLO PREDITIVO.	24
FIGURA 3.2 - OPTIMIZAÇÃO MPC.	25
FIGURA 3.3 - MPC ADAPTATIVO.	43
FIGURA 3.4 - TRANSFORMAÇÃO NÃO-LINEAR DE PONTOS SIGMA.	45
FIGURA 4.1 - PROCESSO PCT 37-100.	58
FIGURA 4.2 - REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA PCT 37-100.	59
FIGURA 4.3 - GANHO ESTÁTICO DO SISTEMA PARA VÁRIOS REGIMES.	60
FIGURA 4.4 - PLACA DE AQUISIÇÃO ACOPLADA AO PROCESSO PARA RECOLHA DE DADOS.	61
FIGURA 4.5 - CONJUNTO DE DADOS PARA ESTIMAÇÃO DO MODELO.	62
FIGURA 4.6 - CONJUNTO DE DADOS PARA VALIDAÇÃO DO MODELO.	62
FIGURA 4.7 - AFERIÇÃO DOS MODELOS.	63
FIGURA 4.8 - ANÁLISE DE RESÍDUOS DOS DIFERENTES MODELOS.	65
FIGURA 4.9 - ARQUITECTURA UTILIZADA NA REDE SEM FIOS (SINGLE-HOP).	66
FIGURA 4.10 - COMUNICAÇÃO SEM FIOS ENTRE O NÓ ACOPLADO AO PROCESSO E O <i>SINK</i> .	69
FIGURA 4.11 - <i>SETUP</i> PLACA AQUISIÇÃO DE DADOS.	70
FIGURA 4.12 - METODOLOGIA NÃO-ADAPTATIVA COM PLACA AQUISIÇÃO DE DADOS.	71
FIGURA 4.13 - CONTROLO ADAPTATIVO COM PLACA USB.	73
FIGURA 4.14 - CONTROLO ADAPTATIVO COM PLACA USB SUJEITO A PERTURBAÇÕES (P).	74
FIGURA 4.15 - METODOLOGIA MPC NÃO-ADAPTATIVA PCT 37-100.	76
FIGURA 4.16 - CONTROLO NÃO-ADAPTATIVO COM PERTURBAÇÕES (P).	77
FIGURA 4.17 - METODOLOGIA MPC ADAPTATIVA PCT 37-100.	78

FIGURA 4.18 - METODOLOGIA MPC ADAPTATIVA COM PERTURBAÇÕES (P) NA DINÂMICA PCT 37-100.	80
FIGURA 4.19 - <i>SETUP</i> UTILIZADO PARA SIMULAR FALHAS DE COMUNICAÇÃO.	81
FIGURA 4.20 - METODOLOGIA MPC ADAPTATIVA SEM TOLERÂNCIA A FALHAS DE COMUNICAÇÃO.	83
FIGURA 4.21 - METODOLOGIA MPC ADAPTATIVO COM TOLERÂNCIA A FALHAS DE COMUNICAÇÃO.	84

Lista de Tabelas

TABELA 4.1 - CONFIGURAÇÃO DOS PARÂMETROS DO PROCESSO.	61
TABELA 4.2 – DESEMPENHO DOS MODELOS.	64
TABELA 4.3 - RESTRIÇÕES DO PROBLEMA DE OPTIMIZAÇÃO.	68
TABELA 4.4 - PARÂMETROS DE INICIALIZAÇÃO DO FILTRO DE KALMAN.	72
TABELA 4.5 - COMPARAÇÃO QUALITATIVA DAS DUAS METODOLOGIAS UTILIZANDO PLACA USB.	74
TABELA 4.6 - COMPARAÇÃO QUALITATIVA DAS METODOLOGIAS.	79
TABELA 4.7 - COMPARAÇÃO DAS METODOLOGIAS COM E SEM TOLERÂNCIA A FALHAS	84

Acrónimos

DAKF	Filtro de Kalman com aproximação da distribuição (<i>Distribution Approximation Kalman Filter</i>)
FIFO	Primeiro a entrar, primeiro a sair. (<i>First In First Out</i>)
LQR	Regulador Linear Quadrático (<i>Linear Quadratic Regulator</i>)
MPC,	Controlo Preditivo com modelo nominal (<i>Model-based Predictive Control</i>)
NesC	Network Embedded Systems C
PQ	Programação Quadrática
RSASF	Redes de Sensores e Actuadores Sem Fios
SISO	Entrada Única/ Saída Única (<i>Single Input/Single Output</i>)
TCP/IP	Protocolo Controlo Transmissão/Protocolo Internet (<i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i>)

Capítulo 1 – Introdução

“A ciência é, portanto, uma perversão de si mesma, a menos que tenha como fim último, melhorar a humanidade.”

*Nicola Tesla
(1856-1943)*

A necessidade de monitorizar e controlar sistemas de difícil acesso, em que não seja possível a presença humana, tem vindo nos últimos anos a contribuir para a evolução das redes de sensores sem fios. Estes desenvolvimentos ocorreram, não só na tecnologia dos sensores, mas também na evolução das arquitecturas subjacentes. Assim, surgiu a necessidade de construir arquitecturas de controlo remoto que garantam não só a estabilidade do sistema, mas que assegurem igualmente a necessária tolerância a falhas de comunicação que possam eventualmente ocorrer entre os sensores. Por outro lado, o desgaste subjacente aos processos pode degradar o desempenho do controlador ou mesmo tornar o sistema instável, sendo para isso necessário a integração de mecanismos de adaptação.

1.1 Motivações Gerais

Avanços recentes no domínio da electrónica têm contribuído para a crescente, utilização de redes de sensores sem fios na área do controlo automático e monitorização de processos, permitindo, igualmente, uma redução generalizada de custos de instalação e manutenção subjacentes e simplificação dos processos industriais. Alguns dos desafios presentes têm a ver com a limitada capacidade computacional dos nós, passíveis falhas de comunicações, vida útil das baterias, problemas de segurança inviolabilidade, entre outros.

Uma questão deveras pertinente refere-se ao impacto de tempos de latência variáveis associados às comunicações sem fios sobre o desempenho dos sistemas de monitorização e controlo. Estes tempos de latência são de natureza variável, uma vez que podem surgir na rede devido a congestionamento de tráfego ou interferências, que em determinadas situações extremas, como ocupação permanente do canal, originarão falhas de comunicação. Neste trabalho é proposto um controlador preditivo no espaço de estado que assegure, não só, a necessária tolerância a tempos de latência, bem como a estabilidade do sistema de controlo.

Outra questão prende-se com a adequabilidade do controlador acomodar possíveis não linearidades do sistema ou características variantes, como por exemplo sistemas que sejam objecto de reconfiguração estrutural. Tal implica a necessidade do controlador apresentar capacidades adaptativas, de modo a fazer face a estas condicionantes. De notar que, para além de o sistema em anel fechado passar a apresentar uma robustez reforçada, em toda a sua gama de operação, também o erro de seguimento e o desempenho, em geral, serão melhorados.

Finalmente, há que ter em consideração o facto de as comunicações poderem ser interrompidas por períodos de tempo substancialmente superiores aos intervalos de tempo consignados para transmissão de mensagens. Neste enquadramento, é imperioso que a arquitectura adoptada suporte o arranque do controlador local, localizado ao nível do sensor, que poderá assumir a forma de um agente, e de modo assegurar a estabilidade do sistema em questão.

1.2 Objectivos e Contribuições

O principal objectivo deste trabalho consiste no desenvolvimento de uma metodologia de controlo preditivo no espaço de estados, de forma a poder controlar um processo com base numa rede de comunicação sem fios, e assegurar a sua estabilidade e robustez a tempos de atraso, bem como fazer face a alterações na dinâmica do sistema. Para solução do problema de optimização recorrer-se-á à sua formulação segundo um problema de programação quadrática sujeito a restrições sobre as saídas e entradas.

Em relação às metodologias adaptativas e não-adaptativas, irão ser baseadas em modelos matemáticos lineares, obtidos inicialmente em diferido por via de um processo de identificação, sendo posteriormente actualizados à medida que novas amostras sejam recolhidas do processo, melhorando assim o desempenho em relação a perturbações que possam eventualmente ocorrer.

Como já referido, irá recorrer-se a um controlador local, que tem como função manter o sistema estável, na ocorrência das comunicações serem interrompidas, devido a uma falha. Neste contexto, o controlador local entra em funcionamento, quando o tempo de latência for superior a um predeterminado limiar, assegurando a estabilidade do sistema bem como a regulação em torno de uma referência particular, previamente recebida. Este controlador é baseado no algoritmo de controlo óptimo polinomial com critério linear quadrático.

Quanto ao mecanismo de actualização dos parâmetros do modelo, este é baseado no filtro de Kalman dual em conjugação com o método da transformação da incerteza (DAKF), através do qual são estimados os estados e actualizados os parâmetros do modelo.

Finalmente, refira-se também que a partir deste trabalho será escrito um artigo científico baseado na problemática das redes de sensores e actuadores sem fios com especial atenção nas falhas de comunicação e mecanismos de robustez face a estas falhas.

1.3 Estrutura da Dissertação

A presente dissertação encontra-se estruturada em 5 capítulos, incluindo o presente capítulo em que se apresentam as motivações e os objectivos propostos.

No capítulo 2 são apresentadas, no contexto das redes de sensores sem fios, as tecnologias e os sistemas operativos disponíveis. Descrever-se-ão os vários sistemas operativos que podem ser utilizados e finalmente serão descritas as tecnologias e componentes que os motes utilizam.

No capítulo 3 formula-se o problema de seguimento MPC linear quadrático sujeito a restrições nas entradas e saídas, apresentando-se o algoritmo do filtro de Kalman dual (DAKF) para identificação em linha e estimação de estados.

No capítulo 4 são apresentados alguns estudos e resultados efectuados no processo didáctico PCT37-100, onde são testadas as metodologias propostas na presente dissertação.

No capítulo 5 são apresentadas conclusões gerais decorrentes e possíveis linhas de investigação para futuros trabalhos.

Capítulo 2 – Redes de Sensores Sem fios

“Applications should shape and form the technology for which they are intended. This holds true in particular for wireless sensor networks, which have, to some degree, been a technology-driven development.”

Holger Karl

No presente capítulo começa-se por fazer uma breve introdução à tecnologia dos sensores e actuadores sem fios considerados na presente dissertação. De seguida faz-se uma comparação entre os sistemas operativos mais utilizados na programação destes dispositivos, apresentam-se as topologias de rede mais comuns e respectivas aplicações. Finalmente, descreve-se a metodologia e apresenta-se o *hardware* considerado no presente trabalho.

2.1 Tecnologia dos Sensores e Actuadores Sem Fios

As redes de sensores/actuadores sem fios são compostas por pequenos dispositivos sem fios, correntemente denominados de “*motes*”, *vd.* figura 2.1. São constituídos por quatro unidades básicas: alimentação de energia, unidade de processamento, módulo de aquisição e rádio (Akyildiz, et al., 2002)

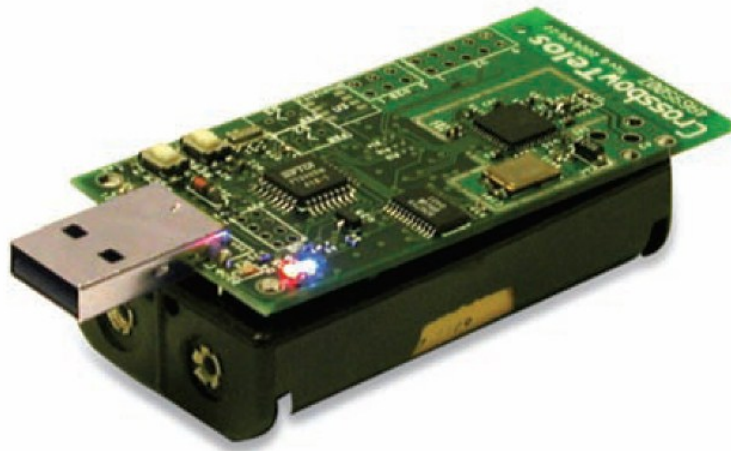


Figura 2.1 – TelosB mote.

Uma das características principais dos sensores sem fios é o seu tamanho, normalmente são de dimensões reduzidas e podem ser alimentados por baterias (tipicamente AA). Construtivamente, têm a capacidade de monitorizar vários tipos de variáveis, tais como, humidade relativa, temperatura ambiente ou luminosidade. Relativamente aos dispositivos considerados no presente trabalho, estes não integravam quaisquer sensores, sendo as variáveis disponibilizadas por transdutores externos adquiridas através dos conversores analógico-digital integrados no próprio *mote*.

Fisicamente são compostos por um microprocessador Texas Instruments MSP430 de 16 bits com 10 Kb de RAM, placa I/O, conversores analógico-digital e digital-analógico de 12 bits, rádio integrado, temporizadores e conexão USB para programação e/ou para alimentação eléctrica. O rádio compatível com a norma 802.15.4 opera entre a banda dos 2.4 a 2.4835 GHz e disponibiliza uma taxa de transferência de 250 Kbps. O alcance está compreendido entre 75 a 100 metro fora de portas e entre 20 a 30 metro no interior de edifícios, embora alguns autores indiquem que o alcance pode chegar até 125 metro (vd e.g. Baronti, et al., 2007).

Sendo a capacidade de armazenamento um ponto fulcral, os *motes* incorporam, de origem, uma memória *flash* de 1MB, que para além de permitir uma maior capacidade de armazenamento possibilita um incremento da capacidade computacional do microprocessador. De referir que a capacidade computacional do microprocessador, é talvez uma das suas maiores limitações, patente em aplicações computacionalmente exigentes.

Relativamente aos sistemas operativos, os dispositivos são integralmente compatíveis com o TinyOS e Contiki. Na secção seguinte descrever-se-ão as suas características mais relevantes.

2.2 Sistemas Operativos

O sistema operativo TinyOS (Hill, et al., 2004) terá sido provavelmente um dos primeiros sistemas operativos disponíveis para estes tipos de dispositivos *sem fios*. É um sistema operativo livre, baseado no conceito de eventos e de “código aberto” que foi desenvolvido a partir de uma colaboração entre a Universidade da Califórnia (UCLA) e o centro de pesquisa da Intel. A linguagem de programação utilizada denomina-se NesC, representando uma extensão da linguagem de programação C baseada em eventos, de modo a estruturar os conceitos e o modelo de execução do TinyOS.

O TinyOS é um sistema operativo que é baseado no conceito de eventos. O sistema espera que um evento ocorra, como por exemplo a chegada de um pacote ou o cumprimento de uma temporização, sendo posteriormente tratado com uma sequência de instruções que tratam esse evento e guardam a respectiva informação (Karl, et al., 2005). De facto, o trabalho computacional não é efectuado nestas rotinas, mas sim, em tarefas autónomas. Estas tarefas são geridas por um conceito de FIFO, já que poderão surgir quase simultaneamente várias tarefas despoletadas por diferentes eventos.

As aplicações construídas neste sistema operativo são interligadas estaticamente usando o conceito de componentes. Estes componentes contêm as semânticas relacionadas com cada funcionalidade disponível, sendo organizados hierarquicamente, desde componentes de baixo nível, próximos do *hardware*, a componentes de alto nível.

Quanto ao sistema operativo Contiki (Dunkels, et al., 2004), este foi desenvolvido por Adam Dunkels no Instituto de Ciências Computacionais da Suécia. Este sistema operativo é, à semelhança do TinyOS, um sistema livre e de código aberto baseado em eventos. A linguagem utilizada para programar neste sistema é a linguagem C.

Uma das suas principais características é a utilização das chamadas *protothreads* (Dunkels, et al., 2006). Estas apresentam-se como um tipo particular de *threads* mais simples, sem pilha, desenhadas para sistemas com severas restrições de memória (Dunkels, et al.).

Em sistemas em que o problema de alocação de memória é tão importante, o Contiki possui outra excelente característica, consubstanciada no facto de poder carregar e descarregar código dinamicamente, ao contrário do TinyOS, que se apresenta estaticamente interligado. Isto permite que sejam efectuadas remotamente alterações no código base de cada sensor. Tal, constitui uma mais valia particularmente em redes que possuam um grande número de sensores.

O Contiki permite trabalhar com TCP/IP, estando inclusivamente preparado para suportar IPv6. Estas pilhas de comunicação são chamadas de uIP e uIPv6, encontrando-se ainda disponível a Rime.

A pilha de comunicação Rime, utilizada neste projecto, é uma pilha desenhada em camadas, especialmente para este tipo de redes que utilizam sensores sem fios. O propósito desta pilha de comunicação é simplificar os protocolos utilizados nestas redes de sensores sem fios e possibilitar a reutilização de código (Dunkels, 2007).

Neste trabalho foi utilizado o sistema operativo Contiki 2.3, não só pelas características descritas mas pelo facto desta dissertação se inserir no âmbito do projecto Europeu, o projecto GINSENG¹, onde a escolha do sistema operativo recaiu sobre o Contiki e nomeadamente foram feitas alterações ao nível das camadas de rede e camada MAC para uma maior fiabilidade na entrega de mensagens e uma maior eficiência energética por parte dos motes.

¹ <http://www.ict-ginseng.eu/>

2.3 Topologias Básicas de Redes de Sensores e Actuadores sem Fios

O planeamento de uma arquitectura de uma rede de sensores sem fios é um desafio bastante aliciante, muito em parte, devido ao facto dos sensores que são dispersos no terreno poderem, eventualmente, vir a apresentar avarias. Isto significa que a manutenção destas redes exige um planeamento prévio e algo considerável. De um ponto de vista físico estas podem ser montadas em estrela, em árvore ou *mesh*, entre outros.

Os sensores sem fios podem ser dispersos na área geográfica seleccionada de duas formas distintas: um a um, ou dispersos em massa. Normalmente as considerações a ter em conta quando se constrói uma rede de sensores sem fios são (Akyildiz, et al., 2002):

- Posição dos sensores;
- alcance dos sensores;
- energia disponível;
- mau funcionamento;
- tarefas específicas.

Para um melhor entendimento do presente trabalho convém introduzir o conceito de *sink* e *source*, uma vez que a utilização destas expressões é recorrente. Assim, define-se *source* como uma entidade, tipicamente um sensor, pertencente à rede, que pode fornecer informação, enquanto que um *sink* é uma entidade onde a informação é requerida. O *sink* pode ser mais um sensor pertencente à rede, ou uma entidade externa, como por exemplo, um PDA ou um gateway, que liga a rede de sensores sem fios, a

uma outra rede, como por exemplo a Internet, em que os pedidos para a rede, estão associados a sensores se encontram fisicamente distantes (Karl, et al., 2005).

Devido às limitações inerentes às comunicações rádio, nomeadamente no que se refere à potência necessária para transmitir um sinal para um receptor a longa distância, a comunicação directa entre o emissor e o receptor nem sempre é exequível.

