

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**RÓGER WILLIAN PINTO DA SILVA**

**CONTROLE DE POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO  
PROPORCIONAL-INTEGRAL PARA REDES  
WIRELESSHART**

Porto Alegre

2017

RÓGER WILLIAN PINTO DA SILVA

**CONTROLE DE POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO  
PROPORCIONAL-INTEGRAL PARA REDES  
WIRELESSHART**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: controle e automação.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Diego Eckhard  
CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. Ivan Müller

Porto Alegre

2017

RÓGER WILLIAN PINTO DA SILVA

# CONTROLE DE POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO PROPORCIONAL-INTEGRAL PARA REDES WIRELESSHART

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Diego Eckhard, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul –  
Porto Alegre, Brasil.

Banca Examinadora

Prof. Dr. Alexandre Sanfelice Bazanella, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. João César Netto, UFRGS  
Doutor pela Université Catholique de Louvain – Louvain-la-Neuve, Bélgica

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, PUCRS  
Doutor pela University of Newcastle – Newcastle, Austrália

Coordenador do PPGE: \_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre, março de 2017

*Dedico este trabalho à companheira que  
sempre me motiva a seguir em frente,  
obrigado Cristiane.*

# AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao SENHOR, que me permitiu chegar tão longe.

Obrigado também à Cristiane, por caminhar mais esta vez comigo, enfrentando as batalhas lado a lado e me dando forças para continuar.

Também ao meu orientador e ao meu co-orientador, obrigado por serem meus mentores nestes dois anos.

Por fim, agradeço muito aos meus pais, Ivanilda e Luis, obrigado por sempre me inspirar e me incentivar a buscar o conhecimento.

## RESUMO

As redes de sensores sem fio (WSNs) têm ganhado cada vez mais espaço no monitoramento e controle de processos na indústria. Dentro destas redes, os dispositivos são alimentados por baterias, e a comunicação é feita por radiofrequência. Por conta disto, os rádios dos dispositivos são responsáveis por consumir boa parte da energia armazenada nas suas baterias, e a comunicação dos dispositivos está sujeita à interferência provinda de outras redes e do maquinário industrial. Para sanar estes problemas podem ser empregadas técnicas de controle de potência de transmissão (CPT). Existem diversas técnicas de CPT na literatura, visando os mais diversos objetivos, desde economia de energia e redução de interferência, até controle da topologia da rede. Este trabalho apresenta uma proposta de emprego de (CPT) em uma rede de sensores sem fio através da utilização de controladores proporcionais-integrais (PI). Juntamente com a técnica proposta, são apresentados um procedimento para projeto dos controladores e alguns algoritmos desenvolvidos para o caso ideal e para os casos com saturação dos níveis de potência disponíveis. Este trabalho se diferencia dos trabalhos encontrados na literatura por apresentar uma técnica de controle linear e que depende apenas de informações já disponíveis em cada dispositivo cuja potência será ajustada. Deste modo, esta técnica pode ser empregada em conjunto com protocolos industriais mais restritivos quanto às informações que podem ser trocadas nas mensagens. Além disso, esta técnica reduz ainda mais o consumo e a interferência por evitar transmissões desnecessárias. A proposta apresentada foi validada através de simulações e de um experimento com dispositivos *WirelessHART* reais, apresentando bons resultados e provando que é possível controlar a potência sem a necessidade das informações extras.

**Palavras-chave:** controle de potência de transmissão. redes de sensores sem fio. consumo de energia. interferência. *WirelessHART*.

# ABSTRACT

Wireless sensor networks (WSNs) are being increasingly adopted in monitor and control tasks in the industry. The devices within these networks are battery-powered, and they communicate through radio frequency. Therefore the radios of the devices account for the most of the consumption of the energy stored in the batteries, and the devices' communication is subject to interference from other networks and industrial machinery. Transmission power control (TPC) techniques can be employed to cope with these problems. There are several TPC techniques in the literature, aiming at a wide range of objectives, from energy saving and interference reduction, to network topology control. This work presents the proposal of a (TPC) technique in a wireless sensor network that works by employing proportional-integral (PI) controllers. Besides the technique itself, a procedure is presented to design the controllers along some algorithms developed to the ideal case, and the case when there is saturation in the available power levels. This work, unlike the other works found in the literature, presents a linear technique that depends only on information that is already available in each device whose power needs to be adjusted. Therefore, the proposed technique can be employed together with more restrictive industrial protocols that limit the information that can be exchanged in the messages. Besides, it further reduces the power consumption and the interference by avoiding unnecessary transmissions. The proposal was validated through simulations and an experiment using real *WirelessHART* devices, presenting good results and proving that it is possible to adjust the transmission power without necessarily using the extra information.

**Key-words:** transmission power control. wireless sensor networks. energy consumption. interference. *WirelessHART*.

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Problemas do nó oculto e do nó exposto . . . . .	18
Figura 2 – Comparação da pilha OSI com HART e <i>Wireless</i> HART. . . . .	23
Figura 3 – Potência máxima e potência necessária para duas situações distintas . . . . .	27
Figura 4 – Exemplo de algoritmo de CPT . . . . .	28
Figura 5 – Potência de saída pelo nível de potência em diversos rádios . . . . .	35
Figura 6 – Modelo de comunicação em malha aberta. . . . .	37
Figura 7 – Modelo de comunicação em malha fechada. . . . .	38
Figura 8 – Modelo de comunicação em malha fechada com saturação. . . . .	40
Figura 9 – <i>Root locus</i> para $-50 \leq \rho' \leq 0$ e diferentes valores de $M'$ . . . . .	45
Figura 10 – Curvas de contorno de $ z_2 $ para diferentes valores de $M'$ e $\rho'$ . . . . .	45
Figura 11 – Algoritmo de velocidade e integrador com saturação . . . . .	49
Figura 12 – Sistema com controlador e <i>anti-windup</i> convencional . . . . .	51
Figura 13 – Modelagem da comunicação através de regressão linear . . . . .	59
Figura 14 – Sinais de controle do sistema sem saturação/discretização . . . . .	64
Figura 15 – Saídas do sistema sem saturação/discretização . . . . .	65
Figura 16 – Sinais de controle, algoritmo mais simples sem grande saturação . . . . .	66
Figura 17 – Saídas, algoritmo mais simples sem grande saturação . . . . .	67
Figura 18 – Sinais de controle, algoritmo mais simples com grande saturação . . . . .	68
Figura 19 – Saídas, algoritmo mais simples com grande saturação . . . . .	68
Figura 20 – Sinais de controle, algoritmo de velocidade com grande saturação . . . . .	69
Figura 21 – Saídas, algoritmo de velocidade com grande saturação . . . . .	69
Figura 22 – Sinais de controle, algoritmo de integração condicional com grande saturação . . . . .	70
Figura 23 – Saídas, algoritmo de integração condicional com grande saturação . . . . .	71
Figura 24 – Sinais de controle, algoritmo CAW com grande saturação . . . . .	72
Figura 25 – Saídas, algoritmo CAW com grande saturação . . . . .	72
Figura 26 – Sinais de controle, algoritmo mais simples com turnos desbalanceados . . . . .	73
Figura 27 – Saídas, algoritmo mais simples com turnos desbalanceados . . . . .	74
Figura 28 – Sinais de controle, algoritmo de balanceamento com turnos desbalanceados . . . . .	75
Figura 29 – Saídas, algoritmo de balanceamento com turnos desbalanceados . . . . .	75
Figura 30 – Ilustração do mau desempenho do algoritmo de velocidade para uma referência de -45 dBm . . . . .	76
Figura 31 – Sinais de controle, experimento com algoritmo CAW . . . . .	78
Figura 32 – Saídas, experimento com algoritmo CAW . . . . .	79



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Vantagens que podem ser alcançadas com CPT . . . . .	31
Tabela 2 – Critérios de qualidade para o sistema sem saturação/discretização . . .	65
Tabela 3 – Critérios de qualidade, algoritmo mais simples sem grande saturação .	67
Tabela 4 – Critérios de qualidade, algoritmo mais simples com grande saturação .	68
Tabela 5 – Critérios de qualidade, algoritmo de velocidade com grande saturação .	70
Tabela 6 – Critérios de qualidade, algoritmo de integração condicional com grande saturação . . . . .	71
Tabela 7 – Critérios de qualidade, algoritmo CAW com grande saturação . . . . .	73
Tabela 8 – Critérios de qualidade, algoritmo mais simples com turnos desbalanceados	74
Tabela 9 – Critérios de qualidade, algoritmo de balanceamento com turnos desba- lanceados . . . . .	75
Tabela 10 – Resultados de todas as simulações para comparação . . . . .	77
Tabela 11 – Critérios de qualidade, experimento com algoritmo CAW . . . . .	79