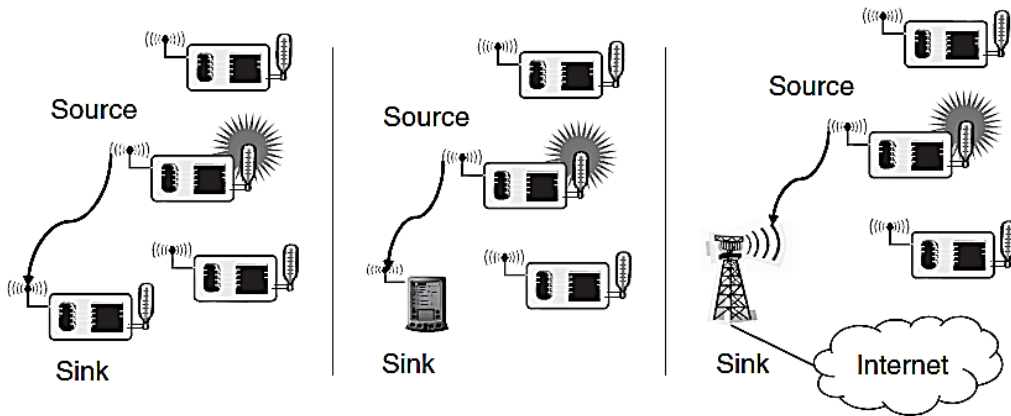


Figura 2.2 - Três tipos de *sinks* numa rede single-hop.

Para ultrapassar esta limitação, a utilização de outros sensores tornou-se necessária, para encaminhamento das mensagens até ao destino. Esta arquitectura *multi-hop* torna assim possível, através do reencaminhamento de pacotes, um menor consumo de energia, assim como uma maior capacidade de contornar obstáculos naturais que impeçam a comunicação directa entre o transmissor e o receptor.

Como referido em Karl, et al., 2005, a energia requerida para uma comunicação directa a uma distancia d é cd^α (em que c é uma constante e $\alpha \geq 2$ o coeficiente de perda de energia) enquanto que utilizando um sensor como reencaminhador, à distância $d/2$ reduz essa energia para $2c(d/2)^\alpha$.

A optimização dos caminhos mais próximos para um dado *sink* ou para uma *source* pode ser calculada mediante vários critérios de optimização (Akyildiz, et al., 2002):

- Caminho com maior energia disponível – Neste caso o caminho com maior energia disponível é escolhido. A potência total disponível é calculada somando a energia disponível em cada nó ao longo do caminho e tendo em conta a eficiência energética;
- caminho de menor energia – Neste caso o caminho que consuma menor energia para transmitir pacotes, entre o *sink* e a *source* é o escolhido.
- caminho com menor número de saltos – Aqui o caminho escolhido é o que apresenta um menor número de saltos, i.e., o que necessita de um menor número de reencaminhamentos para chegar ao destino;
- caminho com o maior mínimo de energia disponível – Nesta situação é efectuada a escolha de um caminho que contenha o nó com maior mínimo de energia disponível. Este esquema é utilizado para prevenir que o caminho escolhido se torne impossível, devido ao facto de um nó ficar sem energia.

Os critérios mencionados anteriormente são baseados exclusivamente em premissas energéticas, embora este tópico seja muito importante nas redes de sensores sem fios, o reencaminhamento de pacotes também pode ser efectuado segundo outras heurísticas:

- *Flooding* – É uma técnica de disseminação de informação. Cada nó na rede que receba um pacote, após a sua recepção, repete o envio, exceptuando o

caso em que o pacote atinja um determinado número de saltos. Nesta situação o pacote é descartado.

- *Gossiping* – É uma variação da técnica de *flooding* em que o nó receptor ao receber o pacote envia-o, não para todos os seus vizinhos, mas apenas para um vizinho escolhido aleatoriamente.

Nos cenários discutidos anteriormente, todos os componentes da rede de sensores sem fios são estacionários. Uma questão importante diz respeito à capacidade de estas redes permitirem a mobilidade dos seus nós constituintes. Nas redes de sensores sem fios podem existir três tipos de mobilidade (Karl, et al., 2005):

- Mobilidade dos sensores sem fios – Os sensores sem fios não têm de ser do tipo estático. Tal implica que a rede tenha de ter a capacidade de se reorganizar frequentemente, de modo a poder funcionar adequadamente.
- Mobilidade dos *sinks* – Este caso pode ser considerado um caso particular do anterior, uma vez que os *sinks* poderão ser sensores da rede. A rede neste caso terá que contemplar mecanismos que suportem a possibilidade de o *sink* se deslocar espacialmente.
- Mobilidade dos eventos – Em aplicações onde seja necessária a monitorização ou a detecção de eventos móveis é importante, que estes estejam suficientemente cobertos por sensores durante todo o período de monitorização. Neste tipo de cenários os sensores devem ser activados apenas quando o evento se encontra nas imediações e colocados em hibernação caso tal não se verifique, tendo em vista uma economia de energia.

2.4 Aplicações de Redes de Sensores e Actuadores Sem Fios

Em virtude das potencialidades inerentes aos sensores sem fios, a utilização de redes constituídas por estes dispositivos tem vindo a aumentar consideravelmente. A utilização não se tem limitado a um tipo de indústria em particular, mas sim a um vastíssimo leque de áreas, tais como, aplicações militares, industriais ou ainda na área da saúde (Akyildiz, et al., 2002).

No que diz respeito a aplicações militares, uma vez que estes sensores são de baixo custo, a perda de sensores no teatro de operações não tem qualquer relevância objectiva. Algumas das possibilidades de utilização destes dispositivos neste contexto são (Akyildiz, et al., 2002):

- Monitorização de meios humanos, equipamento e munições: Através da colocação de um sensor em cada soldado, veículo ou equipamento é feita uma monitorização do respectivo estado, sendo a informação enviada para o *sink*, que se encontra associado a um superior hierárquico. Este encarregar-se-á de processar a informação e de lhe dar o devido encaminhamento;
- Vigilância: Em terrenos críticos, tais como estradas ou caminhos, onde seja necessário efectuar uma apertada vigilância, estes sensores podem ser rapidamente colocados no terreno;
- Reconhecimento das forças inimigas ou do terreno: Através da dispersão de sensores por lançamento, estes podem efectuar um reconhecimento do terreno ou fazer uma avaliação das forças inimigas, sem recorrer ao uso de meios humanos, evitando assim os riscos desnecessários.

- Reconhecimento de ataques nucleares, biológicos ou químicos: Em caso de ataque biológico ou químico é de vital importância a pronta identificação do agente em causa. As redes de sensores sem fios podem constituir sistemas de prevenção deste tipo de ataques, ou como sistema de identificação dos agentes em causa.

Outra área onde as redes de sensores sem fios têm sido utilizadas, é a área ambiental. Mais especificamente, podem ser utilizadas nos seguintes contextos (Akyildiz, et al., 2002):

- Detecção de incêndios florestais: As redes de sensores sem fios, podem ser utilizadas na prevenção de incêndios de grandes dimensões, detectando a origem dos fogos e prevenindo o seu alastramento. Os sensores podem inclusivamente estar equipados com painéis fotovoltaicos, de modo a permitir uma maior autonomia energética;
- Detecção de inundações: A possibilidade de equipar estas redes com variadíssimos tipos de sensores, permite que seja possível monitorizar variáveis ambientais tais como, densidade pluvial ou o nível das águas. Estes sensores permitem antecipar catástrofes tais como, subida do nível de rios ou rebentamentos de diques;
- Agricultura de precisão: Algumas das vantagens destas aplicações resumem-se à monitorização do nível de pesticidas, erosão dos solos ou nível de poluição existente;

Outra área em que estes tipos de redes podem ser utilizados é na da área da saúde.

Alguns dos benefícios da utilização destas redes são (Akyildiz, et al., 2002):

- **Telemonitorização de parâmetros fisiológicos:** Estas redes podem servir para recolher informação de um dado doente para, posteriormente, ser utilizada na identificação e prevenção de doenças. Além disso, permitem uma maior mobilidade dos doentes e constituem uma significativa melhoria da qualidade de vida.

Por último, refiram-se as aplicações no domínio da domótica com pendor comercial (Akyildiz, et al., 2002):

- **Automação doméstica:** A possibilidade de incorporar estes sensores nos mais diversos electrodomésticos torna possível a sua interacção com outros aparelhos domésticos ou com a Internet. Tal torna possível a gestão de aparelhos domésticos local, ou remotamente, através da Internet.
- **Monitorização de parâmetros ambientais em edifícios:** Recorrendo a dispositivos sem fios, compreendendo transdutores de temperatura, humidade relativa, ou outros, é possível implementar, em espaços não servidos com redes cabladas, uma base para aquisição e monitorização de parâmetros ambientais.
- **Museus interactivos:** De modo a tornar os museus mais interactivos poder-se-ão utilizar estes sensores acoplado-os aos objectos em exposição de modo a permitir a interacção com o público.
- **Controlar inventários:** Para efeito de localização de itens dentro de um armazém.
- **Detecção e seguimento de veículos:** Através da instalação de sensores que consigam determinar a posição geográfica. Estes enviariam a informação que

é recolhida pelas estações base permitindo a localização e seguimento em tempo-real do veículo.

- Monitorização industrial: Através da colocação de sensores em máquinas rotativas estes podem detectar padrões de vibração que indiquem uma potencial avaria.

Muitas aplicações partilham das mesmas características básicas, tal como o facto de o *sink* por vezes pertencer à própria rede ou existirem, normalmente, mais *sources* que *sinks* numa rede, sendo que na maior parte delas existe uma clara distinção entre *sinks* e *sources*, como já foi referido anteriormente, apresentando-se em seguida os tipos de interacção mais relevantes (Karl, et al., 2005):

- Detecção de eventos: Neste caso, em particular, os sensores sem fios apenas reportam informação aos *sinks* quando detectam uma ocorrência ou um determinado evento. A detecção pode ser feita simplesmente por um dado sensor apenas, ou por vários, recorrendo a abordagens colaborativas, quando se trate de um evento mais complexo.
- Medições periódicas: Os sensores podem ser programados para reportar periodicamente os valores medidos de uma dada variável, com um intervalo de tempo predeterminado, ou quando ocorrer a detecção de um dado evento.
- Aproximações de funções de detecção de picos: No caso concreto em que uma variável muda em função de outra, as redes de sensores sem fios podem ser usadas para aproximar estas funções, utilizando um número de amostras recolhidas pelos sensores individualmente.
- Monitorização: Uma vez que os eventos podem ser móveis (como referido anteriormente), as redes de sensores sem fios podem ser utilizadas para

reportar actualizações da posição de um dado evento em relação ao *sink*, podendo eventualmente estimar a sua velocidade e direcção.

2.5 Conclusões

Neste capítulo descreveram-se as redes de sensores sem fios, numa perspectiva assumidamente conceptual. Foram discutidas as tecnologias de sensores sem fios considerados nesta dissertação, bem como, em termos de *software*, os sistemas operativos compatíveis.

Paralelamente, foram descritas as topologias que estas redes podem adoptar, bem como as várias abordagens de planeamento disponíveis.

Foram também apresentadas algumas áreas que apresentam forte potencial de aplicação e discutidas algumas aplicações particulares envolvendo este novo paradigma.

Finalmente ao lidar com este tipo de *hardware* foram encontrados alguns desafios, nomeadamente a necessidade de haver uma interligação e compatibilização ao nível de hardware uma vez que as gamas de tensão por parte do mote são incompatíveis com o processo utilizado, sendo que para isso foi necessário desenvolver um circuito de compatibilização das tensões.

Capítulo 3 – Controlo Preditivo em Espaço de Estados

“Model predictive control (MPC) has a long history in the field of control engineering. It is one of the few areas that has received on-going interest from researchers in both the industrial and academic communities.”

Liuping Wang

No presente capítulo começa-se por fazer uma breve introdução às técnicas de controlo preditivo, de seguida formula-se o problema de optimização sujeito a restrições associado a esta estratégia de controlo e são discutidos os procedimentos necessários à formulação do problema no formato de programação quadrática. Finalmente é descrita a estrutura adaptativa utilizada na presente dissertação, a qual assenta na utilização de um filtro de Kalman dual com transformação da incerteza, para actualização dos parâmetros do modelo, assim como para a estimação dos estados do sistema.

3.1 Conceitos

O controlo preditivo, ou controlo preditivo por modelo (MPC), como é por vezes conhecido, é a única técnica de controlo – que é mais avançada que os controladores PID – que teve um significativo impacto no controlo de processos industriais (Maciejowski, 2002). Na figura 3.1 está representado esquematicamente o conceito de controlo MPC, bem como o acoplamento de um observador abstracto que assegura o fornecimento ao optimizador de uma estimativa do vector de estado \hat{x} .

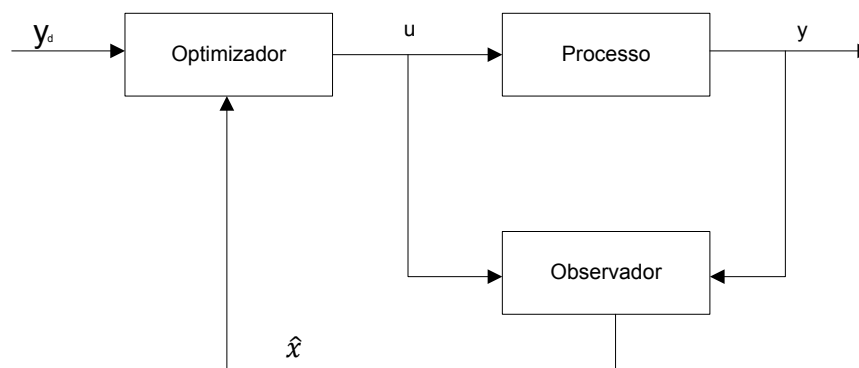


Figura 3.1 - Estrutura controlo preditivo.

A formulação do problema de controlo óptimo em anel aberto é encarada num contexto de janela (horizonte) deslizante segundo o futuro, daí a designação de controlo de horizonte recedivo². Assim, segundo a metodologia de implementação MPC, num dado instante discreto $k > 0$ é recolhida informação do processo, especificamente a acção de controlo e o vector de saída e , utilizando um mecanismo de optimização, obtém-se uma predição do modo como vai evoluir a saída do sistema y , durante um horizonte de

² Tradução do anglicismo *receding* subordinado à origem etimológica do substantivo recessão (do latim *recedere*)

predição N_P por aplicação da sucessão de acções de controlo obtidas no decurso de optimização, muito provavelmente sujeitas a variações no decurso de um horizonte $N_C < N_P$, como se pode constatar pela figura 3.2.

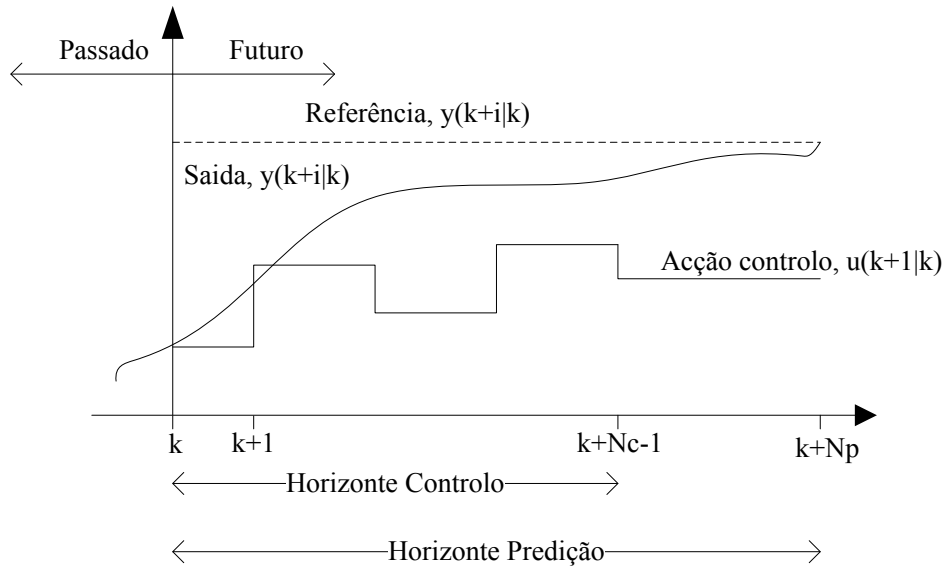


Figura 3.2 - Optimização MPC.

A sucessão de acções de controlo gerada pelo optimizador é calculada tendo em conta as restrições eventualmente impostas, quer ao nível das variáveis de controlo, quer sobre a saída do processo, de modo que a saída do processo cumpra as especificações de projecto. De facto, segundo o algoritmo original, apenas a primeira acção de controlo $u(k|k)$ gerada pelo optimizador é, realmente, enviada ao processo. De notar, que o algoritmo implementado neste trabalho envia para o processo todas as acções geradas pelo optimizador correspondentes ao intervalo de transmissão dividido pelo intervalo de amostragem. No instante seguinte, este processo é de novo repetido, utilizando os valores actualizados de $u(k|k)$ e $\hat{x}(k|k)$.

Esta natureza retroactiva do sistema de controlo apresenta reconhecidas vantagens, mas por outro lado pode inevitavelmente comprometer a estabilidade nominal do sistema de controlo em anel fechado (Mayne, 1995).

De entre as vantagens que têm vindo a potenciar o uso da metodologia MPC em ambientes industriais, destacam-se as seguintes (Maciejowski, 2002):

- A ideia subjacente é de fácil compreensão;
- a sua formulação base é extensível a sistemas multivariáveis sem ser necessário recorrer a modificações proibitivas;
- é mais poderoso do que os controladores PID, mesmo para sistemas sem restrições, não sendo muito mais difícil de sintonizar, mesmo em sistemas com prolongados tempos de atraso.

3.2 Regulador Ótimo Linear Quadrático

Considere-se o seguinte sistema descrito pela equação linear

$$x(k + 1) = A(k)x(k) + B(k)u(k) \quad (3.1)$$

em que $A(k) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ representa a matriz de estado, $B(k) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ a matriz de entrada e $x(k)$ e $u(k)$, respectivamente os vectores de estado e de entrada no instante k .

Pretende-se obter uma sucessão de acções de controlo $u^*(k), k \in [0, N - 1]$ que conduza o sistema para a origem, segundo a minimização de um dado critério expresso pelo seguinte funcional:

$$V(x_0, \mathcal{U}) = \frac{1}{2} \|x(N)\|_S^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \|x(k)\|_{Q(k)}^2 + \|u(k)\|_{R(k)}^2 \quad (3.2)$$

sujeito à restrição de igualdade (3.1), sendo Q, R e S matrizes de ponderação com dimensão adequada.

Com vista à obtenção da solução para o problema vertente, este pode ser reformulado através da inclusão, no funcional a minimizar, de um vector de multiplicadores de Lagrange λ associado à restrição de igualdade, dando origem ao seguinte problema de optimização, isento de restrições:

$$\begin{aligned} \min_{\mathcal{U}} V(x_0) = \min_{\mathcal{U}} & \left\{ \frac{1}{2} \|x(N)\|_S^2 + \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{2} [\|x(k)\|_{Q(k)}^2 + \|u(k)\|_{R(k)}^2] + \right. \\ & \left. + \lambda(k + 1)[A(k)x(k) + B(k)u(k) - x(k + 1)] \right\} \end{aligned} \quad (3.3)$$

com $\mathcal{U} \triangleq \{u(0), \dots, u(N - 1)\}$.

Definindo o Hamiltoniano do problema como sendo (Lewis, et al., 1995)

$$H(x(k), u(k)) \triangleq \frac{1}{2} [\|x(k)\|_{Q(k)}^2 + \|u(k)\|_{R(k)}^2] + \lambda^T(k+1)[A(k)x(k) + B(k)u(k)] \quad (3.4)$$

chega-se à seguinte solução analítica (Lewis, et al., 1995):

$$u^*(k) = -[R(k) + B^T(k)P(k+1)B(k)]^{-1}B^T(k)P(k+1)A(k)x(k) \quad (3.5)$$

onde $P(k+1)$ representa a solução da seguinte equação de Riccati:

$$P(k) = Q(k) + A^T(k)[P(k+1) - P(k+1)B(k)] \quad (3.6)$$

Para sistemas e funcionais invariantes, em determinadas condições, a matriz de Riccati $P(k)$ tende para um valor constante \check{P} com $k \rightarrow \infty$, independentemente do valor adoptado para a matriz de penalização final.

Teorema 3.1 (Lewis, et al., 1995) Seja o par (A, B) estabilizável. Então para toda matriz de ponderação S definida positiva existe uma solução limite finita para a equação de Riccati (3.6) que satisfaz a seguinte equação algébrica de Riccati:

$$P = Q + A^T[P - PB(B^T P B + R)^{-1}B^T P]A \quad (3.7)$$

O regulador linear quadrático com horizonte de controlo infinito, desde que satisfeitas algumas condições necessárias, proporciona um sistema em anel fechado estável. Tais condições encontram-se sintetizadas no teorema seguinte.

Teorema 3.2 (Souza, et al., 1986) Considere-se a equação algébrica de Riccati definida pela equação (3.7). Seja Q semidefinida positiva, R , positiva definida e assumam-se o par (A, \sqrt{Q}) observável. Então (A, B) é estabilizável se e só se:

- a) Existe uma matriz \check{P} definida positiva, solução única da equação algébrica de Riccati;
- b) A matriz do sistema em anel fechado, definida por

$$A_f = A - B(B^T \check{P} B + R)^{-1} B^T \check{P} A \quad 3.8$$

é Schur³ estável.

³ Uma matriz $A \in R^{n \times n}$ é Schur estável se os elementos de $\lambda \in \mathbb{C}^n$: $\det(\lambda I - A) = 0$ verificarem a condição $\|\lambda_i\| < 1, i = 1, \dots, n$.

3.3 Problema de Regulação Linear Quadrática Recedivo

O problema de regulação linear quadrático com horizonte recedivo, implica o cálculo, em cada intervalo de amostragem, de uma sucessão de acções de controlo, através da minimização, em anel aberto, de uma norma \mathcal{L}_2 , sob um conjunto de restrições lineares e de modo a conduzir o vector de estado para a origem. As acções de controlo são aplicadas ao processo, repetindo-se o processo no intervalo de amostragem seguinte.

Neste tipo de formulação MPC, o sistema pode ser descrito por um modelo linear invariante, cuja dinâmica pode ser representada, no espaço de estados por:

$$\Sigma : \begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), & x(0) = x_0 \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (3.9)$$

em que $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e com $C \in \mathbb{R}^{p \times m}$ a matriz de saída.

O problema de controlo óptimo linear quadrático em anel aberto pode ser, então, formulado do seguinte modo:

$$\mathcal{P}(x(k)): V^*(x(k)) = \min_{\mathcal{U}} \{ \sum_{i=1}^{N_P} \|x(k+i|k)\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{N_C-1} \|u(k+i|k)\|_R^2 \} \quad (3.10)$$

sujeito à dinâmica do sistema descrita pela equação (3.9) e satisfazendo um conjunto de restrições adicionais impostas sobre as entradas e estados, expressas matematicamente por

$$\begin{cases} u(k+i|k) \in \mathbb{U} \subset \mathbb{R}^m, & i = 0, \dots, N_C - 1 \\ u(k+i|k) = 0, & i = N_C, \dots, N_P - 1 \\ x(k+i|k) \in \mathbb{X} \subset \mathbb{R}^n, & i = 1, \dots, N_P \end{cases} \quad (3.11)$$

com

$\mathbb{U} \subset \mathbb{R}^m$ e $\mathbb{X} \subset \mathbb{R}^n$, são subconjuntos compactos contendo a origem como ponto interior;

$x(k+i|k)$, a predição da trajectória do vector de estado a partir do instante k ;

$u(k+i|k)$, a sucessão de acções de controlo geradas pelo optimizador, com base na informação disponível no instante k ;

N_P , o horizonte temporal de predição;

N_C , o horizonte temporal de controlo;

Q , uma matriz de penalização sobre os estados, simétrica e semidefinida positiva ($Q \in \mathbb{R}^{n \times n} : Q \geq 0$);

R , uma matriz de penalização sobre a acção de controlo, simétrica e definida positiva ($R \in \mathbb{R}^{m \times m} : R > 0$).

A formulação do problema MPC linear quadrático do tipo regulação pode ser efectuada incluindo no critério o incremento $\Delta u(k+i|k)$:

$$V(x(k)) = \sum_{i=1}^{N_P} \|x(k+i|k)\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{N_C-1} \|\Delta u(k+i|k)\|_S^2 \quad (3.12)$$

com $S \in \mathbb{R}^{m \times m}$ uma matriz simétrica definida positiva ($S > 0$) e $\Delta u(k+i|k) = 0$, $i = N_C, \dots, N_P - 1$, o incremento das acções de controlo. A sucessão de incrementos é então obtida através da seguinte expressão:

$$\Delta \mathcal{U}^* = \arg \min_u V(x(k)) \quad (3.13)$$

sendo, neste caso, o conjunto de restrições representado por

$$\begin{cases} \Delta u(k+i|k) \in \mathbb{D} \subset \mathbb{R}^m, & i = 0, \dots, N_C - 1 \\ \Delta u(k+i|k) = 0, & i = N_C, \dots, N_P - 1 \\ x(k+i|k) \in \mathbb{X} \subset \mathbb{R}^n, & i = 1, \dots, N_P \end{cases} \quad (3.14)$$

Embora nestas ultimas formulações do problema se tenha penalizado os estados em todo o horizonte de predição, é possível efectuar a penalização após um determinado intervalo ($i > 1$). Além disso, refira-se ainda que é perfeitamente possível considerar penalizações, simultaneamente, quer sobre acção de controlo, quer sobre os respectivos incrementos, utilizando o seguinte funcional:

$$V(x(k)) = \sum_{i=1}^{N_P} \|x(k+i|k)\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{N_P-1} \|u(k+i|k)\|_R^2 + \sum_{i=0}^{N_C-1} \|\Delta u(k+i|k)\|_S^2 \quad (3.15)$$

3.4 Problema de Seguimento Recetivo

No caso de se pretender forçar o vector de estado a seguir uma determinada trajectória de referência, minimizando um dado critério de desempenho, este assume uma penalização, não sobre o estado vigente, mas sobre o erro de controlo $e(k + i|k)$, $i = 1, \dots, N_p$, face à referência $r(k + i|k)$, definido por:

$$e(k + i|k) = x(k + i|k) - r(k + i|k) \quad (3.16)$$

Neste enquadramento, o problema MPC pode ser formulado como em (3.13), onde o funcional a minimizar passa a ser representado por uma norma quadrática e o problema de optimização sujeito ao seguinte conjunto de restrições:

$$\begin{cases} x(k + i|k) = Ax(k + i - 1|k) + Bu(k + i - 1|k), & i = 1, \dots, N_p \\ u(k + i|k) \in \mathbb{U} \subset \mathbb{R}^m, & i = 0, \dots, N_p - 1 \\ \Delta u(k + i|k) \in \mathbb{D} \subset \mathbb{R}^m, & i = 0, \dots, N_c - 1 \\ \Delta u(k + i|k) = 0, & i = N_c, \dots, N_p - 1 \\ x(k + i|k) \in \mathbb{X} \subset \mathbb{R}^n, & i = 1, \dots, N_p \end{cases} \quad (3.17)$$

Quando o problema de optimização consistir em forçar a saída do sistema de acordo com uma trajectória de referência, esta formulação pode ser adaptada, sendo o erro de controlo $e(k + i|k) \in \mathbb{R}^p$ representado por:

$$e(k + i|k) = y(k + i|k) - y_d(k + i|k) \quad (3.18)$$

apresentando-se o problema de seguimento linear quadrático como:

$$\begin{aligned} \Delta \mathcal{U}^*(k) &= \arg \min_{\mathcal{U}} V(x(k)) = \\ &= \sum_{i=1}^{N_p} \|e(k + i|k)\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{N_p-1} \|u(k + i|k)\|_R^2 + \sum_{i=0}^{N_c-1} \|\Delta u(k + i|k)\|_S^2 \end{aligned} \quad (3.19)$$

sujeito à dinâmica do sistema (3.9), e às seguintes restrições:

$$\begin{cases} u(k+i|k) \in \mathbb{U} \subset \mathbb{R}^m, & i = 0, \dots, N_p - 1 \\ \Delta u(k+i|k) \in \mathbb{D} \subset \mathbb{R}^m, & i = 0, \dots, N_c - 1 \\ \Delta u(k+i|k) = 0, & i = N_c, \dots, N_p - 1 \\ y(k+i|k) \in \mathbb{Y} \subset \mathbb{R}^p, & i = 1, \dots, N_p \end{cases} \quad (3.20)$$

Se, no decurso de um horizonte inicial finito $Y \in \mathbb{N} \setminus \{0\}$ o sistema puder vir a violar compulsivamente a restrição $y(k+i|k) \in \mathbb{Y}$, o sistema puder vir a violar compulsivamente a restrição $y(k+i|k) \in \mathbb{Y}$ esta terá de ser imperiosamente relaxada, sob pena do problema de optimização se tornar inexequível. Em tais circunstâncias, a correspondente restrição deverá ser substituída por $y(k+i|k) \in \mathbb{Y} \subset \mathbb{R}^p$, $i = Y+1, \dots, N_p$ (Gil, 2003).

3.5 Restrições ao Espaço das Soluções

Sempre que necessário dever-se-á proceder à inclusão de restrições na formulação do problema de optimização, de modo a restringir o universo de soluções.

No espaço de soluções admissíveis, existem maioritariamente condicionantes de ordem física, quer sobre a acção de controlo, quer sobre a saída ou estado do processo, conforme a formulação. Assim, a imposição de restrições surge genericamente, sobre a forma de desigualdades, que na prática, se caracterizam pela imposição de limites.

a) Restrições sobre as entradas:

A limitação das entradas, quer ao nível da acção de controlo, quer ao nível do respectivo incremento, surge ao nível da imposição de limites, referentes à gama de valores admissíveis, a qual é indissociável dos actuadores utilizados. Assim, as restrições sobre a acção de controlo, podem apresentar-se matematicamente da seguinte forma:

$$u_{min}(k + i|k) \leq u(k + i|k) \leq u_{max}(k + i|k), \quad i = 0, \dots, N_p - 1 \quad (3.21)$$

em que u_{min} se refere ao limite inferior e u_{max} ao limite superior, sendo ambos valores finitos. Apesar de se poder constatar pela expressão anterior que os valores admissíveis poderão ser variantes, é mais comum a utilização de limites permanentemente constantes.

Quanto às restrições sobre os incrementos da acção de controlo, estas reflectem limitações nas taxas de variação dos actuadores. É igualmente possível condicionar a dinâmica do sistema em anel fechado através da manipulação destes incrementos

máximos admissíveis, assumindo neste caso tais limites a figura de parâmetro de sintonização do próprio controlador. A expressão seguinte ilustra a forma deste tipo de restrições:

$$|\Delta u_{min}(k + i|k)| \leq |\Delta u(k + i|k)| \leq |\Delta u_{max}(k + i|k)|, \quad i = 0, \dots, N_C - 1 \quad (3.22)$$

onde $|\Delta u_{min}|$ representa o incremento mínimo permitido, $|\Delta u_{max}|$ o valor máximo do incremento e $|\cdot|$ o respectivo valor absoluto.

b) Restrições sobre as saídas

A imposição destas restrições tem a ver com o facto de ser requerido proteger a integridade do processo, salvaguardando-o de eventuais falhas de segurança. Estes limites de trabalho surgem como uma gama admissível de funcionamento, expressa por:

$$y_{min}(k + i|k) \leq y(k + i|k) \leq y_{max}(k + i|k), \quad i = 1, \dots, N_P \quad (3.23)$$

em que y_{min} se refere ao limite inferior e y_{max} ao limite superior, sendo que ambos valores finitos e eventualmente variantes.

Ocasionalmente poderá ser necessário violar estes limites, normalmente quando o problema de optimização se torna inexequível. Em tais circunstâncias, é introduzida na formulação uma variável de folga $\zeta \in \mathbb{R}^p$ passando as restrições a ser representadas por:

$$y_{min}(k + i|k) - \zeta \leq y(k + i|k) \leq y_{max}(k + i|k) + \zeta, \quad i = 1, \dots, N_P \quad (3.24)$$

implicando que a norma quadrática ponderada associada a esta variável vectorial deva ser incluída no funcional, de modo a minimizar a violação dos limites impostos.

3.6 MPC como um Problema de Programação Quadrática

Considere-se o seguinte problema de optimização associado a uma estratégia MPC de seguimento, no qual a saída do sistema deverá seguir uma dada referência, de acordo com uma trajectória óptima e num contexto de horizonte recedivo:

$$\begin{aligned} \Delta \mathcal{U}^* = \arg \min_{\Delta \mathcal{U}} & \left[\sum_{i=1}^{N_P} \|Cx(k+i|k) - y_d(k+i)\|_{Q(i)}^2 + \right. \\ & \left. + \sum_{i=0}^{N_P-1} \|u(k+i|k)\|_{R(i)}^2 + \sum_{i=0}^{N_C-1} \|\Delta u(k+i|k)\|_{S(i)}^2 \right] \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde $\Delta \mathcal{U} \in \mathbb{R}^{m \times N_C}$ representa a sucessão finita de incrementos subjacentes às acções de controlo, com o problema de optimização satisfazendo a dinâmica do sistema

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (3.26)$$

e sujeito às seguintes restrições:

$$\begin{cases} u_{min}(k+i|k) \leq u(k+i|k) \leq u_{max}(k+i|k), & i = 0, \dots, N_P - 1 \\ |\Delta u(k+i|k)| \leq \Delta(k+i|k), & i = 0, \dots, N_C - 1 \\ \Delta u(k+i|k) = 0, & i = N_C, \dots, N_P - 1 \\ y_{min} \leq y(k+i|k) \leq y_{max}, & i = 1, \dots, N_P \end{cases} \quad (3.27)$$

Uma vez que o critério de desempenho é descrito por um funcional quadrático e, além disso, todas as restrições envolvidas se apresentam na forma linear, é possível

transformar o presente problema de optimização em anel aberto num convencional problema de programação quadrática (Gil, 2003).

De forma a compatibilizar a dinâmica do sistema com o formato requerido pelo problema de programação quadrática, a dinâmica deverá ser reescrita de modo a exibir dependência em relação aos incrementos da acção de controlo adoptando a seguinte forma:

$$\begin{aligned} x(k+i|k) = & A^i x(j|k) + \sum_{q=0}^{i-1} A^q B [u(k-1|k-1)] + \\ & + \sum_{j=0}^{i-1} \sum_{s=0}^{i-j-1} A^s B \Delta u(k+j|k) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Considerando como variável de decisão $\Delta \mathcal{U} \in \mathbb{R}^{m \times N_c}$, pode-se formular o seguinte problema de programação quadrática

$$\Delta \mathcal{U}^* = \underset{\Delta \mathcal{U}}{\operatorname{arg\,min}} (h^T \Delta \mathcal{U} + \frac{1}{2} \Delta \mathcal{U}^T \mathcal{H} \Delta \mathcal{U}) \quad (3.29)$$

sujeito a:

$$G \Delta \mathcal{U} \leq d \quad (3.30)$$

em que $h \in \mathbb{R}^{m \cdot N_c}$ e $\mathcal{H} \in \mathbb{R}^{m \cdot N_c \times m \cdot N_c}$ representam, respectivamente, o gradiente e a Hessiana do funcional original e onde $G^T \in \mathbb{R}^{m \cdot N_c \times 2(m \cdot N_c + m \cdot N_p)}$ e $d \in \mathbb{R}^{2m \cdot N_p}$ traduzem as restrições impostas. A matriz de restrições (G) e o termo independente (d) são (Gil, et al., 1999):

$$[G_1^T | G_2^T | G_3^T | G_4^T | G_5^T | G_6^T]^T \Delta \mathcal{U} \leq [d_1^T | d_2^T | d_3^T | d_4^T | d_5^T | d_6^T]^T \quad (3.31)$$

onde os blocos da matriz G são dados por:

$$G_1 = -G_2 = \begin{bmatrix} I_m & 0_m & \cdots & 0_m & 0_m \\ 0_m & I_m & 0_m & \cdots & 0_m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0_m & 0_m & \cdots & 0_m & I_m \end{bmatrix}$$

$$G_3 = -G_4 = \begin{bmatrix} I_m & 0_m & \cdots & 0_m & 0_m \\ I_m & I_m & 0_m & \cdots & 0_m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ I_m & I_m & \cdots & I_m & I_m \end{bmatrix}$$

$$G_5 = -G_6 = \begin{bmatrix} \Theta_{11} & 0_m & \cdots & 0_m & 0_m \\ \Theta_{21} & \Theta_{21} & 0_m & \cdots & 0_m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Theta_{N_C 1} & \Theta_{N_C 2} & \Theta_{N_C 3} & \cdots & \Theta_{N_P N_C} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Theta_{N_P 1} & \Theta_{N_P 2} & \Theta_{N_P 3} & \cdots & \Theta_{N_P N_C} \end{bmatrix}$$

em que os blocos Θ_{ij} são expressos por:

$$\Theta_{ij} = C \sum_{q=0}^{i-j} A^q B, i = 1, \dots, N_P; j = 1, \dots, N_C, j \leq i \quad (3.32)$$