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ACK	<i>Acknowledgement</i>
ARQ	<i>Automatic repeat request</i>
ASN	<i>Absolute slot number</i>
AWGN	<i>Additive wite gaussian noise</i>
CAW	<i>Conventional anti-windup</i>
CCA	<i>Clear channel assessment</i>
CDMA	<i>Code division multiple access</i>
CPT	<i>Controle de potência de transmissão</i>
CSMA	<i>Carrier sense multiple access</i>
CSMA/CA	<i>Carrier sense multiple access with collision avoidance</i>
DLL	<i>Data link layer</i>
DOS	<i>Denial of service</i>
DSSS	<i>Direct sequence spread spectrum</i>
ED	<i>Energy detected</i>
FDMA	<i>Frequency division multiple access</i>
FEC	<i>Forward error correction</i>
FHSS	<i>Frequency hopping spread spectrum</i>
HART	<i>Highway addressable remote transducer</i>
IEEE	<i>Institute of electric and electronic engineers</i>
ISM	<i>Industrial, scientific and medical</i>
IT	<i>Interference temperature</i>
IWSN	<i>Industrial wireless sensor network</i>
LLC	<i>Logical link control</i>
LQI	<i>Link quality indicator</i>

MAC	<i>Medium access control</i>
MANET	<i>Mobile ad hoc network</i>
O-QPSK	<i>Offset quadrature phase-shift keying</i>
OSI	<i>Open systems interconnection</i>
PHY	<i>Physical layer</i>
PI	<i>Proportional-integral</i>
PID	<i>Proportional-integral-derivative</i>
RF	<i>(de) Radiofrequência</i>
RSSI	<i>Received signal strength indicator</i>
SNR	<i>Signal to noise ratio</i>
TDMA	<i>Time division multiple access</i>
WANET	<i>Wireless ad hoc network</i>
WBAN	<i>Wireless body area network</i>
WSN	<i>Wireless sensor network</i>

# LISTA DE SÍMBOLOS

dBm	decibel-milliwatt, $x$ dBm = $10^{x-3}$ W
$\beta_a(k), \beta_b(k)$	degradação do sinal (dBm)
$C_a(z), C_b(z)$	funções de transferência dos controladores
$\bar{C}(z)$	função de transferência do controlador saturado
$G_a, G_b$	ganhos dos modelos dos rádios (dBm/nível)
$K_p$	ganho proporcional do controlador
$K_i$	ganho integral do controlador
$K_w$	ganho de <i>anti-windup</i> do controlador
$k$	turno de comunicação
$M'$	zero dos controladores e do sistema, $M' =  K_p \rho $
$\nu_a(k), \nu_b(k)$	ruído branco gaussiano aditivo nas saídas do sistema
$r_a(k), r_b(k)$	referências, LQI desejado nos rádios (dBm)
$\rho_a, \rho_b$	ganhos dos controladores, $\rho = K_p + K_i$
$\rho'$	ganho dos controladores e dos rádios, $\rho' = G_a G_b \rho_a \rho_b$
$\underset{x_0}{\overset{x_1}{\text{sat}}}(x)$	função saturação do sinal $u(k)$ , $\underset{x_0}{\overset{x_1}{\text{sat}}}(x) = \max(x_0, \min(x_1, x))$
$u_a(k), u_b(k)$	saídas dos controladores
$v_a(k), v_b(k)$	níveis de potência das mensagens, $v(k) = \underset{v_{\min}}{\overset{v_{\max}}{\text{sat}}}(u(k))$
$y_a(k), y_b(k)$	saídas, LQI medido nos rádios (dBm)
$z_1, \bar{z}_1, e z_2$	polos do sistema em malha fechada

# SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO . . . . .	14
2	REFERENCIAL TEÓRICO . . . . .	17
2.1	Redes de sensores sem fio . . . . .	17
2.1.1	Interferência em WSNs . . . . .	18
2.1.2	Consumo de energia em WSNs . . . . .	20
2.2	WirelessHART . . . . .	22
3	CONTROLE DE POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO . . . . .	26
3.1	O que é controle de potência de transmissão? . . . . .	26
3.2	Considerações finais e introdução à técnica proposta . . . . .	30
4	TÉCNICA PROPOSTA . . . . .	33
4.1	Modelo proposto . . . . .	33
4.1.1	Modelo dos rádios . . . . .	33
4.1.2	Modelo em malha aberta . . . . .	35
4.1.3	Modelo em malha fechada . . . . .	37
4.1.4	Modelo com saturação . . . . .	39
4.1.5	Condições para saturação permanente . . . . .	39
4.2	Projeto dos controladores . . . . .	41
4.2.1	Modelo dos controladores . . . . .	42
4.2.2	Posicionamento dos polos . . . . .	46
4.3	Projeto do controle com <i>anti-windup</i> . . . . .	48
4.3.1	Algoritmo de velocidade com integrador com saturação . . . . .	49
4.3.2	Integração condicional . . . . .	50
4.3.3	O <i>anti-windup</i> convencional . . . . .	50
4.4	Algoritmos para um nó com N vizinhos . . . . .	52
4.4.1	Algoritmo mais simples . . . . .	53
4.4.2	Algoritmo de velocidade com <i>anti-windup</i> . . . . .	53
4.4.3	Algoritmo com integração condicional . . . . .	54
4.4.4	Algoritmo com <i>anti-windup</i> convencional . . . . .	54
4.4.5	Algoritmo com balanceamento de turnos . . . . .	56
4.4.6	Nota sobre múltiplos canais . . . . .	57
5	ESTUDO DE CASO . . . . .	58
5.1	Identificação . . . . .	58

5.2	Projeto dos controladores . . . . .	60
5.3	Critérios de desempenho do algoritmo . . . . .	61
5.3.1	Erro de seguimento de referência . . . . .	61
5.3.2	Consumo de energia . . . . .	62
5.3.3	Qualidade de recepção . . . . .	62
5.3.4	Nível de interferência . . . . .	63
5.4	Simulações . . . . .	63
5.4.1	Algoritmo mais simples sem não-linearidades . . . . .	64
5.4.2	Algoritmo mais simples, com não-linearidades . . . . .	66
5.4.3	Sem anti-windup, com referência que satura . . . . .	67
5.4.4	Com antiwindup que usa um algoritmo de velocidade . . . . .	69
5.4.5	Com anti-windup que usa integração condicional . . . . .	70
5.4.6	Com anti-windup convencional . . . . .	71
5.4.7	Com turnos desbalanceados, sem algoritmo de ajuste . . . . .	73
5.4.8	Com turnos desbalanceados, com algoritmo de ajuste . . . . .	74
5.5	Comparação . . . . .	75
5.6	Experimento . . . . .	78
6	CONCLUSÃO . . . . .	81
	REFERÊNCIAS . . . . .	83

# 1 INTRODUÇÃO

As redes de sensores sem fio (*wireless sensor networks*, WSN) tem sido empregadas nas mais diversas áreas para monitorar o ambiente, alcançando até mesmo os processos na indústria, onde são chamadas de redes de sensores sem fio industriais (*industrial wireless sensor networks*, IWSN). Neste caso, dispositivos sem fio são de particular interesse pois apresentam um baixo custo de implantação e manutenção, evitando a dependência da utilização de cabos e aumentando a liberdade e dinamismo da topologia da rede (GÜNGÖR; HANCKE, 2013).

Estas redes em geral são alimentadas por baterias e possuem fortes restrições de processamento, memória e consumo de energia. Por conta destas restrições, os nós da rede podem operar por anos até que a bateria acabe. Apesar disto, eventualmente será necessário trocar ou recarregar as baterias, o que gera custos de manutenção. Um outro problema presente nas IWSN decorre do fato de que seus dispositivos utilizam o meio RF para comunicar-se uns com os outros através de sinais de radiofrequência. Um sinal transmitido neste meio, a menos que sejam empregadas antenas específicas, costuma espalhar-se em todas as direções, não apenas na direção do receptor. Além disso, máquinas elétricas que operam com chaveamento, como os motores presentes em quase todos os processos industriais, também produzem perturbações neste meio. Deste modo, os dispositivos que utilizam este meio são inerentemente suscetíveis à interferência de outros dispositivos e do maquinário da indústria (GÜNGÖR; HANCKE, 2013). Entretanto, os processos industriais dependem de uma comunicação confiável para operar com segurança.