Quanto aos blocos correspondentes aos termos independentes d são expressos por:

$$d_1 = d_2 = \begin{bmatrix} \Delta u_{max}(k|k) \\ \Delta u_{max}(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta u_{max}(k+N_C-1|k) \end{bmatrix}$$

$$d_3 = \begin{bmatrix} \Delta u_{max}(k|k) - u(k-1|k-1) \\ \Delta u_{max}(k+1|k) - u(k-1|k-1) \\ \vdots \\ \Delta u_{max}(k+N_C|k) - u(k-1|k-1) \\ \vdots \\ \Delta u_{max}(k+N_P-1|k) - u(k-1|k-1) \end{bmatrix}$$

$$d_4 = \begin{bmatrix} -\Delta u_{min}(k|k) + u(k-1|k-1) \\ -\Delta u_{min}(k+1|k) + u(k-1|k-1) \\ \vdots \\ -\Delta u_{min}(k+N_C|k) + u(k-1|k-1) \\ \vdots \\ -\Delta u_{min}(k+N_P-1|k) + u(k-1|k-1) \end{bmatrix}$$

$$d_5 = \left[(c_1^{y_{max}})^T \quad (c_2^{y_{max}})^T \quad \dots \quad (c_{N_C}^{y_{max}})^T \quad \dots \quad (c_{N_P}^{y_{max}})^T \right]^T$$

$$d_6 = \left[(c_1^{y_{min}})^T \quad (c_2^{y_{min}})^T \quad \dots \quad (c_{N_C}^{y_{min}})^T \quad \dots \quad (c_{N_P}^{y_{min}})^T \right]^T$$

em que $c_i, i = 1, \dots, N_P$ são calculados do seguinte modo:

$$c_i^{y_{max}} = y_{max} - C \left[A^i x(k|k) + \sum_{j=0}^{i-1} (A^j B u(k-1|k-1)) \right]$$

$$c_i^{y_{min}} = -y_{min} + C \left[A^i x(k|k) + \sum_{j=0}^{i-1} (A^j B u(k-1|k-1)) \right]$$

Em relação aos elementos que compõe o gradiente e a Hessiana, estes são obtidos pelas seguintes expressões (Gil, et al., 1999):

$$\begin{aligned} h_j^T = 2 \left\{ x(k|k) \left[\sum_{i=j-1}^{N_P-1} \left((CA^{i+1})^T Q(i+1) \sum_{q=0}^{i-j+1} CA^q \right) \right] B + [Bu(k-1|k-1)]^T \cdot \right. \\ \cdot \sum_{i=j-1}^{N_P-1} \left[\sum_{q=0}^i (CA^q)^T Q(i+1) \sum_{s=0}^{i-j+1} CA^s \right] B - \\ \left. - \left[\sum_{i=j-1}^{N_P-1} \left(y_d^T(i+1) Q(i+1) \sum_{q=0}^{i-j+1} CA^q \right) \right] B + u(k-1|k-1) \sum_{i=j-1}^{N_P-1} R(i) \right\} \\ (j = 1, \dots, N_C) \quad (3.33) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_{jj} = 2 \left\{ B^T \sum_{i=0}^{N_P-j} \left[\sum_{q=0}^i (CA^q)^T Q(i+1) \sum_{q=0}^i CA^q \right] B + \sum_{i=j-1}^{N_P-1} R(i) + S(j-1) \right\} \\ (j = 1, \dots, N_C) \quad (3.34) \end{aligned}$$

$$\mathcal{H}_{jp} = 2 \left\{ B^T \sum_{i=j-1}^{N_p-1} \left[\sum_{q=0}^{i-j+1} (CA^q)^T Q(i+1) \sum_{q=0}^{i-p+1} CA^q \right] B + \sum_{i=j-1}^{N_c-1} R(i) \right\}$$

(3.35)

3.7 MPC Adaptativo

Em sistemas invariantes, um modelo satisfazendo o princípio de equivalência certa permite a representação fidedigna da dinâmica do sistema ao longo do tempo. Porém devido a fenómenos de desgaste, erosão, envelhecimento, entre outros, a dinâmica do sistema apresenta, em geral, variância temporal.

Assim, devido a estas alterações dos elementos que constituem o sistema é necessária a adopção de técnicas que permitam espelhar tais mudanças. No caso da identificação de sistemas, a implementação de um mecanismo automático de adaptação da parametrização adoptada, permitirá ao modelo acomodar tais particularidades.

Na presente metodologia, a representação da dinâmica do sistema por um modelo linear no espaço de estado, deverá reflectir esta natureza. Neste contexto, as matrizes passarão a incluir como argumento o vector de parametrização θ , conforme se apresenta na expressão seguinte (Gil, 2003):

$$\begin{cases} x(k+1) = A(\hat{\theta})x(k) + B(\hat{\theta})u(k) \\ \hat{y}(k) = C(\hat{\theta})x(k) \end{cases} \quad (3.36)$$

A incorporação de um modelo matemático $\mathcal{M}(\hat{\theta}) \triangleq \mathcal{M}(A(\hat{\theta}), B(\hat{\theta}), C(\hat{\theta}))$ no seio de uma estrutura MPC confere um carácter adaptativo à metodologia de controlo e reforça a robustez do sistema face a erros de modelação.

Nesta dissertação, o mecanismo de adaptação é implementado recorrendo a um filtro de Kalman dual em conjugação com o método da transformação da incerteza. De constatar que o filtro de Kalman dual, além de disponibilizar uma estimativa do vector

de estado, funcionando como observador, potencia, a implementação da actualização dos parâmetros do sistema.

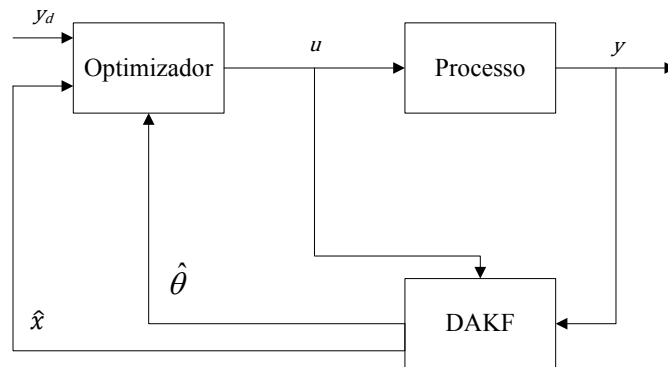


Figura 3.3 - MPC Adaptativo.

Os passos fundamentais do algoritmo proposto, seguem as seguintes etapas em cada intervalo de amostragem:

1. Leitura das saídas adquiridas através do *mote*;
2. Actualização dos parâmetros do sistema e estimação do vector de estado;
3. Conversão do problema para o formato de PQ;
4. Solução do problema de PQ;
5. Extracção dos incrementos $\Delta u(k|k), \dots, \Delta u(k + N_p|k)$;
6. Envio através do *sink* das acções de controlo.

3.8 Filtro de Kalman com Transformação da Incerteza

3.8.1 Transformação da Incerteza

O método da transformação da incerteza (*Unscented Transform*) fundamenta-se no cálculo das propriedades estatísticas de uma variável aleatória sujeita a uma transformação não-linear (Gil, 2003).

Considere-se uma variável aleatória $x \in \mathbb{R}^l$, apresentando como media \bar{x} e covariância P_x , sujeita a uma transformação não-linear:

$$z(x) = \Psi(x) \quad (3.37)$$

Para calcular a média e a covariância de z formamos a matriz χ , constituída por um conjunto ponderado de $2l + 1$ pontos sigma $\chi_i, i = 0, \dots, 2l$, obtida da seguinte forma

$$\begin{aligned} \chi_0 &= \bar{x} \\ \chi_i &= \bar{x} + \left((l + \lambda) P_x \right)_i^{\frac{1}{2}}, \quad i = 1, \dots, l \\ \chi_{i+l} &= \bar{x} - \left((l + \lambda) P_x \right)_i^{\frac{1}{2}}, \quad i = 1, \dots, l \end{aligned} \quad (3.38)$$

com $\lambda = \alpha^2(l + k) - l$.

A partir do conjunto de pontos sigma gerados, obtém-se, um conjunto de pontos sigma transformados, através dos quais se estima a média e a covariância de z , como ilustrado na figura seguinte.

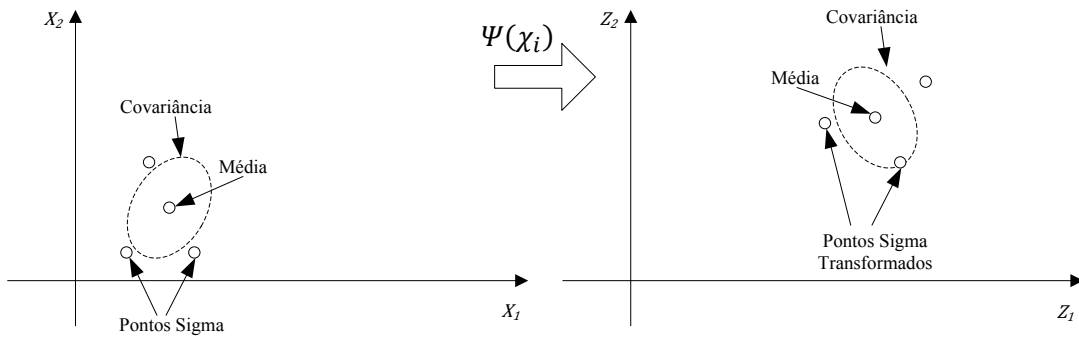


Figura 3.4 - Transformação não-linear de pontos sigma.

Seja então $Z_i \in \mathbb{R}^l : Z_i = \Psi(\chi_i), i = 0, \dots, 2l$ o conjunto dos pontos sigma transformados. A média \bar{z} e a covariância P_z da variável são as seguintes:

$$\bar{z} = \sum_{i=0}^{2l} w_i Z_i \quad (3.39)$$

$$P_z = \sum_{i=0}^{2l} w_i (Z_i - \bar{z})(Z_i - \bar{z})^T \quad (3.40)$$

Associados a estes pontos sigma encontram-se os respectivos factores de ponderação $w_i, i = 0, \dots, 2l$, cujas expressões matemáticas são as seguintes:

$$\begin{aligned} w_0^m &= \frac{\lambda}{\lambda+l} \\ w_0^c &= \frac{\lambda}{\lambda+l} + 1 - \alpha^2 + \beta \\ w_i^m &= w_i^c = \frac{1}{2(\lambda+l)}, i = 1, \dots, 2l \end{aligned} \quad (3.41)$$

onde o expoente m se refere à média e c à covariância.

Para selecção dos parâmetros intervenientes no método da transformação o seguinte critério deverá ser considerado (Wan, et al., 2000):

- $0 < \alpha \leq 1$, controla a dispersão dos pontos sigma em torno da média, devendo assumir uma valor pequeno, da ordem de grandeza de 10^{-3} , ou inferior;
- $\beta > 0$, sendo sugerido $\beta = 2$ no caso de uma distribuição gaussiana;
- $k \geq 0$ é um parâmetro secundário de controlo de dispersão, sendo sugerido $k = 0$.

3.8.2 Algoritmo do Filtro de Kalman

Considere-se um sistema não-linear e variante, descrito no espaço de estado pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f(x(k), u(k), \eta(k), k) \\ y(k) &= g(x(k), u(k), \vartheta(k), k) \end{aligned} \quad (3.42)$$

com $x \in \mathbb{R}^n$ o vector de estado, $u \in \mathbb{R}^m$ o vector de entrada, $y \in \mathbb{R}^p$ o vector de saída, $\eta \in \mathbb{R}^n$ o ruído do processo devido a perturbações e erros de modelização, $\vartheta \in \mathbb{R}^p$ o ruído sobre as leituras e $f: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^n$ e $g: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^p \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^p$ funções não lineares com derivadas parciais contínuas de ordem arbitrária.

Assuma-se que os respectivos ruídos são variáveis aleatórias não correlacionadas satisfazendo as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} E[\eta(k)] &= 0 \\ E[\vartheta(k)] &= 0 \\ E[\eta(i) \eta(j)^T] &= \delta_{ij} N(i), \quad \forall i, j \\ E[\vartheta(i) \vartheta(j)^T] &= \delta_{ij} \Xi(i), \quad \forall i, j \end{aligned} \quad (3.43)$$

em que $N \in \mathbb{R}^{n \times n}$ representa a variância do ruído do processo e $\Xi \in \mathbb{R}^{p \times p}$ representa a variância do ruído das leituras. δ_{ij} representa o operador de Kronecker definido por:

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (3.44)$$

Aplicando o método da transformação da incerteza obtém-se as estimativas das médias de $x(k+1|k)$ e de $y(k+1|k)$, assim como as estimativas das matrizes de covariância $P_x(k+1|k)$, $P_y(k+1|k)$ e da matriz de correlação cruzada $P_{xy}(k+1|k)$, calculada a partir da seguinte expressão:

$$P_{xy}(k+1|k) = \sum_{i=0}^{2l} w_i \{ [\chi_i(k+1|k) - \hat{x}(k+1|k)] \cdot [Y_i(k+1|k) - \hat{y}(k+1|k)]^T \} \quad (3.45)$$

em que Y_i corresponde à transformação de χ_i .

Estas estimativas são predições temporais a partir da informação disponível no instante actual k . Este filtro de Kalman, assim como o filtro de Kalman convencional, deverá sujeitar as estimativas a uma correcção com base na leitura mais recente a partir dos valores amostrados no instante $k+1$. Esta correcção é feita com base nas seguintes expressões:

$$\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + K(k+1)[y(k+1) - \hat{y}(k+1|k)] \quad (3.46)$$

$$P_x(k+1|k+1) = P_x(k+1|k) - K(k+1)P_y(k+1|k)K^T(k+1) \quad (3.47)$$

onde o ganho de Kalman $K \in \mathbb{R}^{n \times p}$, é dado por

$$K(k+1) = P_{xy}(k+1|k)P_y^{-1}(k+1|k) \quad (3.48)$$

Considere-se um sistema estocástico não-linear, descrito no espaço de estados pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f(x(k), u(k), \theta(k), k) + \eta(k) \\ y(k) &= g(x(k), u(k), \theta(k), k) + \vartheta(k) \end{aligned} \quad (3.49)$$

onde $\theta \in \mathbb{R}^d$ representa o vector de parametrização.

A estimação conjunta de estados e parâmetros baseia-se na implementação em paralelo de dois filtros de Kalman.

a) Estimação de parâmetros

Considere-se o seguinte sistema:

$$\begin{aligned} \theta(k) &= \theta(k-1) + \mu(k) \\ x(k+1) &= f(x(k), u(k), \theta(k), k) + \eta(k) \\ y(k) &= g(x(k), u(k), \theta(k), k) + \vartheta(k) \end{aligned} \quad (3.50)$$

em que, $\theta \in \mathbb{R}^d$: $\theta = \text{vec}([A \mid B \mid C])$ representa o vector constituído pelas matrizes do sistema e $\mu \in \mathbb{R}^d$ um vector gaussiano $(0, \Omega)$.

Predição:

$$\Theta(k|k-1) = \Theta(k-1|k-1) \quad (3.51)$$

$$P_\theta(k|k-1) = \gamma^{-1} P_\theta(k-1|k-1) + \Omega \quad (3.52)$$

$$Y_i^\theta(k|k-1) = g(x(k|k-1), u(k), \theta_i(k|k-1), k) \quad (3.53)$$

$$\hat{y}_\theta(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2^l} w_i Y_i^\theta(k|k-1) \quad (3.54)$$

$$P_y^\theta(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2l} \{w_i^\theta [Y_i^\theta(k|k-1) - \hat{y}_\theta(k|k-1)] \cdot [Y_i^\theta(k|k-1) - \hat{y}_\theta(k|k-1)]^T\} + \Xi \quad (3.55)$$

$$P_{\theta y}^\theta(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2l} \{w_i^\theta [\Theta_i(k|k-1) - \hat{\theta}(k|k-1)] \cdot [Y_i^\theta(k|k-1) - \hat{y}_\theta(k|k-1)]^T\} \quad (3.56)$$

em que γ representa o factor de esquecimento e Θ_i os pontos sigma associados ao vector de parametrização.

Correcção:

$$K^\theta(k) = P_{\theta y}^\theta(k|k-1)(P_y^\theta(k|k-1))^{-1} \quad (3.57)$$

$$\hat{\theta}(k|k) = \hat{\theta}(k|k-1) + K^\theta(k)(y(k) - \hat{y}_\theta(k|k-1)) \quad (3.58)$$

$$P_\theta(k|k) = P_\theta(k|k-1) - K^\theta(k)P_{\theta y}^\theta(k|k-1)(K^\theta(k))^T \quad (3.59)$$

b) Estimação dos estados

Predição:

$$\chi_i(k|k-1) = f(\chi_i(k-1|k-1), u(k-1), \hat{\theta}(k-1|k-1), k) \quad (3.60)$$

$$\hat{x}(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2l} w_i \chi_i(k|k-1) \quad (3.61)$$

$$P_x(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2l} \{w_i^x [\chi_i(k|k-1) - \hat{x}(k|k-1)] \cdot$$

$$\cdot [\chi_i(k|k-1) - \hat{x}(k|k-1)]^T\} + N \quad (3.62)$$

$$Y_i^x(k|k-1) = g(\chi_i(k|k-1), u(k), \hat{\theta}(k-1|k-1), k) \quad (3.63)$$

$$\hat{y}_x(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2l} w_i Y_i^x(k|k-1) \quad (3.64)$$

$$P_y^x(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2l} \{w_i^x [Y_i^x(k|k-1) - \hat{y}_x(k|k-1)] \cdot$$

$$\cdot [Y_i^x(k|k-1) - \hat{y}_x(k|k-1)]^T\} + E \quad (3.65)$$

$$P_{xy}^x(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2l} \{w_i^x [\chi_i(k|k-1) - \hat{x}(k|k-1)] \cdot$$

$$\cdot [Y_i^x(k|k-1) - \hat{y}_x(k|k-1)]^T\} \quad (3.66)$$

Correcção:

$$K^x(k) = P_{xy}^x(k|k-1)(P_y^x(k|k-1))^{-1} \quad (3.67)$$

$$\hat{x}(k|k) = \hat{x}(k|k-1) + K^x(k)(y(k) - \hat{y}_x(k|k-1)) \quad (3.68)$$

$$P_x(k|k) = P_x(k|k-1) - K^x(k)P_y^x(k|k-1)(K^x(k))^T \quad (3.69)$$

3.9 Robustez a Tempos de Latência

A abordagem proposta neste trabalho, tendo em vista conferir a necessária robustez a tempos de latência e eventuais falhas de comunicação entre o sink e o nó sensor acoplado ao sistema de controlo, consiste na implementação de um controlador local no próprio nó sensor, que se encontra directamente acoplado ao processo a controlar.