Conscientes destes problemas, os fabricantes destes sensores já utilizam muitas técnicas para combatê-los. Para reduzir o consumo de energia, por exemplo, os nós sensores não ficam completamente operacionais o tempo todo, reduzindo o tempo de utilização do rádio, conhecido por consumir mais energia (RAULT; BOUABDALLAH; CHALLAL, 2014). Já para combater a interferência, são empregadas técnicas de modulação com espalhamento espectral e protocolos que evitam a colisão de pacotes (DARGIE; POELLABAUER, 2010). Muitas destas técnicas, inclusive, podem ajudar a combater ambos os problemas, uma vez que com menor interferência, o consumo relacionado às retransmissões também é reduzido (ZHU; BENSOU; NAIT-ABDESSELAM, 2008). Uma técnica em especial que tem o poder de mitigar ambos os problemas é o controle de potência de transmissão (CPT). Esta técnica é empregada em dispositivos que permitem o ajuste da potência do sinal transmitido pelo rádio. Deste modo, a interferência em outros dispositivos pode ser reduzida através do emprego de níveis mais baixos de potência. Por outro lado, no caso oposto, em que há a interferência de outros dispositivos, a qualidade do sinal pode ser melhorada através do aumento da potência do sinal. Do mesmo modo, o dispositivo pode

economizar energia ao utilizar uma potência de transmissão mais baixa, embora algumas vezes uma potência mais alta pode reduzir o consumo total por evitar retransmissão de pacotes (ZHU; BENSAOU; NAIT-ABDESSELAM, 2008). Por conta disto, existem diversas técnicas de CPT na literatura que possuem objetivos diferentes, como economia de energia (MÜLLER et al., 2014; IFEDAYO; DLODLO, 2015), redução de interferência (IFEDAYO; DLODLO, 2015), redução da taxa de perda de pacotes (KO; TERZIS, 2010; MÜLLER et al., 2014), controle de topologia (LIN; KIM; BAHK, 2015), entre outros. A maioria destas técnicas, entretanto, emprega algoritmos de tomada de decisão altamente complexos e depende de mensagens especiais para troca das informações empregadas nestes algoritmos.

Com isto tudo em vista, neste trabalho é apresentada uma proposta de CPT que é um aperfeiçoamento da técnica introduzida em (SILVA et al., 2016). Esta emprega controladores PI (*proportional-integral*) para ajustar o nível da potência dos dispositivos de forma dinâmica e automática, durante a operação da rede. Os controladores PI foram escolhidos pois apresentam um comportamento linear e são capazes de seguimento de referência com erro nulo para referências e perturbações constantes. Além disso a técnica proposta depende apenas de informações que já estão disponíveis em cada um dos dispositivos da rede, como a qualidade do sinal de recepção e os endereços do remetente e do destinatário das mensagens, permitindo que a técnica seja aplicada sem a necessidade de tráfego adicional de mensagens. Isto contribui para a economia de energia e a redução de interferência pois reduz a quantidade de energia injetada no meio de comunicação. Por fim, isto também permite que a técnica seja empregada em um protocolo de comunicação cujas mensagens são restritas, como é o caso dos protocolos empregados em IWSNs.

O texto deste trabalho está organizado como segue. O capítulo 2 é uma breve introdução às WSNs, aos problemas de interferência e consumo de energia, e às principais soluções implementadas e encontradas na literatura. Ainda no fim do primeiro capítulo, é apresentado o protocolo de comunicação industrial chamado *WirelessHART* e alguns trabalhos que buscam minimizar os problemas de interferência e redução de consumo neste protocolo. Este protocolo tem um conjunto restrito de mensagens e, por conta disto, será empregado na etapa de validação da técnica proposta neste trabalho. O capítulo 3 apresenta um resumo do que são as técnicas de CPT juntamente com uma revisão dos trabalhos que tratam destas técnicas encontrados na literatura. Já a partir do capítulo 4 é descrita a técnica proposta neste trabalho, começando pela modelagem do processo de troca de mensagens, passando pelo projeto dos controladores, e terminando com os algoritmos implementados. Por fim, o capítulo 5 é um estudo de caso, onde a técnica proposta é validada em duas etapas. A primeira etapa consiste de várias simulações dos algoritmos operando sobre um modelo da comunicação entre dois dispositivos, identificado através de dados coletados de dispositivos *WirelessHART* reais. Em seguida, na segunda etapa, a técnica é validada através de um experimento realizado neste mesmos



dispositivos, onde um dos algoritmos foi implementado. Finalmente no capítulo 6 são apresentadas as conclusões e as questões em aberto.

## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo apresenta um resumo sobre as IWSNs que visa apresentar, através de uma breve revisão da literatura existente, os dois principais problemas abordados neste trabalho, que são a interferência e o consumo de energia, bem como as soluções mais comumente empregadas para combatê-los. Nem todos os trabalhos encontrados na literatura e apresentados aqui são especificamente sobre IWSNs, muitos são sobre WSNs de um modo geral, e outros são sobre redes móveis *ad hoc* (*mobile ad hoc networks*, MANETs) ou redes sem fio *ad hoc* (*wireless ad hoc networks*, WANETs). Existem classificações diferentes na literatura, mas dentro do contexto deste trabalho considera-se que uma IWSN é uma subclasse específica de redes dentro da classe das WSNs. Ainda considera-se neste trabalho que as IWSNs diferem das MANETs, ou mais especificamente das WANETs, por apresentarem hierarquias de rede e padrões de roteamento bem definidos. À parte disso, as técnicas consideradas em um tipo de rede podem ser utilizadas em outro.

Na segunda seção deste capítulo também será apresentado um breve resumo sobre as redes consideradas neste trabalho, que são IWSNs que empregam o protocolo de comunicação *WirelessHART*. Por conta das redes *WirelessHART* serem IWSNs, muito do que concerne às demais redes também é verdadeiro para estas. Também por conta de utilizarem um padrão completo de comunicação, elas apresentam certas restrições de funcionamento no que diz respeito à comunicação e troca de informações. Motivo pelo qual este padrão foi escolhido para testar a solução apresentada, uma vez que esta deve ser uma solução agnóstica quando ao protocolo de comunicação, capaz de operar sobre este padrão mais restritivo.

### 2.1 Redes de sensores sem fio

Por muito tempo foram utilizadas redes cabeadas para o controle e o monitoramento de processos na indústria, entretanto o emprego de WSNs em ambientes industriais, ou IWSNs (*industrial wireless sensor networks*), tem aumentado na última década, principalmente por conta da redução dos custos de instalação e manutenção destas redes em relação às redes cabeadas tradicionais. Além da vantagem relacionada ao custo, estas redes podem ser mais facilmente empregadas em lugares de difícil acesso e em ambientes perigosos. Por fim, pela ausência dos cabos e da necessidade de uma topologia fixa, elas apresentam uma maior robustez quando ocorrem interrupções em rotas de comunicação. De fato, de acordo com (GÜNGÖR; HANCKE, 2013), as IWSNs devem ser versáteis, simples de usar e instalar, devem possuir um longo tempo de vida útil, e ainda devem ser de baixo custo.

Por outro lado, os nós sensores em uma WSN são geralmente alimentados com

bateria e possuem capacidades de processamento e armazenamento de dados bastante limitadas (BERGMANN; HOU, 2013). Além disso, diversas WSNs utilizam o mesmo meio de comunicação, o meio eletromagnético, e existem diversas tecnologias que utilizam a mesma faixa de frequência, tornando estas redes muito mais suscetíveis a interferência. Por fim, em IWSNs, o ambiente é usualmente fechado, resultando em uma propagação das onda eletromagnéticas no mínimo difícil de prever, e também altamente dinâmico, onde mudanças na propagação ocorrem devido a interação com pessoas, máquinas, e até mesmo com matérias primas e produtos (GÜNGÖR; HANCKE, 2013). Devido a estas características, as aplicações e protocolos empregados em WSNs podem ser substancialmente diferentes dos empregados em redes que utilizam a estrutura cabeada tradicional.

### 2.1.1 Interferência em WSNs

Nós sensores e outros dispositivos que empregam a comunicação sem fio precisam compartilhar o meio eletromagnético. Isto implica que um dispositivo, quando está comunicando, está interferindo potencialmente na comunicação de todos os outros. Dois problemas particularmente comuns em WSNs que empregam detecção de colisão são os problemas do nó oculto e do nó exposto, que podem ser descritos com o auxílio da Figura 1, que mostra o alcance dos sinais dos rádios de alguns nós em uma WSN para as duas situações problemáticas.

À Figura 1a mostra o problema do nó oculto, o nó A tenta comunicar-se com o nó B enviando um pacote para o mesmo, no entanto o nó C está se comunicando com o nó B ao mesmo tempo. O nó A não tem como saber que está havendo uma colisão no nó B, uma vez que está fora do alcance dos rádio do nó C. Já o problema do nó exposto é apresentado na Figura 1b, desta vez o nó B deseja transmitir uma mensagem para o nó A

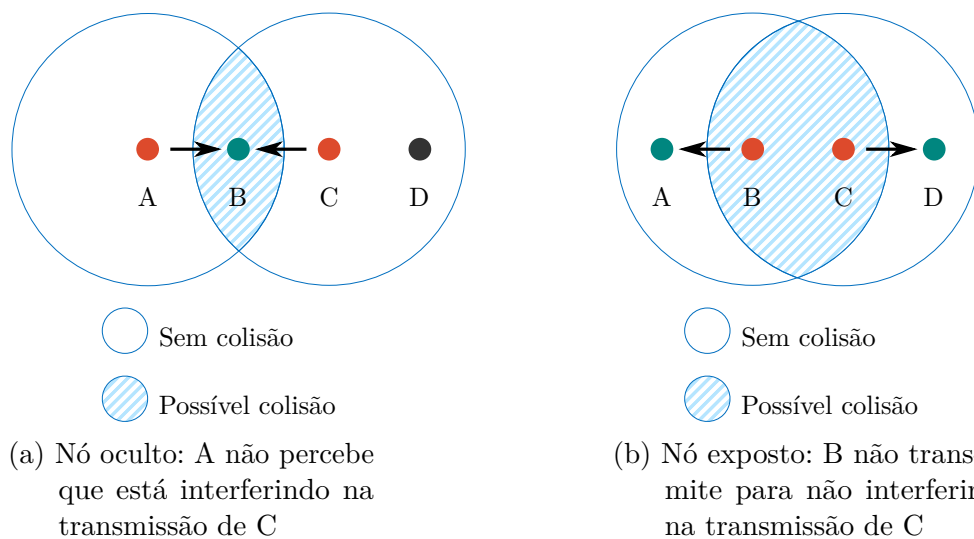


Figura 1 – Problemas do nó oculto e do nó exposto. Fonte: adaptado de (DARGIE; POELLABAUER, 2010).

enquanto o nó C está enviando um pacote para o nó D. Como o nó B está mais próximo do nó C, ele detecta uma transmissão e não envia seu pacote, numa tentativa de evitar interferir na comunicação, muito embora o nó D não esteja ao seu alcance (DARGIE; POELLABAUER, 2010).

A interferência ou a colisão podem ser descritas como um problema em que duas aplicações (ou simplesmente dispositivos) disputam o acesso à mesma porção do meio eletromagnético. Este meio é na verdade um espaço multi-dimensional e esta característica é inteligentemente explorada para evitar o problema de interferência. As dimensões que compõem este espaço são a frequência, o tempo, e o espaço (ÅKERBERG et al., 2013). Como medida alternativa para aumentar a capacidade de compartilhamento do meio ainda pode ser incluída uma dimensão adicional que é a codificação, que pode ser explorada com a utilização de códigos ortogonais e uma técnica de correção de erros *a posteriori* (FEC, *forward error correction*) (DARGIE; POELLABAUER, 2010). Deste modo, dois ou mais dispositivos podem comunicar-se utilizando porções diferentes do meio eletromagnético, minimizando ou até mesmo evitando a interferência.

A camada responsável pelo compartilhamento do meio nas aplicações sem fio, em geral, é a camada de controle de acesso ao meio ou MAC (*medium access control*). Portanto a maioria das soluções para aumentar o compartilhamento e diminuir a interferência são desenvolvidas nesta camada (ERMAN; INCEL, 2013). Abaixo estão listadas algumas das soluções pertencentes à camada MAC e às outras (DARGIE; POELLABAUER, 2010; MAHALIK, 2007):

**Acesso múltiplo por divisão de tempo** (*time division multiple access*, TDMA): a dimensão temporal é dividida em fatias de tempo e só é permitido que um dispositivo se comunique em cada fatia. Utilizada por dispositivos pertencentes a uma mesma rede, previne a interferência dentro da rede.

**Acesso múltiplo por detecção de portadora com prevenção de colisão** (*carrier sense multiple access with collision avoidance*, CSMA/CA): como a técnica anterior, esta também utiliza uma espécie de compartilhamento por divisão de tempo em que cada dispositivo, antes de iniciar uma transmissão, detecta se o meio já está ocupado por outro dispositivo utilizando o mesmo protocolo, evitando interferir na comunicação, por isso é chamada de uma técnica de contenção. Pode envolver dispositivos de uma ou mais redes e pode prevenir a colisões de mensagens entre as redes.

**Acesso múltiplo por divisão de frequência** (*frequency division multiple access*, FDMA): neste caso os dispositivos podem transmitir ao mesmo tempo, mas cada um utiliza uma frequência (canal) diferente. A imunidade à interferência está ligada às potências dos transmissores, à sensibilidade dos receptores, e à distância entre os canais.

**Espalhamento espectral por salto de canais** (*frequency hopping spread spec-*

*trum*, FHSS): neste caso, transmissor e receptor trocam a frequência do sinal sincronizada durante a comunicação, evitando uma possível interferência pontual em determinada frequência. Previne a interferência entre redes diferentes e entre dispositivos de uma mesma rede que utilizam sequências de trocas de canais diferentes.

**Acesso múltiplo por divisão de codificação** (*code division multiple access*, CDMA): neste caso, os dispositivos podem transmitir ao mesmo tempo e inclusive na mesma frequência, mas cada um utiliza um tipo de codificação ou modulação do sinal. Usualmente envolve duas redes diferentes, mas pode ser empregado dentro de uma mesma rede.

**Espalhamento espectral por sequência direta** (*direct sequence spread spectrum*, DSSS): tipo de codificação em que cada bit da mensagem é codificado por uma sequência de sinais modulados (*chips*) com uma ampla largura de banda. O sinal resultante assemelha-se a um ruído branco, e a sua decodificação baseia-se na correlação do sinal com a sequência de *chips*, conhecida pelos nós que se comunicam. As propriedades estatísticas deste sinal conferem a ele uma alta imunidade à interceptação e à interferência ao mesmo tempo em que diminuem a sua própria interferência em outros sinais.

**Múltiplas antenas:** o sinal a ser transmitido é enviado a um *array* de antenas com uma defasagem diferente para cada antena, fazendo com que o sinal seja transmitido na forma de um feixe direcionado, permitindo, por sua vez, um melhor compartilhamento espacial (BAZAN; JASEEMUDDIN, 2012). A maior desvantagem desta solução é um custo mais elevado relacionado ao hardware e ao software para controlar a defasagem dos sinais enviados às antenas.

**Controle de potência de transmissão** (CPT): o nó transmissor utiliza uma potência de transmissão controlada para alcançar apenas os nós receptores desejados. Segundo (KO; TERZIS, 2010), quando a potência de transmissão é controlada, também é controlada a região de interferência dos nós. Portanto a utilização de CPT pode diminuir a interferência em outras comunicações e aumentar o compartilhamento espacial.

### 2.1.2 Consumo de energia em WSNs

Além da interferência, o problema do consumo de energia também costuma ser um problema crítico que precisa ser endereçado no projeto de uma solução sem fio para que esta torne-se viável. Isto porque, conforme mencionado anteriormente, os dispositivos empregados nestas redes são alimentados por baterias. Estas podem ser compostas de dois tipos de células: primárias (não recarregáveis) ou secundárias (recarregáveis). De qualquer modo, seja por conta do consumo ligado à operação do dispositivo ou devido ao envelhecimento da componentes químicos presente nas baterias, eventualmente ocorrerá o esgotamento da carga das mesmas. Neste ponto estas baterias precisarão ser substituídas ou recarregadas, gerando uma tarefa de manutenção e, conseqüentemente, gerando

custos recorrentes. Por conta disso, é interessante que a duração da carga dessas baterias seja tão prolongada quanto possível, diminuindo a frequência destes custos (DARGIE; POELLABAUER, 2010).

É fácil perceber que a periodicidade destes custos de manutenção está diretamente relacionada com o consumo de energia dos nós da rede. Além disso, é um fato bem conhecido que o maior responsável pelo consumo de energia nas WSNs é o próprio rádio, principalmente quando está transmitindo (HU; XU; TANG, 2007) e quando está distante do receptor (RAULT; BOUABDALLAH; CHALLAL, 2014). Neste sentido, todas as técnicas empregadas para evitar a interferência listadas acima também auxiliam na economia de energia, uma vez que, se as mensagens conseguem alcançar o destinatário já na primeira tentativa, não é necessário despender mais energia em uma retransmissão. Entretanto, além destas, existem ainda outras técnicas que são utilizadas para prolongar a duração da carga da bateria em nós sensores de WSNs. Destacam-se (RAULT; BOUABDALLAH; CHALLAL, 2014):

**Redução dos dados:** como a transmissão e recepção de pacotes consomem muita energia, a redução da quantidade de dados que precisam trafegar na rede pode também ajudar a diminuir o consumo. Técnicas de redução dos dados incluem agregação de dados, compressão, e amostragem adaptativa.