Este controlador é igualmente formulado com base na optimização de um critério de desempenho é representado por um controlador óptimo polinomial (Levine, 1996). A opção por este controlador fundamenta-se na sua relativamente pequena complexidade computacional, que no caso dos sensores sem fios é uma condicionante efectiva, devido às limitações inerentes aos microprocessadores utilizados, conforme anteriormente aludido

No caso particular da estratégia conceptualizada no presente trabalho, o controlador local só entrará em funcionamento quando o tempo de latência das comunicações entre o sink e o nó sensor ultrapassar um valor predeterminado. Paralelamente, na sequência de uma falha de comunicações, que determina entrada em funcionamento do controlador local, o controlador preditivo será colocado em modo “suspense” sendo o sistema regulado em torno da última referência recebida conjuntamente com a última sucessão de acções de controlo proveniente do servidor.

O controlador local permanecerá em funcionamento até ao restabelecimento das comunicações entre o *sink* e o nó local e recepção da mensagem com nova sucessão de acções de controlo obtidas através do controlador preditivo.

3.9.1 Controlador Óptimo Polinomial

Seja o sistema a controlar descrito pela função de transferência,

$$H(q^{-1}) = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (3.70)$$

ou, equivalentemente,

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) \quad (3.71)$$

com $y(k)$ e $u(k)$, respectivamente, a saída e a entrada no instante discreto k e d o atraso puro ou tempo morto do sistema. Os polinómios apresentam a seguinte forma:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{na}q^{-na} \quad (3.72)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{nb}q^{-nb} \quad (3.73)$$

Considere-se a seguinte função de custo quadrática:

$$J(k) = \left[\sum_{i=0}^{N_P} p_i y(k+d-i) - \sum_{i=0}^{N_Q} q_i y_d(k-i) \right]^2 + \left(\sum_{i=0}^{N_R} r_i u(k-i) \right)^2 \quad (3.74)$$

onde os parâmetros p_i , q_i e r_i são especificados pelo projectista e representam os termos de penalização sobre a saída, referência e a acção de controlo. A variável y_d representa a saída desejada.

Reescreva-se o critério de desempenho da seguinte forma:

$$J(k) = [P(q^{-1})y(k+d) - Q(q^{-1})y_d(k)]^2 + [R(q^{-1})u(k)]^2 \quad (3.75)$$

em que os polinómios apresentam a seguinte forma:

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1q^{-1} + p_2q^{-2} + \dots + p_{n_p}q^{-n_p} \quad (3.76)$$

$$Q(q^{-1}) = q_0 + q_1q^{-1} + q_2q^{-2} + \dots + q_{n_q}q^{-n_q} \quad (3.77)$$

$$R(q^{-1}) = r_0 + r_1q^{-1} + r_2q^{-2} + \dots + p_{n_r}q^{-n_r} \quad (3.78)$$

No caso particular de problema de seguimento, em que $P(q^{-1}) = Q(q^{-1}) = 1$ e $R(q^{-1}) = r_0$, obtém-se assim, a seguinte função de custo:

$$J(k) = [y(k+d) - y_d(k)]^2 + [r_0u(k)]^2 \quad (3.79)$$

Para o caso em que o sistema é de fase mínima, a solução que minimiza o critério de desempenho é obtida através da equação de Diophantine, resolvida em ordem a $F(q^{-1})$ e a $Q(q^{-1})$ (Lewis, et al., 1995).

$$1 = A(q^{-1})F(q^{-1}) - q^{-d}G(q^{-1}) \quad (3.80)$$

Sendo a expressão de controlo obtida com base na seguinte expressão:

$$\left[P(q^{-1})B(q^{-1})F(q^{-1}) + \frac{r_0}{b_0}R(q^{-1}) \right] u(k) = -P(q^{-1})G(q^{-1})y(k) + Q(q^{-1})y_d(k) \quad (3.81)$$

De salientar que a acção de controlo calculada depende apenas da saída no instante presente e valores passados, da referência e de acções de controlo passadas e não do estado interno do sistema. Isto significa que toda a

informação necessária sobre os estados do sistema, requerida pelo controlador, é fornecida pela dinâmica, ou seja, compreende um observador implícito para os estados do sistema (Lewis, et al., 1995).

3.10 Conclusões

Neste capítulo abordou-se o problema de controlo em anel fechado, através de uma formulação baseada num controlador preditivo.

Estudou-se a implementação de uma estratégia MPC sujeita a restrições sobre as entradas e as saídas, assente na especificação de um critério de desempenho quadrático, tendo sido apresentados os passos para a conversão do problema de optimização para o formato de programação quadrática.

De seguida, foi descrita a metodologia adaptativa adoptada tendo em vista conferir uma maior robustez ao sistema de controlo e, paralelamente, contribuir para erradicação do erro estático do sistema associado a erros de modelização.

Finalmente, foi apresentado o controlador óptimo polinomial para implementação de uma estratégia de tolerância a falhas de comunicação entre o *sink* e o nó local.

Capítulo 4 – Aplicação a um caso prático

*“A experiência não erra. Apenas seus julgamentos
erram por esperar dela o que não está em seu poder.”*

*Leonardo da Vinci
(1452-1519)*

Este capítulo trata da aplicação da metodologia proposta no âmbito da presente dissertação, tendo em vista o controlo de sistemas remotos sobre redes de sensores sem fios e apresentando robustez a tempos de latência inacceptáveis, ou mesmo falhas de comunicação entre o *sink* e o nó local. Neste sentido, foram conduzidas experiências no processo didáctico PCT37-100 da Feedback, com o objectivo de avaliar e comparar as diferentes abordagens descritas, nomeadamente as seguintes metodologias: não-adaptativa, adaptativa e adaptativa com controlador local. Como termo de comparação, apresentam-se os resultados obtidos considerando o servidor directamente acoplado à placa de comunicação com o processo, ou seja, sem recurso a comunicação sem fios.

4.1 Processo Térmico Feedback PCT37-100

De modo a testar a aplicação dos métodos desenvolvidos na presente dissertação, procedeu-se a um conjunto de testes, efectuados no sistema didáctico PCT 37-100 da marca Feedback.

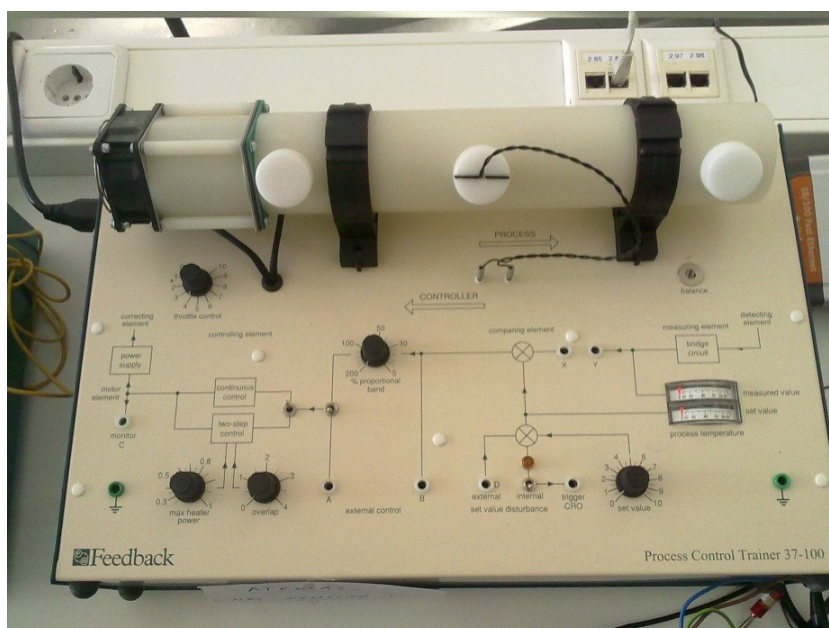


Figura 4.1 - Processo PCT 37-100.

Neste sistema, o ar captado por acção da depressão gerada por um ventilador centrífugo é conduzido através de uma pequena conduta e descarregado no meio ambiente. À saída do ventilador, o escoamento de ar é sujeito a um processo de aquecimento ao passar através de uma resistência eléctrica, em forma de rede, sendo a potência térmica nela dissipada de 80W para uma tensão aplicada de +10V.

Quanto ao ajuste do caudal volúmico de ar, este é efectuado por meio de um potenciómetro que regula a velocidade de rotação do ventilador axial entre a posição 1 e 10, estando a velocidade de escoamento compreendida entre 0,304 a 3,05 m/s.

Em relação à medição de temperatura do escoamento de ar, esta pode ser efectuada em três pontos distintos, *vd.* figura 4.2. A tensão correspondente ao sinal de saída (temperatura), compreendida entre 0 V e +10 V, é obtida através da amplificação do sinal de saída da ponte que se encontra associada a um termístor.

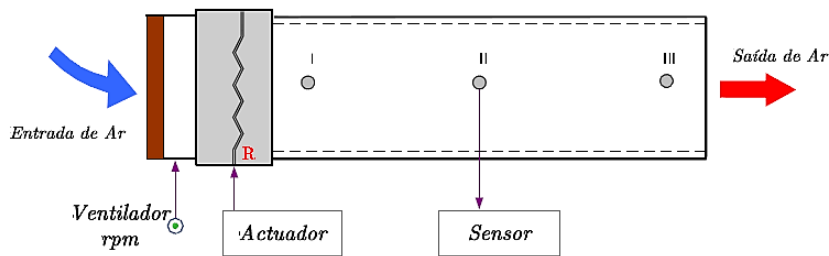


Figura 4.2 - Representação Esquemática PCT 37-100.

O processo em questão é caracterizado, do ponto de vista sistémico, por uma entrada e uma saída (SISO), apresentando um ganho estático variável, *vd.* figura 4.3, consoante o regime de operação, o que confere ao sistema, uma dinâmica não linear. Além disto, o sistema apresenta um atraso puro cujo valor depende da posição do sensor e do caudal volúmico de ar, expresso pela seguinte expressão:

$$T_d = \frac{\Delta l}{\dot{v}} A_s \quad (4.1)$$

onde Δl [m] representa a distância do sensor à fonte de aquecimento, \dot{v} [$m^3 s^{-1}$] o caudal volúmico de ar e A_s [m^2] a área da secção transversal do tubo.

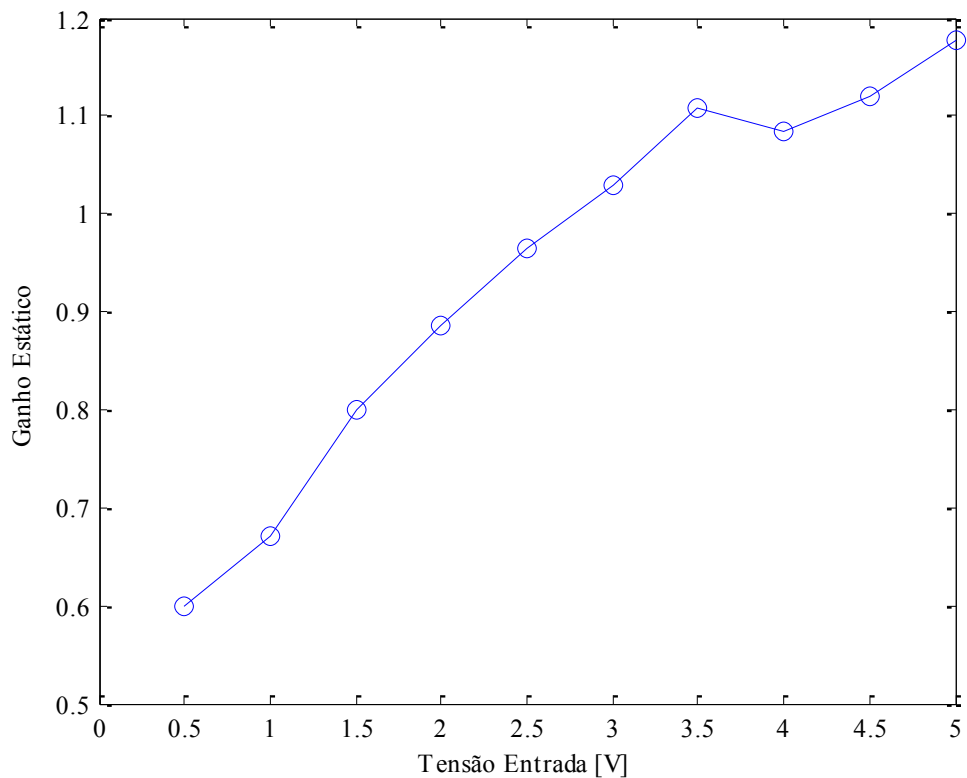


Figura 4.3 - Ganho estático do sistema para vários regimes.

Numa fase inicial, com vista à identificação do sistema em diferido, procedeu-se à recolha dos conjuntos de dados de validação e de estimação dos parâmetros do sistema. Para esse efeito foi utilizado um sinal de excitação caracterizado por um sinal binário pseudo aleatório e adoptado um intervalo de amostragem de 100 ms, tendo o sistema sido configurado de acordo com os valores apresentados na tabela 4.1.

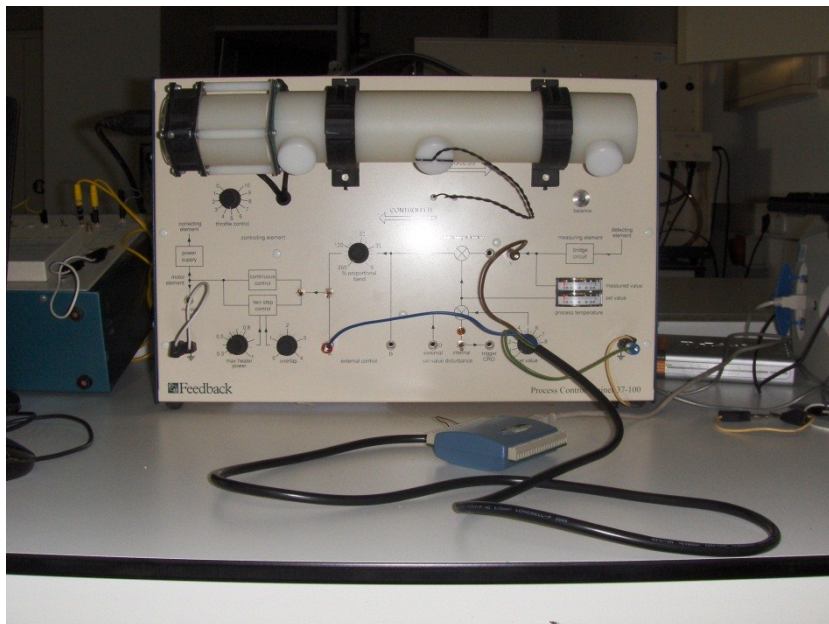


Figura 4.4 - Placa de aquisição acoplada ao processo para recolha de dados.

Em termos de ligação entre o servidor (PC) e o processo foi utilizada uma placa de aquisição de dados da PERSONAL MEASUREMENT DEVICE PMD-1208LS, com conexão USB, *vd.* figura 4.4. A placa PMD-1208LS é um dispositivo USB 1.1 de baixa velocidade que não necessita de alimentação externa. Esta placa é composta por 8 entradas analógicas, 2 saídas de 10-bit analógicas, 16 conexões digitais I/O e um contador de eventos de 32 bit. As entradas analógicas são configuradas por software para 8 entradas “*single-ended*” de 11-bit ou 4 entradas diferenciais de 12-bit.

Tabela 4.1 - Configuração dos parâmetros do processo.

Parâmetro	Valor
Velocidade da rotação da ventoinha	5
Posição do sensor	II

Os conjuntos de dados para efeito de estimação e validação encontram-se representados nas figuras seguintes.

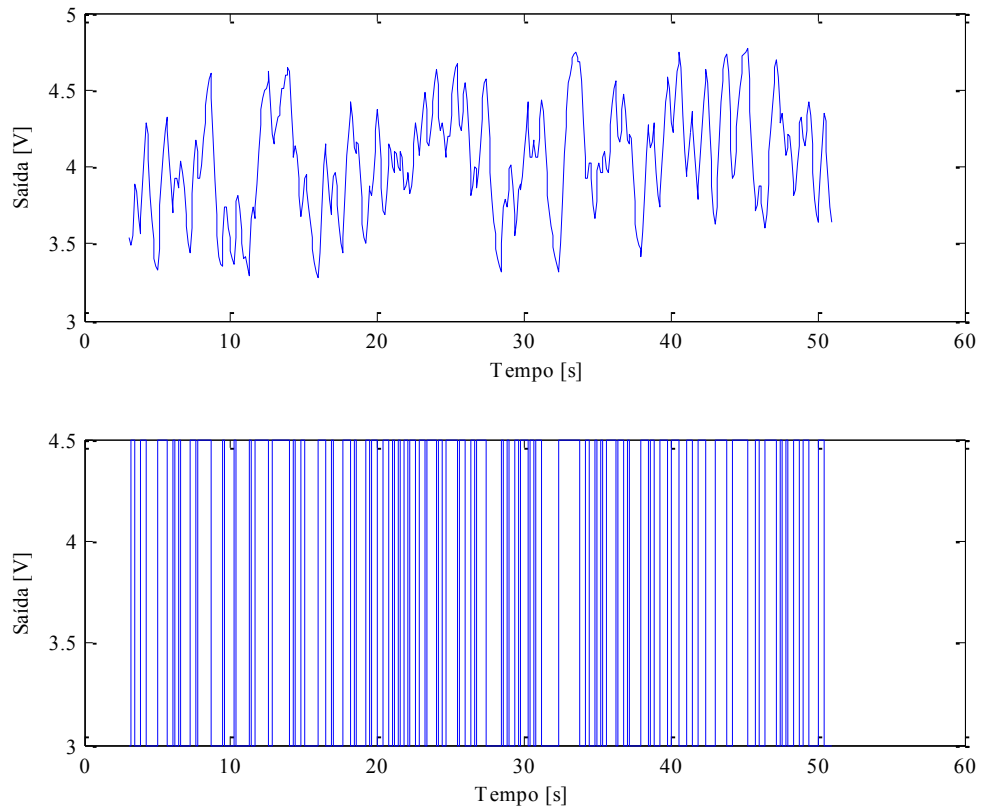


Figura 4.5 - Conjunto de dados para estimação do modelo.