**Redução do ciclo de trabalho:** nesta técnica, o nó sensor entra em um modo de baixo ou baixíssimo consumo quando o seu funcionamento completo não é necessário. Em geral o rádio e a maior parte dos circuitos do nó são completamente desligados e um temporizador é ajustado para que o nó sensor entre completamente em funcionamento periodicamente. Esta técnica funciona muito bem quando utilizada em combinação com TDMA, mas requer certa precisão do relógio interno do nó sensor. Outra possibilidade é a utilização do próprio rádio ou de um dos sensores para acordar o nó quando uma mensagem é recebida, ou determinado valor é lido. Neste caso a economia de energia fica um pouco comprometida pois o nó sensor não pode entrar no modo de mais baixo consumo e manter os sensores ou o rádio ligados. Este método que apenas desliga o rádio é chamado de controle de potência passivo, em oposição aos outros métodos que tentam economizar energia através de protocolos mais eficientes durante a utilização do rádio (CASCADO et al., 2010).

**Protocolos de roteamento:** esta técnica utiliza protocolos de roteamento projetados para levar em conta o consumo de energia dos nós sensores. Existem diversos protocolos deste tipo e cada um leva em consideração variáveis diferentes. Entre as principais variáveis consideradas para escolher o próximo nó de uma rota, pode-se citar: distância entre os nós, nível de interferência, nível de potência necessário, quantidade de carga da bateria, quantidade de saltos total, tempo de propagação, entre outros. Uma listagem mais exaustiva destes protocolos de roteamento, bem como das suas variáveis de interesse pode

ser encontrada em (PANTAZIS; NIKOLIDAKIS; VERGADOS, 2013)

**Agregação de dados:** neste caso são empregadas diversas técnicas para reduzir a quantidade de dados que trafega na rede, sem que haja, contudo, perda de informação. Estas técnicas incluem, por exemplo, compressão e pré-processamento local dos dados, além de fusão de sensores (LI; JU; JIA, 2016).

**Colheita de energia** (*energy harvesting*): esta outra técnica utiliza a colheita da energia presente no ambiente para aliviar um pouco a depleção da carga das baterias. Painéis fotovoltaicos, miniaturas de geradores eólicos, cristais piezoelétricos, ou mesmo geradores termoelétricos, são exemplos de dispositivos adicionados aos nós da rede para colher energia da luz solar, do fluxo de ar, de choques e vibrações, ou energia térmica. Como resultado, a vida útil da carga da bateria pode ser prolongada consideravelmente (TUNA; GÜNGÖR; GULEZ, 2013).

## 2.2 WirelessHART

O padrão *WirelessHART* foi desenvolvido para ser utilizado em IWSNs e, como tal, implementa muitas técnicas de combate à interferência e de redução do consumo de energia. O *WirelessHART* foi desenvolvido baseado no padrão IEEE 802.15.4, que é um padrão criado inicialmente para redes sem fio com baixa taxa de comunicação, baixo custo, baixa complexidade, e baixo consumo. No padrão IEEE 802.15.4 são definidas as camadas mais baixas da pilha de protocolos destas redes, isto é, a camada física (*physical layer*, PHY), e a subcamada de controle de acesso ao meio (MAC) da camada de enlace de dados (*data link layer*, DLL). Já o padrão *WirelessHART* se baseia nestas definições e adiciona a camada de rede uma camada de aplicação.

Além disso, o protocolo *WirelessHART* leva este nome pois foi projetado visando manter a compatibilidade com o protocolo HART (*highway addressable remote transducer*) já empregado há bastante tempo na indústria. Neste caso, ambos os padrões são compatíveis a nível de camada de rede e de aplicação, como mostrado na Figura 2, que mostra uma comparação entre os dois protocolos e a pilha do modelo OSI (*open systems interconnection*). A camada DLL do *WirelessHART* é dividida em controle de acesso ao meio (*medium access control*, MAC) e controle do enlace lógico (*logical link control*, LLC).

Deste modo, a camada PHY do padrão *WirelessHART* é muito semelhante à camada homônima do padrão IEEE 802.15.4 de 2006 (IEEE, 2006). Esta camada opera na banda de frequências não licenciada conhecida como banda industrial, científica, e médica (ISM) de 2.4 MHz. Por ser não licenciada, não é necessário pagar nenhuma taxa ao governo para a utilização desta banda de frequência (CHEN; NIXON; MOK, 2010). Por este mesmo motivo, existem muitas tecnologias que utilizam exatamente esta banda de frequências.

A banda de 2.4 MHz é dividida, segundo o padrão IEEE 802.15.4, em 16 canais, do

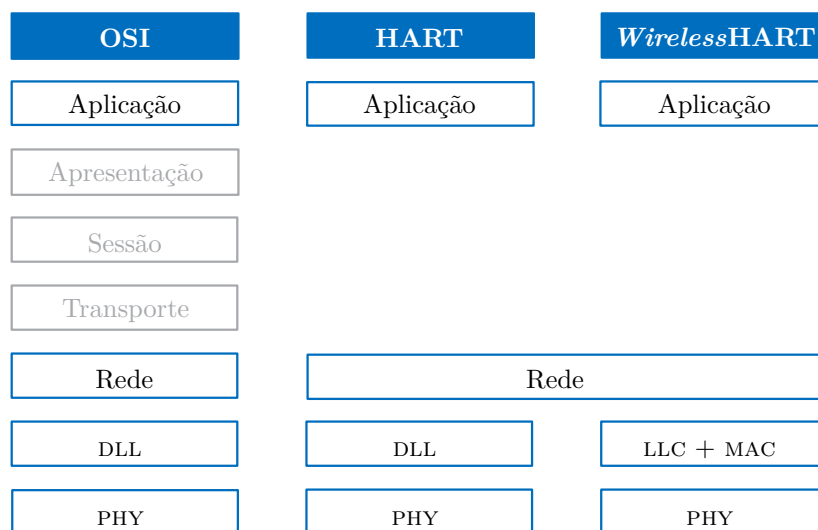


Figura 2 – Comparação da pilha OSI com HART e *WirelessHART*.  
 Fonte: adaptado de (CHEN; NIXON; MOK, 2010)

canal 11 ao 26, com 5 MHz de intervalo entre as frequências centrais. Além disso, deve haver uma banda de guarda de 1 MHz entre os canais para prevenir a interferência entre canais adjacentes. Deste modo, o *WirelessHART* também emprega FDMA, entretanto, como o canal 26 não é regulamentado em alguns países, o *WirelessHART* emprega apenas os canais 11 ao 25.

Cada camada física do padrão IEEE 802.15.4 emprega uma técnica de modulação diferente. A camada física na qual é baseado o padrão *WirelessHART* utiliza uma técnica de espalhamento espectral semelhante à DSSS que emprega a modulação O-QPSK (*offset quadrature phase-shift keying*). Nesta técnica, cada conjunto de 4 bits de dados é convertido em um símbolo, que neste caso é uma sequência de 32 *chips* binários (sequência de pseudo-ruído). Todas as sequências geradas deste modo são concatenadas na devida ordem em uma sequência maior, que é novamente dividida em apenas duas sequências: uma com os *chips* de índice par, e a outra com os de índice ímpar. Na última etapa os *chips* são modulados dois a dois, pegando-se um *chip* ímpar e um par de cada vez. Além disso, as duas sequências são deslocadas meio *chip* uma da outra durante a modulação (IEEE, 2006). Por conta deste deslocamento, o diagrama de fase da portadora nunca cruza a origem, prevenindo mudanças muito bruscas na amplitude do sinal transmitido. Além disso, como resultado desta técnica de modulação, a taxa de transmissão de dados alcança apenas 250 kbps na camada física.

O padrão *WirelessHART* ainda emprega uma estratégia de TDMA que divide o meio em fatias fixas (*slots*) de tempo de 10 ms para comunicação. As fatias de tempo devem ser agendadas para comunicação e a rede possui um nó especial responsável por isso, que é chamado gerenciador de rede (*network manager*). O conjunto de todos os *slots* agendados é chamado *superframe*, e o início do mesmo é marcado pelo envio de uma mensagem especial



ou *beacon*, por parte do gerenciador de rede, com todas as informações de agendamento. O *superframe* é repetido indefinidamente enquanto a rede está em operação, sempre iniciado pelo *beacon* do gerenciador de rede. Por conta disso tudo, a sincronização dos nós da rede também é fundamental para que a comunicação mantenha-se estável.

A abstração da comunicação entre os nós da rede em uma fatia de tempo é chamada de *link* e pode ser de vários tipos, dependendo do objetivo da comunicação. Independentemente do tipo, em cada *link* agendado é permitido que um único nó da rede seja o remetente da mensagem, mas o número de destinatários não é restrito. Nos casos em que existe apenas um destinatário, é empregada ainda a estratégia de correção de erros chamada ARQ (*automatic repeat request*), em que o destinatário da mensagem deve enviar um pacote de confirmação ou *acknowledgement* (ACK) de volta ao remetente da mensagem dentro do mesmo *slot* de tempo. Caso o remetente não receba a confirmação de recebimento, ele deve reenviar a mensagem em um outro *slot* que precisa ser agendado para tal. Além disso, dois nós que entram em um *link* de comunicação direta, como este, são chamados de vizinhos.

Ademais, é empregada uma estratégia semelhante à FHSS em que a comunicação ocorre em um canal diferente em cada fatia de tempo. Para tanto, as fatias de tempo são numeradas com um ASN (*absolute slot number*), em ordem crescente desde a primeira fatia, quando a rede entrou em operação, portanto com ASN igual a zero. Os nós mantêm uma cópia da lista de canais disponíveis e fazem uma operação de resto da divisão do ASN pelo número de canais disponíveis. O resultado desta operação será mapeado diretamente para o índice do canal a ser utilizado, dentro da lista de canais disponíveis, em cada *slot*. Nem todos os 15 canais estão sempre disponíveis, pois o *WirelessHART* permite que alguns sejam bloqueados (*channel blacklisting*) para impedir a interferência com outras aplicações na mesma banda de frequências.

Por fim, dentro de cada *slot* de tempo, ainda é empregada a estratégia de acesso ao meio semelhante à CSMA/CA, em que o rádio do nó é ligado em um modo de avaliação da ocupação do canal (*clear channel assessment*, CCA) antes de transmitir. Se o canal é determinado ocupado durante o tempo de CCA, o nó evita transmitir neste *slot* e posterga a sua transmissão para outro *slot* reservado para tal.

Como pode ser percebido, com o emprego das técnicas acima, o padrão *WirelessHART* já tem um foco muito grande em minimizar os problemas de interferência e colisão de pacotes. Além disso, a hierarquia da rede é determinada pelo gerenciador da rede, e a camada de aplicação é responsável pela aquisição e encaminhamento dos dados. Portanto técnicas de roteamento e agregação de pacotes não estão previstas no padrão e o seu emprego pode resultar em problemas de incompatibilidade. Deste modo a gama de opções para otimização do protocolo, na questão de interferência, mantendo-se a compatibilidade é bastante estreita. Entretanto existem estudos que procuram atacar este problema em redes IEEE 802.15.4, ou seja, estas soluções poderiam ser aproveitadas em

uma rede *WirelessHART* mas a mesma não seria mais completamente compatível com o padrão.

Em (YANG; XU; GIDLUND, 2011) os autores apresentam uma lista de estudos sobre a interferência e a coexistência entre as redes IEEE 802.15.4 e IEEE 802.11. Dentre os protocolos que se baseiam nestas redes encontramos, por exemplo, o *WirelessHART*, o Zigbee, e o ISA 100.a (IEEE 802.15.4) de um lado; e o WiFi (IEEE 802.11) de outro. O artigo divide as soluções em duas etapas: medir a interferência e atuar para corrigi-la. O estudo menciona ainda que existem diversos mecanismos para determinar o nível de interferência na camada física, dentre eles utiliza-se o RSSI (*received signal strength*), o LQI (*link quality indicator*), a ED (*energy detected*), e a IT (*interference temperature*). Já na camada MAC, usa-se a taxa de perda de pacotes, a taxa de entrega de pacotes, a taxa de erro de pacotes, e a taxa de colisão. Finalmente, para mitigar os efeitos da interferência, os autores afirmam que existem mecanismos inerentes e mecanismos sob demanda. Os mecanismos inerentes do IEEE 802.15.4 incluem DSSS, FDMA, CSMA, e TDMA. O *WirelessHART* inclui ainda *channel hopping* (FHSS) e *black listing*. Já as soluções sob demanda dividem-se em centralizadas e distribuídas, e tentam controlar dinamicamente os parâmetros da rede para permitir que os mesmos recursos sejam compartilhados, isto é, tempo, frequência, e espaço.

Resta ainda a questão do consumo de energia do rádio, que pode reduzir custos e ainda colaborar para reduzir ainda mais a interferência gerada pelos nós da rede, ou ainda aumentar a robustez frente à interferência gerada por fontes externas. O padrão *WirelessHART* pode ser implementado sobre rádios IEEE 802.15.4 disponíveis comercialmente, e estes rádios já apresentam um consumo de energia bastante reduzido (MÜLLER et al., 2010). Além disso, o conceito de *superframe* permite que o rádio do nó entre em modo de baixo consumo, enquanto não for o momento certo de ligá-lo, permitindo a utilização de técnicas de redução do ciclo de trabalho. Por fim, o padrão *WirelessHART* define que deve ser possível ajustar a potência de transmissão do rádio entre -10 dBm e +10 dBm, isto permite que sejam utilizadas técnicas de CPT. Por outro lado, o padrão não define como esta potência deve ser ajustada dinamicamente. Por isso, na prática, a potência é fixada durante o comissionamento da rede, isto é, quando posta em operação pela primeira vez (MÜLLER et al., 2014), resultando em uma técnica de CPT aplicada a nível de nó. Por conta disto esta questão será abordada no próximo capítulo.

### 3 CONTROLE DE POTÊNCIA DE TRANSMISSÃO

Como mencionado no capítulo anterior, em uma WSN o consumo de energia é uma questão crítica, pois os nós sensores são normalmente alimentados por baterias, e a descarga destas baterias gera custos de manutenção. Estes custos estão ligados à recarga das baterias, à troca das mesmas, ou até mesmo, em alguns casos, à troca do nó completo, uma vez que existem aplicações em ambientes hostis em que a troca somente da bateria não é uma opção (CORREIA et al., 2007). Além disso, a potência de transmissão empregada em determinado nó da rede impacta diretamente no alcance do seu sinal e no tamanho da região de interferência do mesmo. Deste modo, podem ser empregadas técnicas de controle de potência de transmissão (CPT) em uma WSN visando alcançar diversos objetivos, desde redução de consumo e interferência pela redução da potência, até mudanças na topologia e no número de saltos necessários em cada rota.

Por conta disto, este capítulo apresenta primeiramente uma breve introdução ao conceito de CPT, seguida por um resumo das técnicas de CPT empregadas em WSNs encontradas na literatura, com uma breve análise de cada uma. Finalmente, a partir destas informações, será traçado um paralelo com o que se espera de uma técnica de CPT para que esta possa ser empregada em uma IWSN.

#### 3.1 O que é controle de potência de transmissão?

Existem definições diferentes de CPT na literatura, talvez porque as técnicas descritas são empregadas em diversos níveis e para diferentes fins. De uma maneira geral, o CPT é o ajuste da potência do rádio de um dispositivo a fim de que algum critério de desempenho da rede ou apenas do próprio dispositivo seja melhorado.

Kim, Kim e Eom (2013) apresentam uma classificação dos algoritmos de CPT presentes na literatura. De acordo com eles, as técnicas de CPT se dividem em quatro níveis, de acordo com a extensão da sua operação:

- a) Nível de rede: a mesma potência de transmissão é empregada em todos os nós da rede;
- b) Nível de nó: cada nó tem seu próprio nível de potência diferente;
- c) Nível de vizinho: cada nó utiliza um nível de potência diferente para se comunicar com cada um de seus vizinhos;

- d) Nível de pacote: cada pacote é enviado com um nível de potência dinâmico determinado por informações de outros pacotes anteriores.

Uma outra classificação possível leva em conta se o nível de potência pode mudar automaticamente com o tempo, podendo ser chamada de CPT com potência dinâmica, ou se ele é fixado ou só pode ser modificado por um operador, neste caso pode ser chamada de CPT com potência fixa. No CPT a nível de pacote, a potência é intrinsecamente dinâmica, mas nos outros níveis, em teoria, pode ser dinâmica ou fixa.

Para melhor ilustrar como o CPT pode auxiliar na economia de energia e na redução de interferência em uma WSN, é apresentado o seguinte exemplo. Em uma WSN hipotética com 4 nós, dispostos conforme a Figura 3, o nó A tenta se comunicar com dois outros nós da rede criando duas situações distintas. Dependendo de como está configurado, o nó A pode se comunicar utilizando o nível de potência máximo, ou um nível de potência suficiente para alcançar o nó destinatário. O nível de potência máximo permite que o nó A comunique-se com qualquer outro nó da rede, como é indicado pela circunferência tracejada. Já o nível de potência suficiente faz com que o sinal do nó A tenha um alcance limitado, mas suficiente para alcançar o destinatário. O nível de potência suficiente é indicado pela área hachurada.