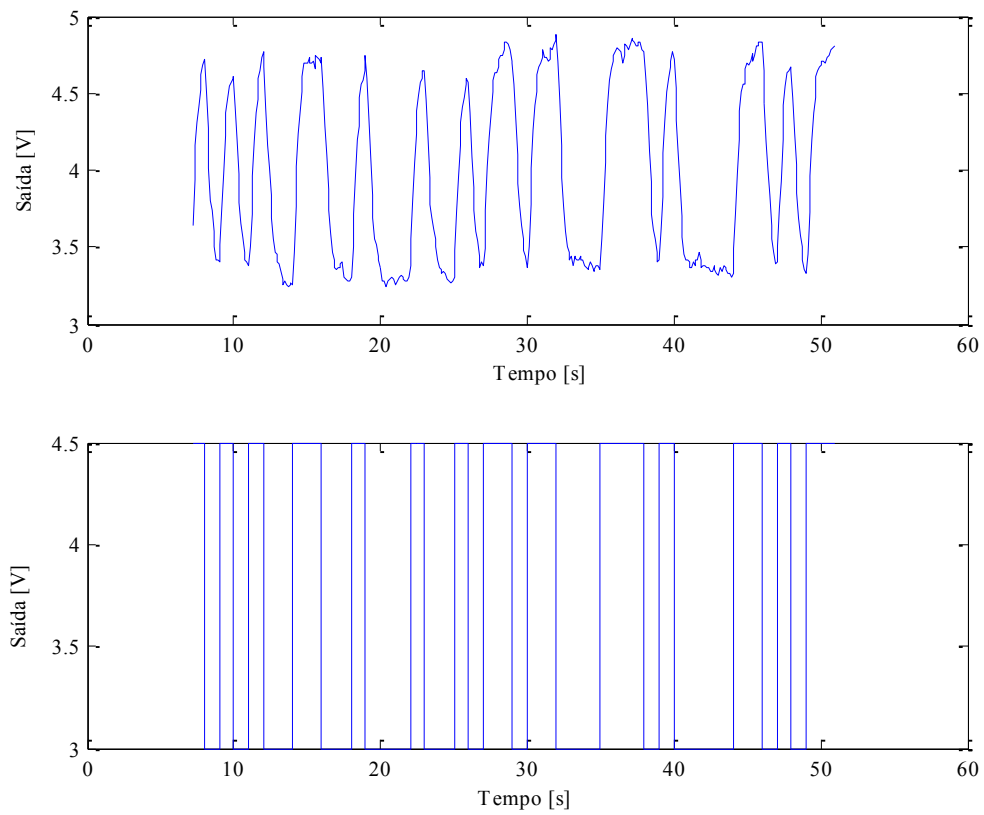


Figura 4.6 - Conjunto de dados para validação do modelo.

No que diz respeito à estrutura genérica de modelos, tendo em vista descrever a dinâmica do sistema veiculada, no conjunto de dados esta baseia-se numa formulação em espaço de estados (Levine, 1996):

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (4.2)$$

De entre a infinidade de possibilidades, em termos de complexidade disponíveis, optou-se por analisar do ponto de vista de aptidão para representar adequadamente a dinâmica do sistema subjacente, 3 modelos distintos caracterizados por apresentarem ordens 2, 3 e 4. Na figura seguinte comparam-se as respostas obtidas, recorrendo ao conjunto de validação, encontrando-se na tabela 4.2 os níveis de aproximação correspondentes.

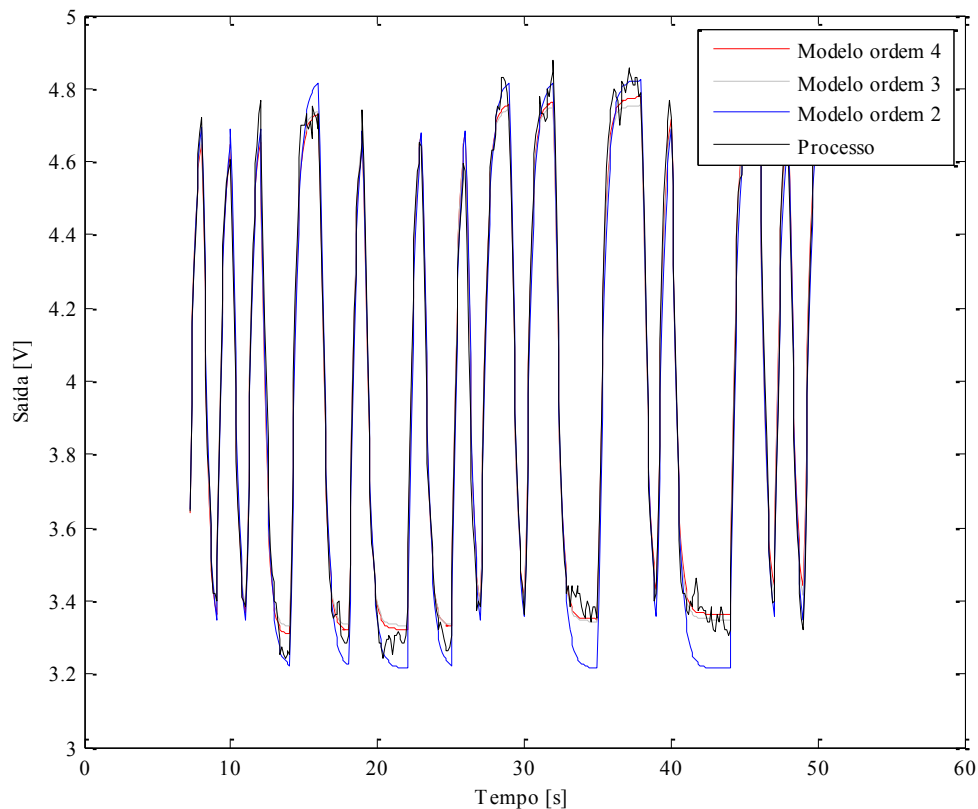


Figura 4.7 - Aferição dos modelos.

Tabela 4.2 – Desempenho dos modelos.

Ordem do modelo	$V = 100 \times \left(1 - \frac{\ Y - \hat{Y}\ }{\ Y - \bar{Y}\ } \right) [\%]$
2	85,0
3	90,5
4	90,6

Relativamente ao teste dos resíduos (vd. figura 4.8) verifica-se que qualquer um dos modelos assegura que os respectivos resíduos consistam, com um intervalo de confiança de 95%, numa sucessão de variáveis aleatórias independentes com densidade espectral constante. Do exposto, optou-se por adoptar o modelo de segunda ordem para representação da dinâmica do sistema em estudo, baseado no respectivo intervalo de confiança, bem como na relativa menor complexidade que o modelo propõe em termos de cálculos, sendo as respectivas matrizes do sistema compostas por:

$$A = \begin{bmatrix} 0,87946 & 0,11073 \\ -0,52143 & 0,27173 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0,007469 \\ 0,049868 \end{bmatrix}$$

$$C = [14,188 \quad 0,21811]$$

$$D = 0$$

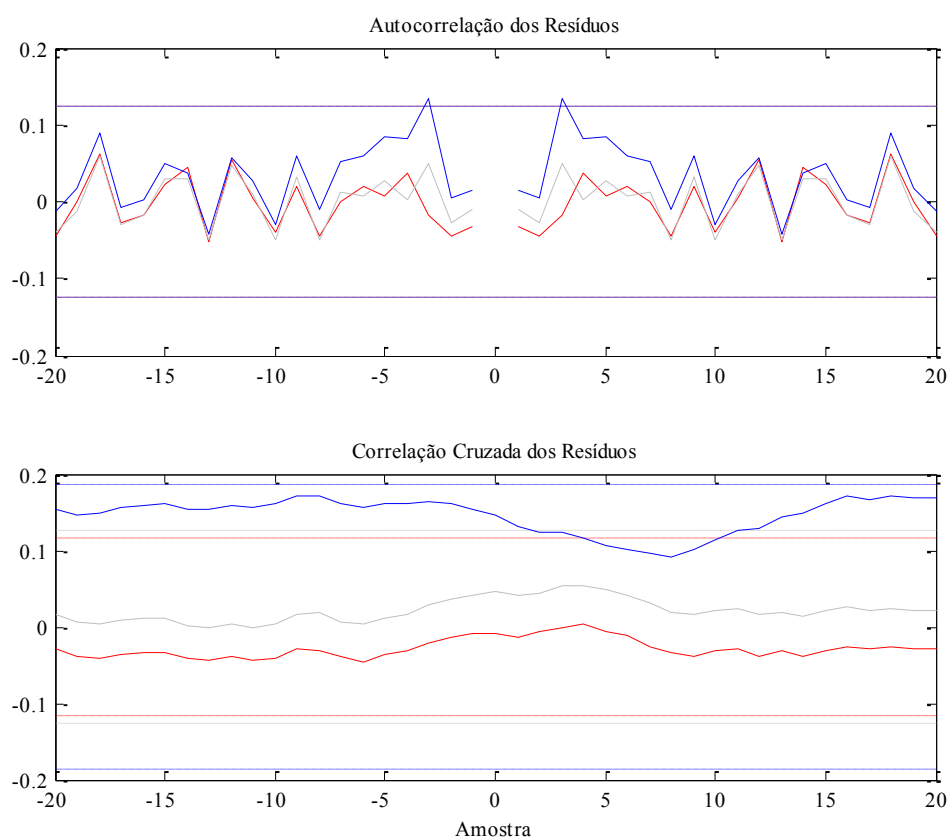


Figura 4.8 - Análise de resíduos dos diferentes modelos.

4.2 Topologia da Rede Adoptada

No presente trabalho optou-se por utilizar um sensor sem fios acoplado ao servidor (PC) e outro acoplado ao processo (*sink*). Entre o sensor sem fios acoplado ao processo e o processo foi necessário a incorporação de *hardware* adicional para condicionamento das gamas dos sinais envolvidos: os sensores sem fios operam na gama dos $[0, +2,5]$ V (por configuração) e o processo opera na gama dos $[0, +10]$ V. Mais concretamente, foi utilizado um conversor tensão-tensão que faz a respectiva conversão de $[0, +2,5]$ V do sensor para $[0, +10]$ V do processo. No sentido inverso, ou seja, do processo para o *mote* foi utilizado um divisor de tensão que converte a gama de tensão $[0, +10]$ V para $[0, +2,5]$ V.

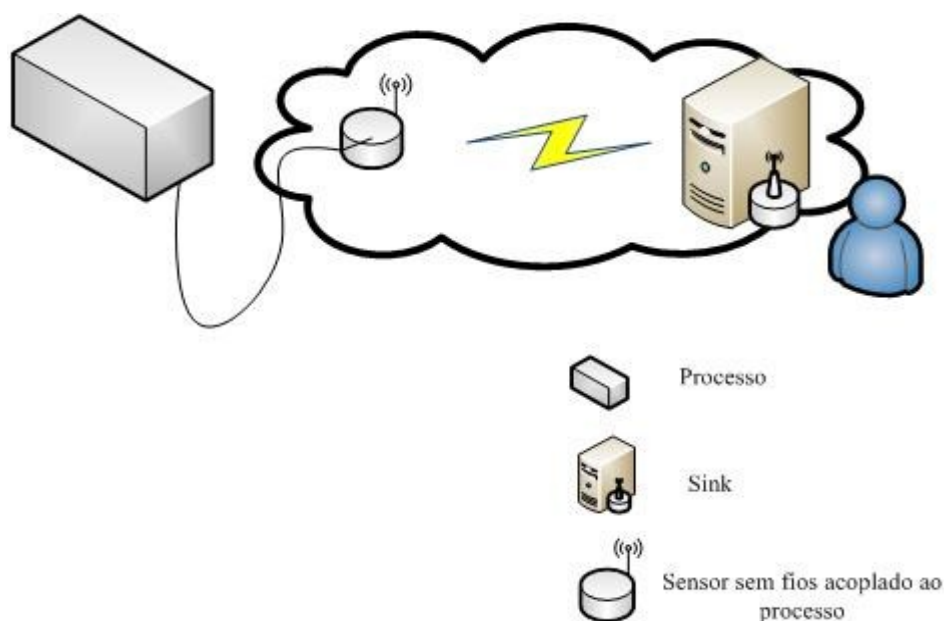


Figura 4.9 - Arquitectura utilizada na rede sem fios (single-hop).

Em termos de implementação do algoritmo de controlo, as acções de controlo são calculadas pelo optimizador no servidor (PC), através do *software* MATLAB, e

enviadas para o nó sensor acoplado ao processo, que depois as aplica ao processo. O *mote* acoplado ao processo, além de aplicar, com base no respectivo DAC as acções de controlo, procede à aquisição, através de um ADC, do valor da variável de saída enviando-a em seguida para o *sink* que a disponibiliza num porto particular, para utilização pelo algoritmo de controlo.

4.3 Controlo Preditivo

Recorrendo ao modelo desenvolvido na secção anterior foram efectuadas várias experiências envolvendo a aplicação de uma estratégia de controlo preditivo, em que a variável a controlar corresponde à temperatura de saída do escoamento de ar.

Em relação às matrizes de penalização, foram adoptadas, recorrendo a uma heurística de tentativa e erro, os seguintes valores:

$$Q_i = 20, \forall i \quad R_i = 10^{-5}, \forall i \quad S_i = 200, \forall i$$

Quanto às restrições impostas ao problema de optimização, ilustradas na tabela seguinte, estas reflectem as limitações físicas dos actuadores, a gama de tensões admissíveis em que o processo deverá operar, bem como a amplitude máxima admissível do incremento referente à acção de controlo.

Tabela 4.3 - Restrições do problema de optimização.

Variável	Limite inferior	Limite superior
Tensão de saída	0 V	+10 V
Tensão aplicada	0 V	+10 V
Incremento na tensão	-0.5 V	0.5 V

Finalmente, em relação ao horizonte de predição e controlo, a escolha destes valores é baseada na arquitectura adoptada de controlo recedivo, ou seja, uma vez que o intervalo de transmissão, constrangimentos funcionais, é de aproximadamente 1 segundo, e o intervalo de amostragem adoptado para o sistema é de 100 ms, considera-se o envio de 10 amostras, para o nó acoplado ao processo, *vd.* figura 4.10. Como tal,

considerou-se o valor de $N_P = 10$ para o horizonte de predição e $N_C = 5$ para o horizonte de controlo.

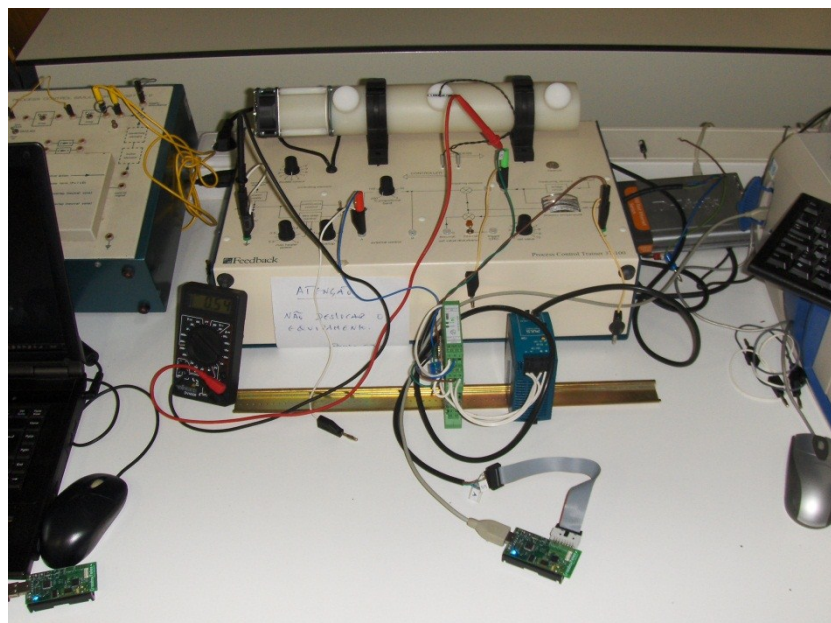


Figura 4.10 - Comunicação sem fios entre o nó acoplado ao processo e o *sink*.

4.3.1 Metodologia Controlo Preditivo Não-Adaptativo sobre placas de aquisição

Neste conjunto de experiências utilizou-se uma placa de aquisição de dados USB, para conexão entre o servidor (PC) e o sistema a controlar, *vd.* figura 4.11. Este conjunto de experiencias serve para aferir a validade da metodologia MPC adaptativa e não-adaptativa proposta e servir, posteriormente, como termo de comparação.

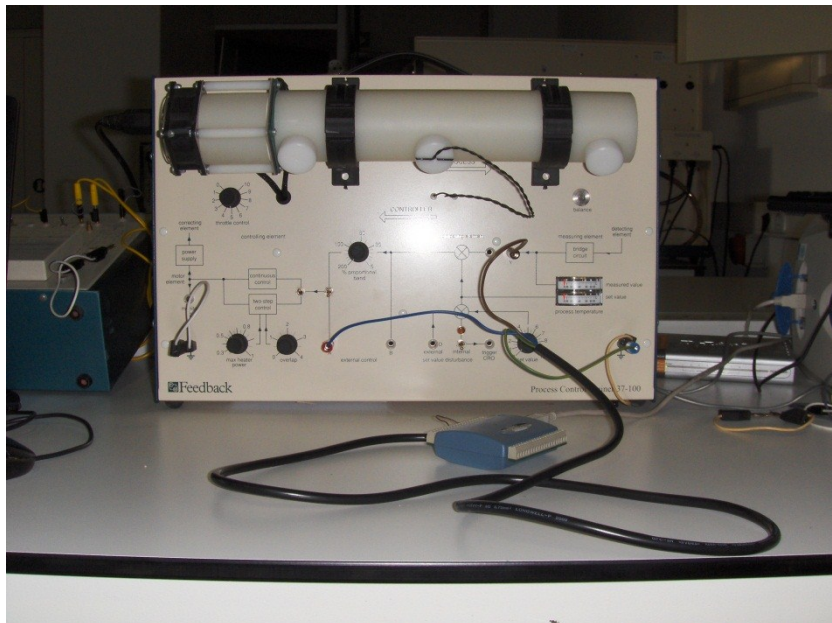


Figura 4.11 - Setup placa aquisição de dados.

Observando o gráfico da figura seguinte pode-se constatar que a metodologia proposta é válida, no sentido em que o controlador apresenta um comportamento estável. De referir que a saída do sistema apresenta um pequeno erro estático não nulo devido fundamentalmente à incapacidade do modelo em reproduzir fielmente a dinâmica do sistema, especificamente em virtude da não linearidade apresentada pelo sistema em causa.

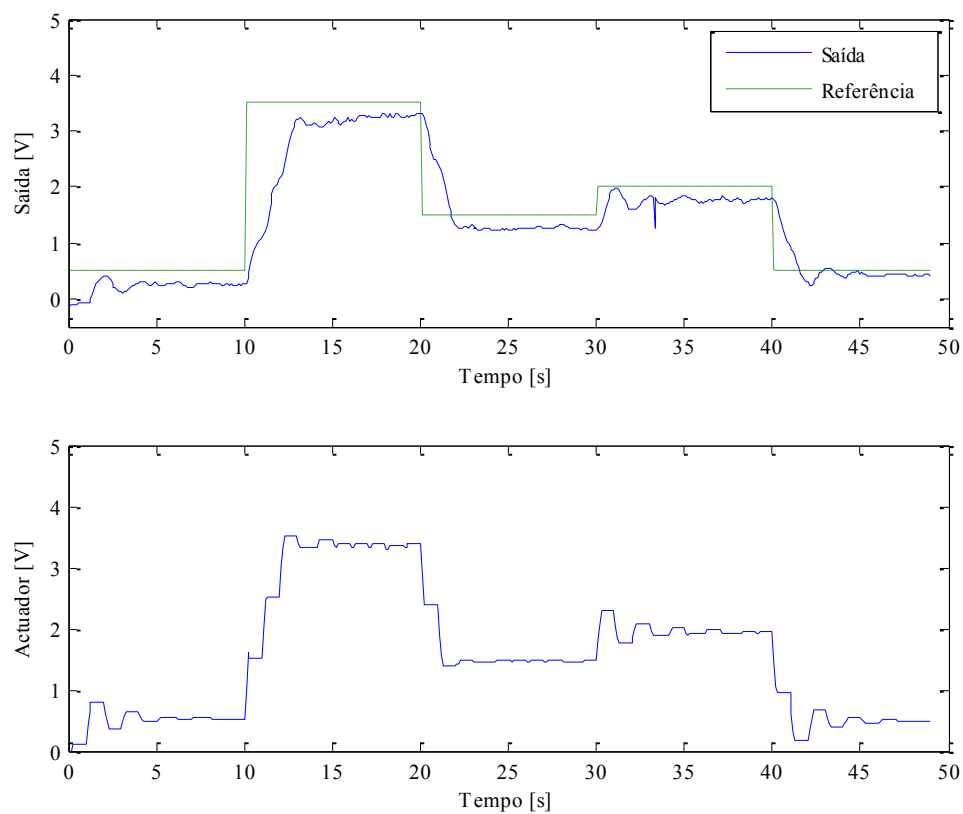


Figura 4.12 - Metodologia Não-Adaptativa com placa aquisição de dados.

4.3.2 Metodologia Controlo Preditivo Adaptativo sobre placas de aquisição

Com este conjunto de experiências pretende-se avaliar o desempenho do sistema de controlo na presença de perturbações sobre a dinâmica do sistema. Adicionalmente, estes testes servem para aferir a pertinência da abordagem adaptativa, no sentido em que a permanente actualização dos parâmetros do modelo, através da utilização de um filtro de Kalman dual para estimação dos estados e parâmetros do modelo, contribui para uma melhoria efectiva do desempenho do sistema de controlo. Os valores de inicialização e configuração do respectivo filtro de Kalman encontram-se ilustrados na tabela seguinte.

Tabela 4.4 - Parâmetros de inicialização do filtro de Kalman.

Parâmetro	Valor
α_x	10^{-4}
k_x	0
β_x	2
$P_x(0)$	1
α_θ	10^{-5}
k_θ	0
β_θ	2
$P_\theta(0)$	$10^{-4} I$
γ	0.99

Observando o gráfico da figura seguinte, constata-se que o erro estático foi substancialmente atenuado através do efeito combinado da actualização em tempo real dos parâmetros do modelo e da estimação do vector de estado.

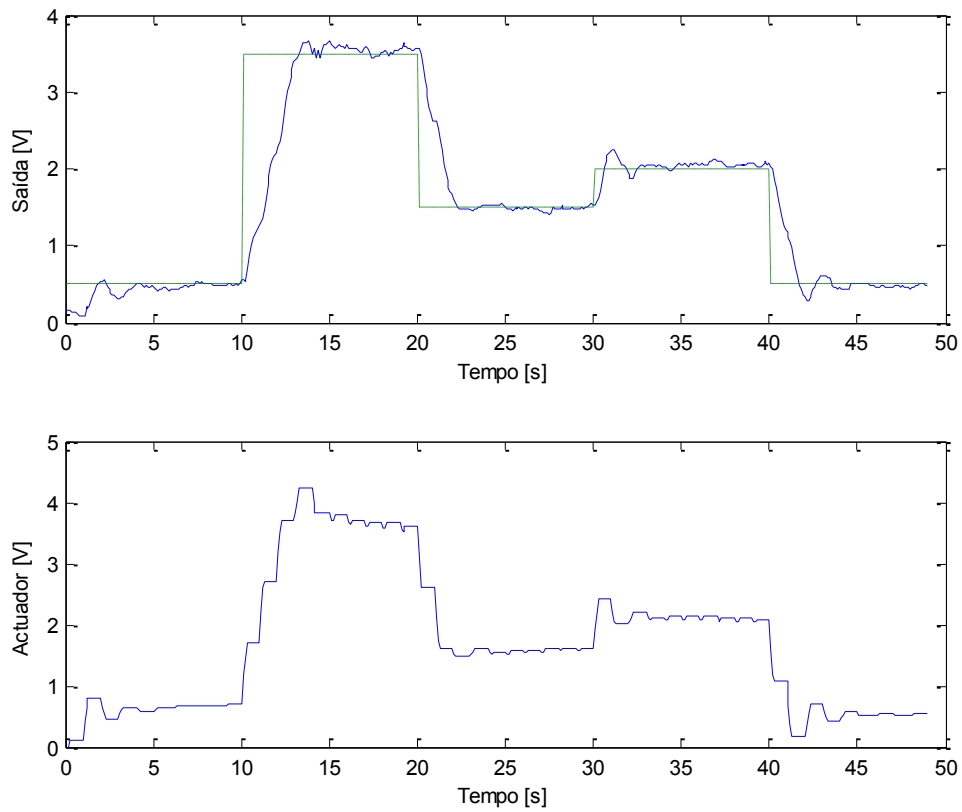


Figura 4.13 - Controlo Adaptativo com placa USB.

Na figura 4.14 apresenta-se o efeito da aplicação de uma perturbação sobre a dinâmica do sistema caracterizada por alteração do caudal de ar insuflado pelo ventilador axial. Essa perturbação caracteriza-se por uma alteração do potenciômetro, que regula a velocidade de rotação do ventilador, da posição 5 para a posição 4.

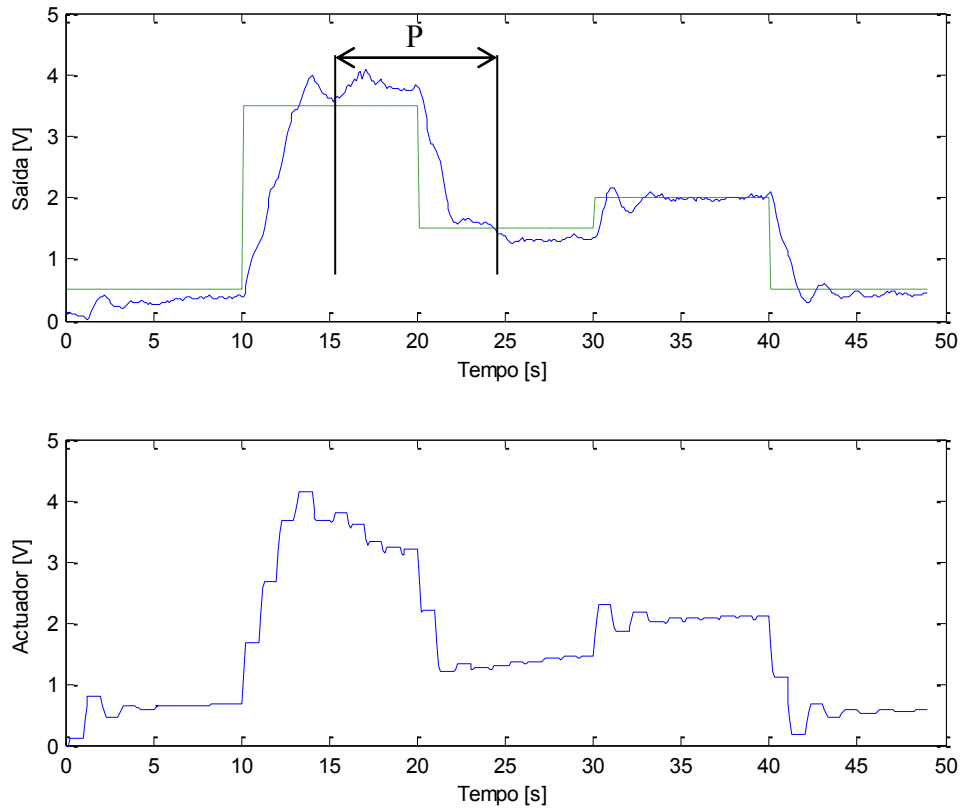


Figura 4.14 - Controlo Adaptativo com placa USB sujeito a perturbações (P).

Através da análise das figuras anteriores e da tabela seguinte, podemos observar que a permanente actualização dos parâmetros do modelo permite acomodar não só enviesamentos do modelo, bem como também absorver o efeito de perturbações não mensuráveis.

Tabela 4.5 - Comparação qualitativa das duas metodologias utilizando placa USB.

Critério	MPC não-adaptativo	MPC adaptativo
$\frac{1}{N} \sum_k y(k) - y_d(k) $	0,3672	0,225

4.3.3 Metodologia Controlo Preditivo Não-Adaptativo sobre Redes de Sensores e Actuadores sem Fios

Neste conjunto de experiências pretendeu-se aferir sobre o desempenho do controlo MPC sobre redes de sensores e actuadores sem fios, em particular, tendo em vista avaliar o impacto da variabilidade dos tempos de latência sobre a robustez global do sistema de controlo.

Neste conjunto de testes o controlador foi sintonizado com as matrizes de penalização referidas anteriormente, assim como as restrições adoptadas.

Na figura seguinte apresentam-se os resultados referentes a uma experiência em que não se procedeu à aplicação de quaisquer perturbações. Como se pode constatar, o controlador apresenta um comportamento razoável nos vários regimes de operação, apresentando, todavia, um ligeiro erro estático conforme seria esperado, já que a abordagem não contemplava qualquer adaptação.

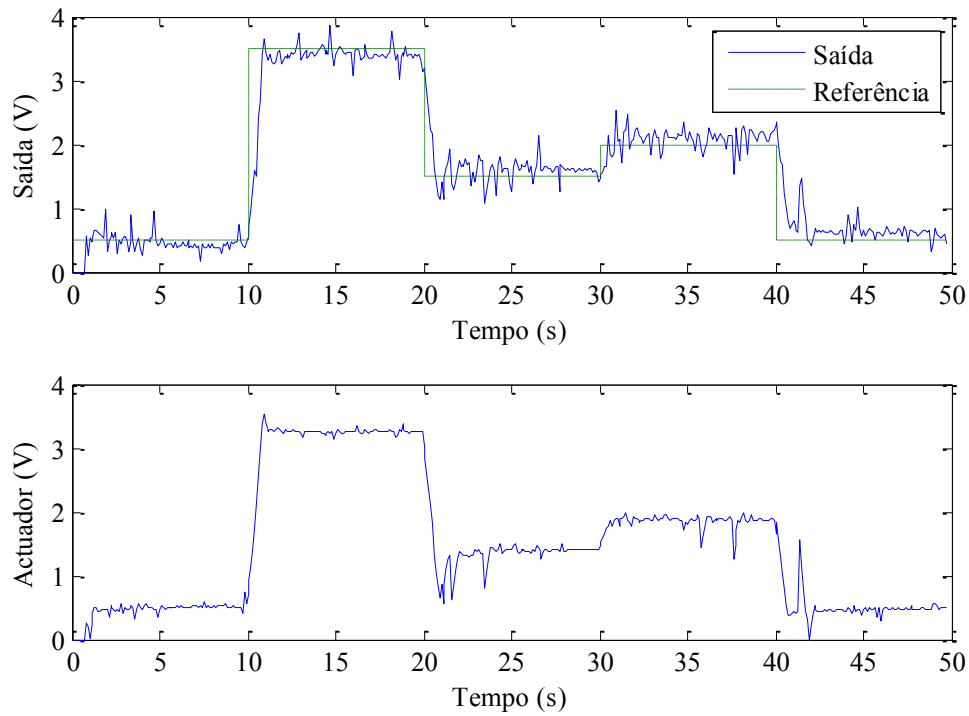


Figura 4.15 - Metodologia MPC não-adaptativa PCT 37-100.

Na figura 4.16 está ilustrada a injeção de perturbações (P) na dinâmica do sistema, que consistiram na alteração da posição do potenciômetro que regula a velocidade do ventilador. Conforme se pode observar, o controlador não consegue responder a essa alteração na dinâmica do sistema, traduzindo-se a resposta do sistema em anel fechado por um erro estático mais expressivo.

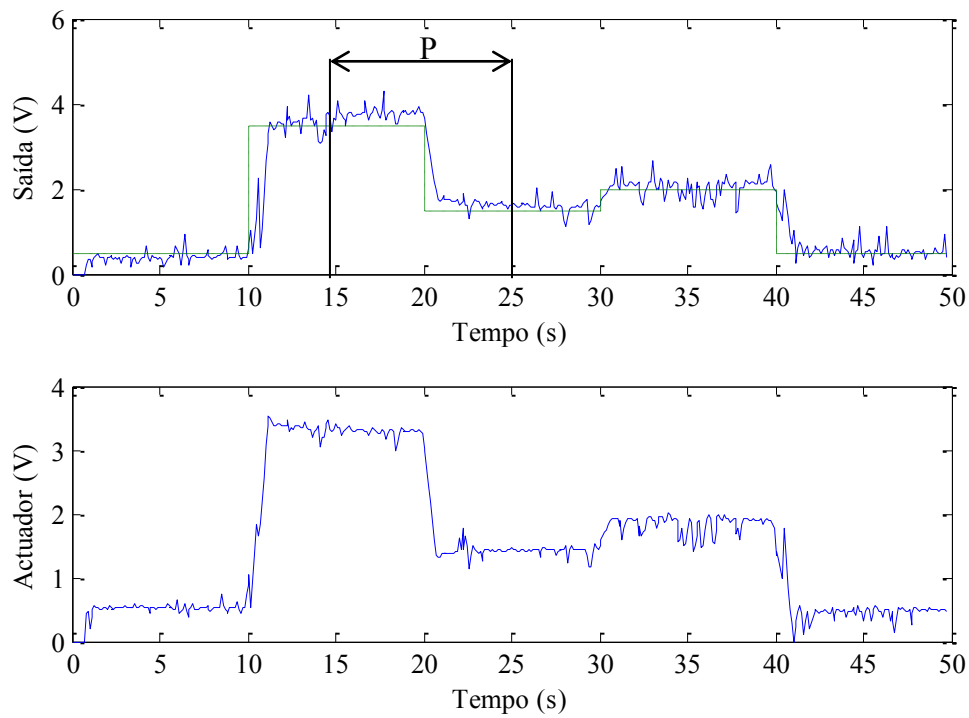


Figura 4.16 - Controlo não-adaptativo com perturbações (P).

4.3.4 Metodologia Controlo Preditivo Adaptativo sobre Redes de Sensores sem Fios

Neste conjunto de experiências, a utilização de um filtro de Kalman dual com a transformação da incerteza foi utilizado na actualização em linha dos parâmetros do modelo. Os valores de inicialização do respectivo filtro encontram-se ilustrados na tabela 4.4.

Na figura 4.17 encontra-se representada a evolução da saída e da entrada enviada para o processo. Como se pode constatar pela figura, esta metodologia, quando comparado com a metodologia não-adaptativa, apresenta-se substancialmente superior.

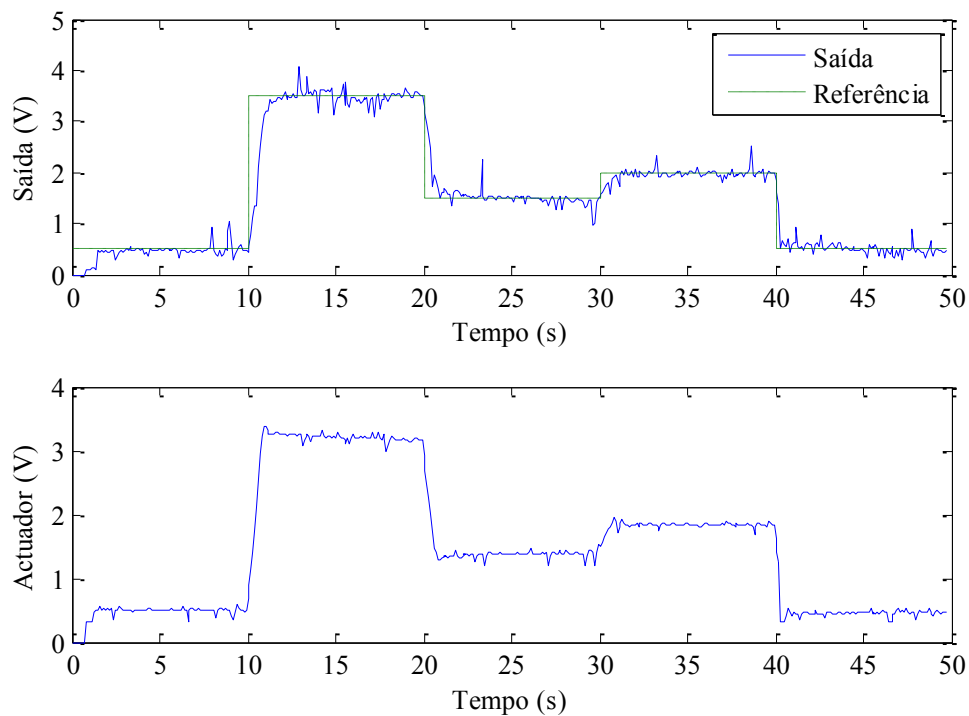


Figura 4.17 - Metodologia MPC adaptativa PCT 37-100.

Observando a tabela 4.6 pode-se constatar que esta metodologia apresenta um melhor desempenho face à abordagem não adaptativa, traduzida num erro quadrático médio inferior ao obtido com base na metodologia não-adaptativa. Tal deve-se ao facto de em virtude da natureza adaptativa, alicerçada na permanente actualização em linha dos parâmetros do modelo, contribuir para a erradicação do erro de modelização.

Tabela 4.6 - Comparação qualitativa das metodologias.

Critério	MPC não-adaptativo	MPC adaptativo
$\frac{1}{N} \sum_k y(k) - y_d(k) $	0,1733	0,1234

Tendo em vista a avaliação do desempenho desta metodologia na presença de perturbações, foi conduzida uma experiência, ilustrada na figura seguinte, em que o potenciómetro que controla a velocidade de rotação do ventilador, foi alterado da posição original para a posição 4. Esta experiência pretende avaliar o desempenho do controlador adaptativo face a eventuais perturbações na dinâmica do sistema. Da figura correspondente, pode-se constatar que na circunstância de perturbações sobre a dinâmica do sistema o mecanismo de adaptação contribui para um reforço significativo do desempenho do sistema de controlo.