Na situação 1, ilustrada na Figura 3a, ambos os níveis são equivalentes, pois o destinatário é o nó mais distante entre todos os nós que o nó A pode alcançar. Neste caso, a utilização de CPT não faz diferença. Já na situação 2, ilustrada na Figura 3b, o destinatário está mais próximo que o alcance máximo do nó A. Neste caso, não é necessário que o nó A utilize toda a potência para transmitir. De fato, qualquer valor acima da potência necessária, aumenta desnecessariamente o nível de interferência e o consumo de

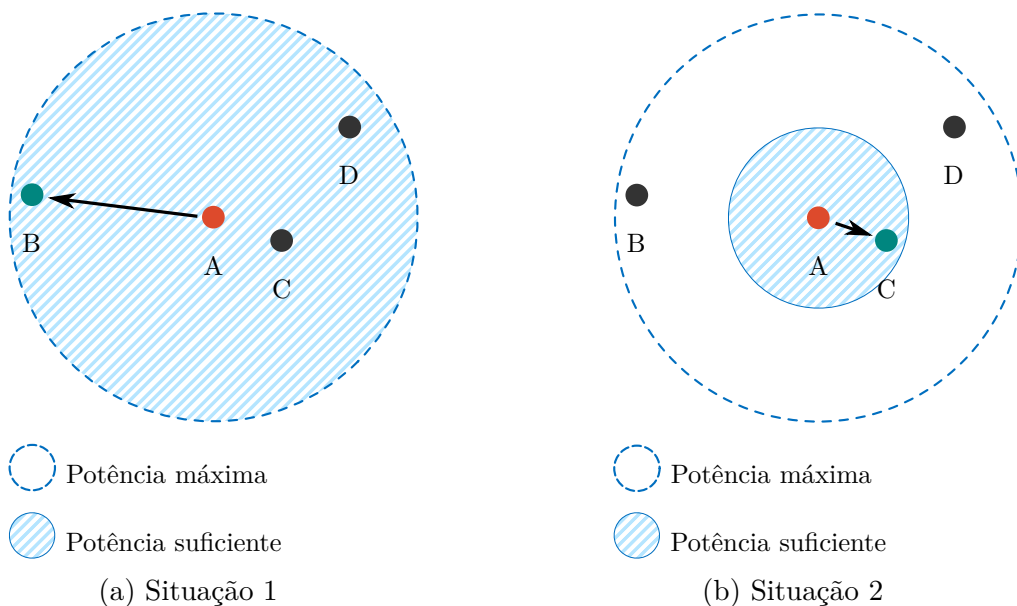


Figura 3 – Potência máxima e potência necessária para duas situações distintas

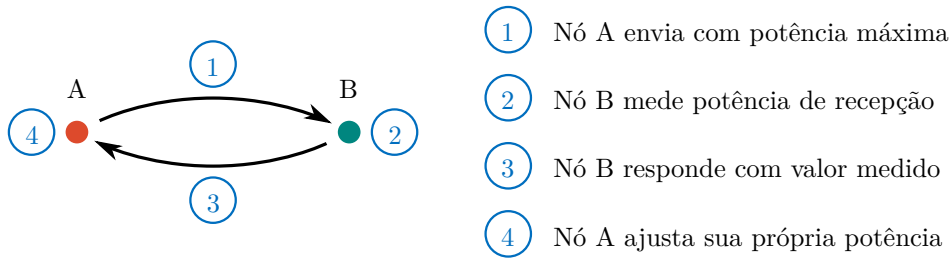


Figura 4 – Exemplo de algoritmo de CPT

energia da rede. Portanto, neste caso, o CPT poderia contribuir muito para melhorar o desempenho da rede.

As técnicas de CPT se ocupam de encontrar o melhor nível de potência que deve ser utilizado para satisfazer um ou mais critérios de desempenho, que levam em conta fatores como qualidade de recepção, economia de energia, e a topologia da rede. Para tanto, em geral é empregado algum tipo de algoritmo de controle não-linear em conjunto com uma realimentação através do próprio *link* de comunicação. Para melhor exemplificar este tipo de técnica, é apresentado a seguir o funcionamento de um algoritmo hipotético de CPT que opera conforme a Figura 4 e se assemelha a muitas soluções propostas na literatura.

Assume-se que existem dois nós, A e B, que são capazes de comunicar-se e de ajustar o seu próprio nível de potência de transmissão. Além disso, possuem determinado valor, conhecido por ambos, para a potência de recepção desejada. Para ajustar a sua potência de transmissão, primeiramente o nó A envia uma mensagem para o nó B, utilizando o seu nível mais alto de potência e requisitando que o nó B se engaje no processo de ajuste. A mensagem recebida pelo nó B sofre uma atenuação ao cruzar o meio entre os rádios, de modo que chega ao destino com uma potência diferente da potência utilizada pelo nó A. O nó B registra o valor da potência durante o recebimento e envia este valor em uma mensagem de resposta ao pedido do nó A, possivelmente também utilizando o seu maior nível de potência para garantir o recebimento. Quando a mensagem chega ao nó A, este é capaz de estimar o valor da atenuação do meio e corrigir o seu nível de potência de transmissão, de modo que o seu sinal chegue ao nó B com a potência correta.

Três outros passos podem ser ainda adicionados ao algoritmo. O nó A pode medir a potência de recepção da resposta provinda do nó B e informá-la a este último. De posse desta informação, o nó B também estima o valor da atenuação do meio e ajusta a sua própria potência. O valor desejado da potência de recepção nos rádios pode ser escolhido para otimizar determinados critérios.

Deste modo, o CPT pode ser empregado para alcançar diversos objetivos. Os principais objetivos encontrados na literatura incluem: economia de energia, aumento do compartilhamento espacial, redução da interferência, controle de topologia, e aumento da robustez da rede.

Dentre os trabalhos pesquisados, é praticamente unânime a opinião de que o CPT pode auxiliar na redução do consumo de energia da rede (CORREIA et al., 2007; GOMEZ; CAMPBELL, 2007; KO; TERZIS, 2010; KIM; KIM; EOM, 2013; IFEDAYO; DLODLO, 2015; LIN; KIM; BAHK, 2015; ZHU; BENSAOU; NAIT-ABDESSELAM, 2008). Mesmo assim, alguns autores consideram que a troca de mensagens adicionais empregadas por determinados algoritmos de CPT podem ajudar a aumentar o consumo (KO; TERZIS, 2010). Outro objetivo que pode ser atingido com o uso de CPT é uma maior confiabilidade por conta do aumento da qualidade do sinal no receptor (CORREIA et al., 2007; IFEDAYO; DLODLO, 2015; LIN; KIM; BAHK, 2015). Como o controle de potência controla também a região de interferência dos nós da rede, estas técnicas podem ajudar a aumentar o reuso espacial na rede (CORREIA et al., 2007; GOMEZ; CAMPBELL, 2007; KO; TERZIS, 2010; ZHU; BENSAOU; NAIT-ABDESSELAM, 2008). Além disso, o CPT também pode reduzir os problemas de colisão de pacotes, e do número de erros de bits, permitindo taxas mais elevadas de comunicação (CORREIA et al., 2007). Estas técnicas também podem auxiliar na redução dos problemas de nó oculto e nó exposto (CORREIA et al., 2007).

Os algoritmos de CPT também podem ser empregados para fazer controle de topologia e balanceamento de carga (LIN; KIM; BAHK, 2015), ou para reduzir o número de saltos (GOMEZ; CAMPBELL, 2007). Por conta destas características e da redução de erros, estas técnicas permitem reduzir a latência da comunicação e aumentar a vazão dos pacotes em WSNs. Por fim, o CPT pode ajudar a reduzir um problema de WSNs conhecido como efeito de borda, em que o particionamento da rede ocorre mais frequentemente nas regiões próximas às bordas, uma vez que os nós presentes ali possuem um menor número de vizinhos. O emprego de técnicas de CPT pode auxiliar a aumentar este número, reduzindo a probabilidade de ruptura da rede (CORREIA et al., 2007).

Estas técnicas de CPT foram estudadas considerando vários tipos de redes, como redes de área corporal (*wireless body area networks* ou WBAN), passando por redes *ad hoc* sem fio estáticas (LIN; KIM; BAHK, 2015) e móveis (KO; TERZIS, 2010), e até mesmo em redes industriais *WirelessHART* (MÜLLER et al., 2014). Alguns estudos consideram uma abordagem mais teórica (GOMEZ; CAMPBELL, 2007; IFEDAYO; DLODLO, 2015), outros validam suas propostas através de experimentos práticos (KO; TERZIS, 2010; MÜLLER et al., 2014).