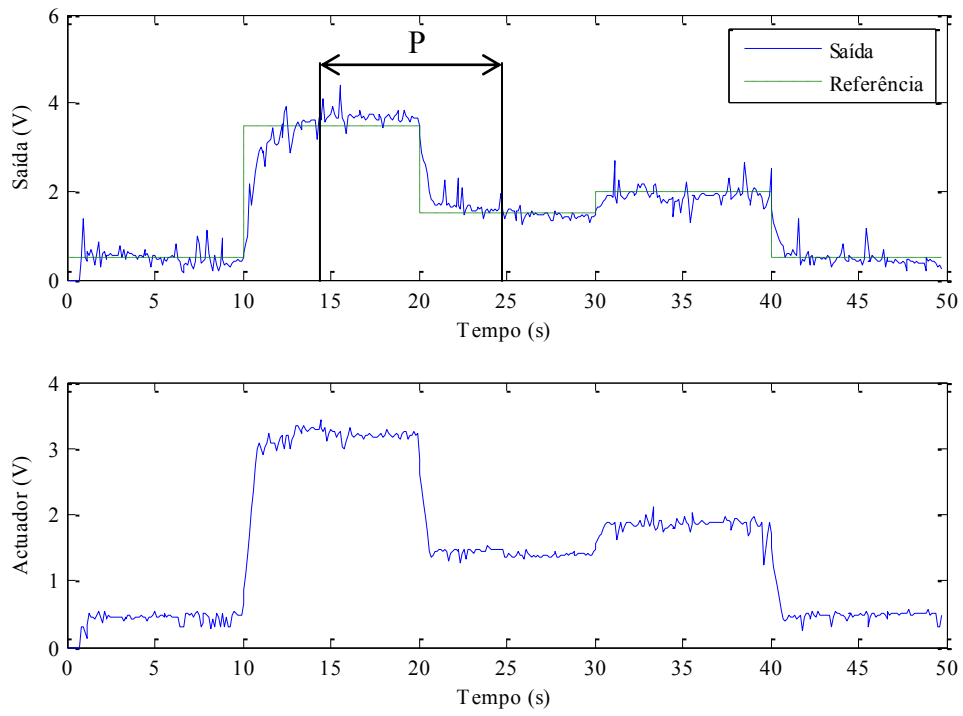


Figura 4.18 - Metodologia MPC adaptativa com perturbações (P) na dinâmica PCT 37-100.

4.3.5 MPC Adaptativo com Tolerância a Falhas de Comunicação

Neste conjunto de experiências pretende-se ilustrar a implementação de um controlador local como meio de conferir a necessária tolerância a falhas de comunicação. Conforme descrito anteriormente, na sequência da ocorrência de um tempo de latência superior a um valor predeterminado de projecto, o controlador local entra em acção passando o sistema a ser regulado localmente tomando como referência o último valor recebido. Após o restabelecimento das comunicações entre o *sink* e o nó, a responsabilidade pelo controlo do sistema é transferida para o controlador MPC localizado remotamente no servidor.

Para a recolha de dados nesta experiência em particular, foi necessário recorrer à incorporação de placa de aquisição de dados USB de modo a monitorizar as entradas e saídas do sistema, *vd.* Figura 4.19. Tal, deve-se à impossibilidade de se efectuar a aquisição remota de dados, em virtude da falha de comunicações vigente.

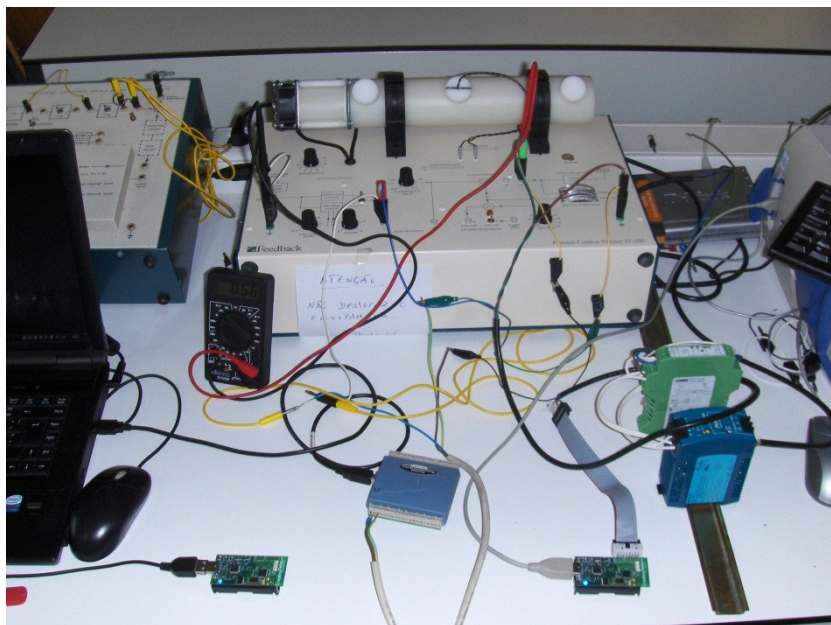


Figura 4.19 - Setup utilizado para simular falhas de comunicação.

Para implementação do controlador óptimo polinomial procedeu-se à conversão do modelo no espaço de estados para modelo de entrada-saída, descrito pela correspondente função de transferência discreta:

$$H(q^{-1}) = q^{-1} \frac{0,0126 - 0,0122q^{-1}}{1 - 2,1189q^{-1} + 1,122q^{-2}} \quad (4.3)$$

Com base neste modelo e na equação de Diophantine obtiveram-se os seguintes polinómios do controlador:

$$F(q^{-1}) = 1 \quad (4.4)$$

$$G(q^{-1}) = 2,1189 - 1,122q^{-1} \quad (4.5)$$

Tendo em conta os polinómios anteriores e o termo de penalização sobre a acção de controlo $R(q^{-1}) = 0,8$, obtido por tentativa erro chegou-se à seguinte lei de controlo implementada localmente:

$$u(k) = 0,143y_d(k) - 0,16y(k) - 0,039y(k-1) + 0,977u(k-1) \quad (4.6)$$

Tendo em vista obter um termo de comparação para avaliar a abordagem tolerante a falhas de comunicação realizou-se um conjunto de testes em que se injectou fisicamente falhas de comunicação entre o sink e o nó que se encontra directamente acoplado ao processo, não sendo previsto qualquer mecanismo de acomodação de falhas. Estas falhas apresentam a duração de 5 segundo.

Conforme se pode constatar na seguinte figura, a não incorporação de qualquer estratégia de tolerância a falhas intermitentes de comunicação redundava numa

degradação do desempenho, em particular quando o sistema é objecto de perturbações ou quando se trate do seguimento de uma referência não constante.

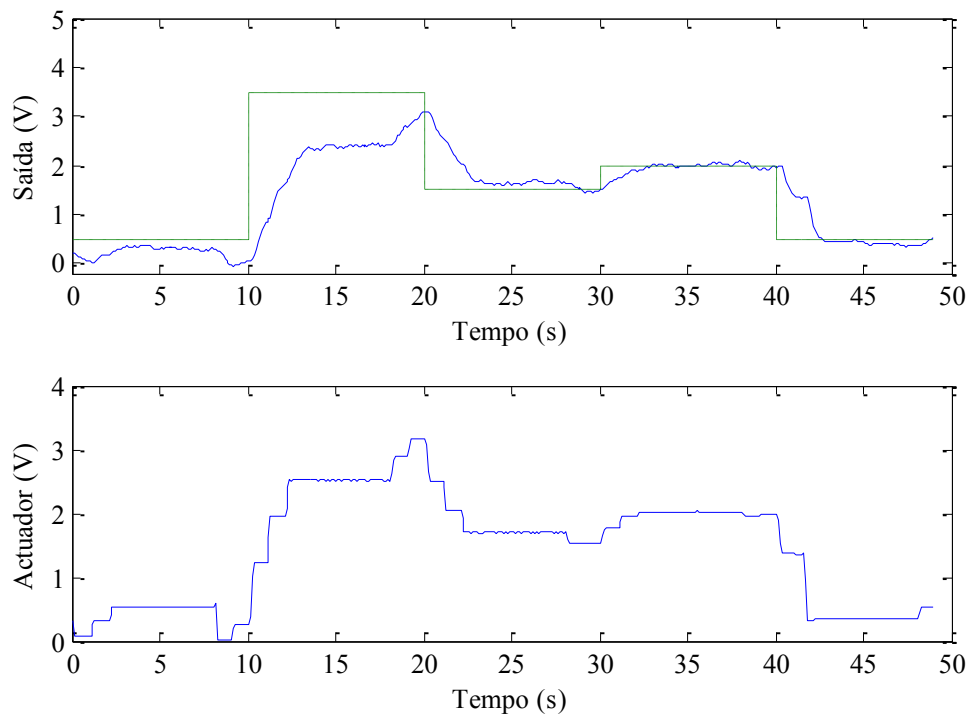


Figura 4.20 - Metodologia MPC adaptativa sem tolerância a falhas de comunicação.

Na figura seguinte encontra-se evidenciada a aplicação da metodologia proposta para reforço da robustez em situações de falha de comunicações. À semelhança da experiência anterior, procedeu-se à injeção efectiva de falha de comunicação, durante 5 segundos, repetida ao longo da experiência. Como se pode constatar, a utilização do controlador implementado localmente no nó é uma mais-valia no contexto do controlo tolerante a falhas contribuindo para uma melhoria efectiva do desempenho do sistema, conforme se pode inferir a partir da tabela 4.7.

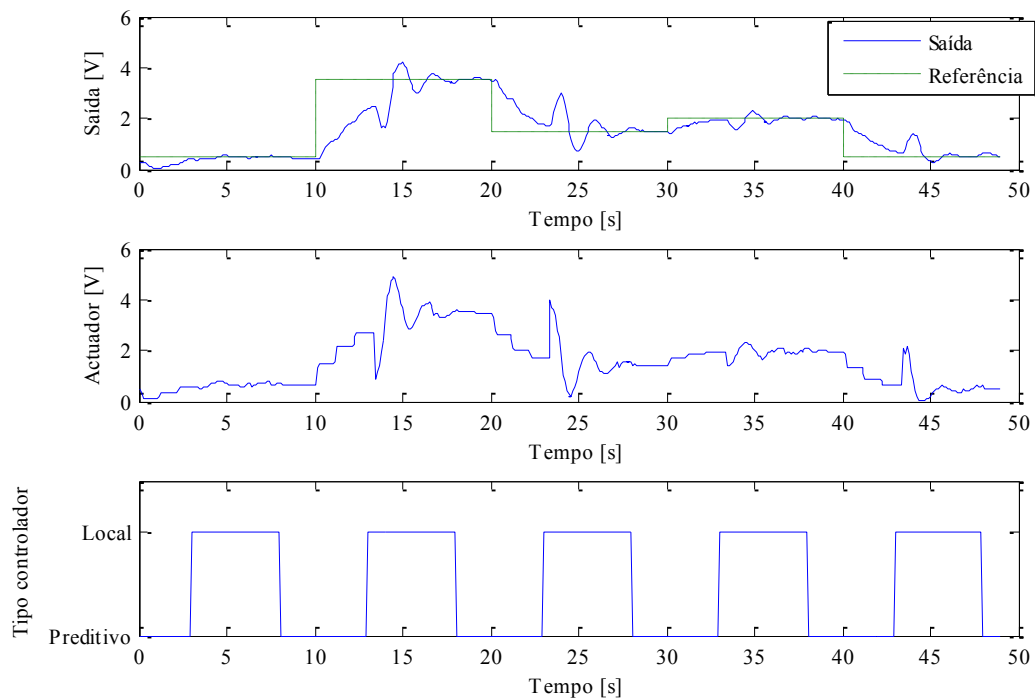


Figura 4.21 - Metodologia MPC adaptativo com tolerância a falhas de comunicação.

Tabela 4.7 - Comparação das metodologias com e sem tolerância a falhas

Critério	MPC com tolerância a falhas	MPC sem tolerância a falhas
$\frac{1}{N} \sum_k (y(k) - y_d(k))^2$	0,5171	0.6349

4.4 Conclusões

Este capítulo centrou-se, fundamentalmente, na avaliação das metodologias propostas, através da realização de várias experiências conduzidas no processo didáctico PCT 37-100 da marca Feedback.

No primeiro conjunto de experiências, utilizando uma placa de aquisição de dados, foram validadas as metodologias MPC propostas, designadamente, a metodologia MPC não-adaptativa, assim como a metodologia MPC adaptativa, utilizando um filtro de Kalman dual para estimação dos estados e dos parâmetros do modelo.

No segundo conjunto de experiências foram testadas as metodologias propostas, sobre uma rede de sensores e actuadores sem fios, tendo sido demonstrada a sua exequibilidade.

Finalmente, foram conduzidas experiências de modo a avaliar comparativamente a metodologia de tolerância a falhas de comunicação entre o *sink* e o nó, encontrando-se os resultados apresentados na figura seguinte. Conforme se pode observar, os resultados obtidos demonstram plenamente a pertinência da metodologia proposta para acomodar latências significativas.

Capítulo 5 – Conclusões e Perspectivas Futuras

“Nossa maior fraqueza é a desistência. O caminho mais certo para o sucesso é sempre tentar apenas uma vez mais.”

*Thomas Edison
(1847-1931)*

No decurso do presente trabalho de investigação foram surgindo ideias que apresentam à partida algum potencial para futura maturação, encontrando-se algumas delas enumeradas na secção correspondente a Perspectivas Futuras.

Em relação às conclusões gerais anexadas à dissertação, estas encontram-se apresentadas na secção seguinte.

5.1 Conclusões Gerais

O objectivo principal deste trabalho foi conseguido com sucesso, na medida em que foi desenvolvida uma metodologia de controlo preditivo baseado em modelos no espaço de estados sobre redes de sensores sem fios tolerando falhas de comunicação. Desta forma é possível controlar e monitorizar processos através de redes de sensores sem fios.

Foi desenvolvido uma metodologia de controlo preditivo adaptativo de modo a conferir ao controlador uma maior robustez em toda a sua gama de operação. Para tal foi implementado um filtro de Kalman dual com transformação da incerteza, para estimação conjunta dos estados e dos parâmetros do modelo, que através da permanente actualização dos parâmetros confere essa referida robustez.

Finalmente foi conferida à metodologia adaptativa um mecanismo de tolerância a falhas de comunicação, assente no algoritmo de controlo óptimo polinomial. Este mecanismo de tolerância a falhas garante a estabilidade do sistema quando existirem falhas de comunicação entre o nó acoplado ao processo e o *sink*.

5.2 Perspectivas Futuras

No decorrer deste trabalho surgiram algumas ideias, que poderão, eventualmente, vir a suscitar algum interesse ou a servir de ideias base para futura investigação. De entre estas destacam-se:

- Utilização de sensores sem fios com microprocessadores mais potentes, de modo a permitir implementar arquitecturas mais complexas;
- o acoplamento de um módulo que permita efectuar a detecção e a identificação de falhas;
- estudos sobre a convergência e a estabilidade da presente metodologia, nomeadamente a influência de se trabalhar num meio sem fios e as suas consequências na convergência e estabilidade;

De notar que esta lista de tópicos pretende apenas materializar algumas das ideias que foram surgindo no decorrer da implementação da presente dissertação, constituindo apenas uma base de trabalho, ou ponto de partida, para futuros trabalhos de investigação e desenvolvimento envolvendo redes de sensores e actuadores sem fios aplicadas na monitorização e controlo de sistemas dinâmicos.

Bibliografia

- Akyildiz, I., Su, W., Sankarasubramaniam, Y., & Cayirci, E. (August de 2002). Wireless Sensor networks: a survey. *Communications Magazine, IEEE*, pp. 102-114.
- Baronti, P., Pillai, P., Chook, V. W., Chessa, S., Gotta, A., & Hu, Y. F. (2007). Wireless sensor networks: A survey on the state of the art and the 802.15.4 and ZigBee standards. *Computer Communications*, 30, pp. 1655-1695.
- Dunkels, A. (2007). Rime — a lightweight layered communication stack for sensor networks. *Proc. of the European Conference on Wireless Sensor Networks, Poster/Demo Session*. The Netherlands.
- Dunkels, A., & Schmidt, O. (s.d.). *Protothreads*. Obtido em 6 de Agosto de 2010, de <http://www.sics.se/~adam/uip/uip-1.0-refman/a00142.html>
- Dunkels, A., Grönvall, B., & Voight, T. (2004). Contiki - a Lightweight and Flexible Operating System for Tiny Networked Sensors. *Local Computer Networks, 2004. 29th Annual IEEE International Conference on Local Computer Networks. LCN 2004*, (pp. 455-462).
- Dunkels, A., Schmidt, O., Voigt, T., & Ali, M. (2006). Protothreads: Simplifying Event-Driven Programming of Memory-Constrained Embedded Systems. *Proc. of the Fourth Conference on Embebed Network Systems*. Boulder, Colorado, USA.
- Gil, P. (2003). Redes Neurais Recorrentes em Controlo Adaptativo Preditivo Sujeito a Restrições. *Dissertação Doutoramento*. Universidade Nova Lisboa.

- Gil, P., Duarte-Ramos, H., & Dourado, A. (1999). Controlo Ótimo Recidivo com Restrições Sobre as Entradas e Saídas: Aplicação a um Processo Didáctico. *Proc. of sixth Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica*, (pp. 345-352).
- Haykin, S. (2001). *Kalman Filtering and Neural Networks*. John Wiley & Sons.
- Hill, J., Horton, M., Kling, R., & Krishnamurthy, L. (2004). The Platform Enabling Wireless Sensor Networks. *Communication of the ACM*, 47(6), pp. 41-46.
- Karl, H., & Willig, A. (2005). *Protocols and Architectures for Wireless Sensor Networks*. John Wiley & Sons, Ltd.
- Levine, W. S. (1996). *The Control Handbook*. CRC- Press.
- Lewis, F. L., & Syrmos, V. L. (1995). *Optimal Control*. John Wiley and Sons, Inc.
- Maciejowski, J. (2002). *Predictive Control With Constraints*. Prentice Hall.
- Mayne, D. (1995). Optimization in Model Based Control. *Proc. IFAC Symposium Dynamics and Control of Chemical Reactors, Distillation Columns and Batch Processes*, pp. 229-242.
- Mosca, E. (1995). *Optimal Predictive and Adaptive Control*. Prentice Hall.
- Mottola, L., & Picco, G. P. (2010). *Programming Wireless Sensor Networks: Fundamental Concepts and State of the Art*.
- Ogata, K. (1997). *Modern Control Engineering*. Prentice Hall.

Souza, C., Gevers, M., & Goodwin, C. (1986). Riccati Equations in Optimal Control Filtering of Nonstabilizing Systems Using Having Singular State Transition Matrices. *IEEE Trans. on Automatic Control* , (pp. Vol.31: 831-838).

Wan, E., & Merwe, R. (2000). The Unscented Kalman Filter for Nonlinear Estimation. *Proc. of IEEE Symposium 2000 on Adaptive Systems for Signal Processing, Communication and Control*, (pp. 153-158).

Wang, L. (2009). *Model Predictive Control System Design and Implementation Using Matlab*. Springer.