Em geral as técnicas operam de acordo com o algoritmo ilustrado na Figura 4, onde alguma informação extra precisa ser trocada entre os nós para que seja possível o ajuste de potência. Uma abordagem alternativa permite realizar o controle de potência de maneira centralizadas, mas não elimina a troca de informações extras (MÜLLER et al., 2014). Esta informação pode ser a intensidade do sinal (MÜLLER et al., 2014; IFEDAYO; DLODLO, 2015; KIM; KIM; EOM, 2013), a qualidade da comunicação (KO; TERZIS, 2010; KIM; KIM; EOM, 2013), a taxa de perda de pacotes (MÜLLER et al., 2014; KO; TERZIS, 2010),

entre outros. Alguns autores ainda chamam a atenção para o fato de que a utilização do valor da intensidade do sinal em geral não é uma boa escolha, uma vez que o RSSI sozinho não é um bom indicador da qualidade da recepção, principalmente na presença de interferência (KIM; KIM; EOM, 2013; KO; TERZIS, 2010). Além disso, em geral as técnicas empregadas são algoritmos de tomadas de decisão e portanto não-lineares. Estes algoritmos são mais complexos o que torna a implementação e validação dos mesmo mais difícil. Uma outra abordagem alternativa propõe a utilização de informações já presentes em cada nó sensor, eliminando a troca de informações extras, mas infelizmente mantendo o algoritmo não-linear (MÜLLER et al., 2014).

Apesar de sua capacidade de melhorar vários aspectos da rede, a própria utilização do controle de potência pode gerar outros problemas. Entre os problemas que podem surgir em decorrência da utilização de técnicas de CPT os autores indicam a redução da vazão (MÜLLER et al., 2014) e o aumento de consumo (KO; TERZIS, 2010) relacionados ao tráfego de informações extras na rede, além de problemas de integridade (OCHOLA; ELOFF; POLL, 2016). Um outro problema interessante pode surgir quando duas redes compartilham o mesmo espaço e empregam CPT. Neste caso os nós de uma rede podem aumentar a potência para compensar a interferência da outra, gerando assim uma espécie de laço de realimentação positiva (KO; TERZIS, 2010). Por fim, alguns autores sugerem que o projeto de técnicas de CPT deve levar em conta as múltiplas camadas envolvidas na comunicação, uma vez que todas podem ser afetadas (GOMEZ; CAMPBELL, 2007; ZHU; BENSAOU; NAIT-ABDESSELAM, 2008), entretanto os mesmos autores não propõem nenhum algoritmo deste tipo.

### 3.2 Considerações finais e introdução à técnica proposta

Em resumo a opinião de que a utilização de um CPT dinâmico em lugar de uma potência fixa traz benefícios para a rede é unânime entre os autores. A Tabela 1 apresenta as principais vantagens alcançadas com o uso de CPT, algumas vezes em conjunto com outras técnicas de compartilhamento do meio. É importante notar que apesar de parecer haver mais vantagens em aumentar a potência, é preciso ponderar todas as vantagens e os objetivos da utilização do CPT durante o projeto do controle.

Além disso, é importante considerar que o impacto da utilização de uma técnica de CPT atinge diversas camadas da pilha de protocolos da rede, como apresentado nos itens a seguir.

- a) Camada física: impacta na potência utilizada na comunicação, no alcance da transmissão, na qualidade do sinal;
- b) Camada de enlace: no número de erros, na segurança, no compartilhamento do meio;

Tabela 1 – Vantagens que podem ser alcançadas com CPT

REDUÇÃO DA POTÊNCIA	AUMENTO DA POTÊNCIA
Redução no consumo de energia	Aumento no alcance da transmissão
Redução da interferência entre redes	Aumento na qualidade do sinal
Aumento na reutilização do espaço	Redução no número de saltos
Aumento na vazão dos dados	Redução no atraso total por rota
	Redução na taxa de erro de bits
	Redução no número de retransmissões
	Redução no consumo devido às retransmissões
	Redução no atraso devido às retransmissões

- c) Camada de rede: no número de saltos, na sobrecarga relacionada ao roteamento e reparações na topologia, no atraso dos pacotes;
- d) Camada de transporte: no congestionamento e balanceamento de carga dos nós da rede;

Dentre os trabalhos encontrados, há muito poucos que consideram protocolos industriais como o *WirelessHART* e muitos infelizmente utilizam algoritmos de tomadas de decisão, portanto não-lineares, e são validados apenas através de simulações. Por outro lado, alguns trabalhos validados através de experimentos práticos encontram dificuldades, pois há muito ruído nas medidas de RSSI e LQI, de modo que é preciso filtrar estas medidas antes que elas possam ser utilizadas pelos algoritmos propostos. Além disso, quase todos os algoritmos dependem de informações que não estão disponíveis diretamente no mesmo nó em que a técnica é empregada. A busca destas informações implica em um protocolo especial, aumento do tráfego de mensagens, aumento de consumo de energia e de interferência. Ademais, alguns trabalhos ainda utilizam uma abordagem centralizada, em que apenas um nó na rede é responsável pelo ajuste da potência dos outros nós, incorrendo em mais tráfego e congestionamento.

Diferentemente de todos os outros trabalhos, aqui busca-se desenvolver uma técnica de CPT implementada apenas nas camadas mais baixas e que não seja restrita, podendo ser utilizada em conjunto com qualquer protocolo. Além disso, indo ao encontro das ideias de (ZHU; BENSOU; NAIT-ABDESSELAM, 2008), esta técnica deve ser prática, simples, e eficiente. Ademais, deseja-se uma técnica de CPT que compense dinamicamente as mudanças do ambiente, o que, de acordo com a classificação de Kim, Kim e Eom (2013), significa uma controle a nível de pacote. Ou seja, a potência é reajustada para cada pacote enviado. Por fim, adiciona-se ainda que esta técnica deverá obedecer aos critérios de (KO; TERZIS, 2010), devidamente modificados para o caso deste trabalho. Em outras palavras:

- a) O algoritmo deve se adaptar dentro de um determinado tempo às mudanças na qualidade da comunicação;



- b) O conhecimento dos estados mais antigos da comunicação deve perder importância com o tempo;
- c) Cada nó deve ajustar a sua potência com base em uma informação do estado da comunicação;
- d) O algoritmo deve respeitar certos requisitos subjetivos de performance que incluem economia de memória e energia.

Para garantir estas características, definiu-se que a técnica a ser desenvolvida neste trabalho deve ser distribuída e deve utilizar apenas as informações que já estão disponíveis no nó cuja potência deve ser ajustada, o núcleo da técnica deverá ser um algoritmo de controle linear e o controlador deverá apresentar um número pequeno de estados e parâmetros, resultando em eficiência de consumo de energia, memória e processamento, além de um consumo de memória pequeno quando comparado ao consumo do *firmware* do nó. A restrição à utilização apenas das informações que já estão disponíveis no próprio nó cuja potência vai ser ajustada também previne o consumo de energia e outros custos envolvidos com o envio de mensagens com dados adicionais.

Para a validação da técnica serão empregados dispositivos de campo que utilizam o protocolo *WirelessHART*, uma vez que este protocolo não prevê o envio de mensagens adicionais para controle de potência. Consequentemente, apesar do grande número de técnicas de CPT presente na literatura, o *WirelessHART* carece de uma técnica que mantenha a compatibilidade com o padrão de comunicação.

Como mencionado anteriormente, no *WirelessHART* o controle das rotas e do agendamento das comunicações não é feito pelos dispositivos de campo, mas é tarefa do gerenciador de rede. Além disso, o CPT deve ser transparente à camada de aplicação para que possa ser compatível com o protocolo. Deste modo, melhorar aspectos que dependem do roteamento, do controle de tráfego, ou do acesso ao meio não é parte do escopo deste trabalho, que não deve interferir com a operação da camada de rede ou das camadas superiores. Por outro lado é possível reduzir o consumo de energia e melhorar o compartilhamento do meio com outras redes. Estes dois últimos devem ser os principais objetivos desta técnica, que devem ser atingidos através da utilização de níveis de potência de transmissão tão baixos quanto possíveis, buscando garantir, contudo, um determinado patamar de qualidade do enlace de comunicação. Este patamar de qualidade, por sua vez, é definido e comparado através do valor de LQI das mensagens recebidas.

## 4 TÉCNICA PROPOSTA

Este capítulo tem por objetivo apresentar a proposta teórica desenvolvida neste trabalho, que consiste em um algoritmo principal de CPT para IWSNs e algumas adaptações para casos específicos. O algoritmo principal busca resolver um problema de seguimento de referência empregando controladores com ação proporcional e integral (PI) em ambos os rádios para fechar uma malha de realimentação, utilizando a diferença entre o valor de LQI desejado e o valor medido em cada rádio na entrada dos controladores. Por conta disto, este algoritmo apresenta as seguintes vantagens: é um algoritmo distribuído e dinâmico em que cada nó da rede é capaz de ajustar a sua própria potência e compensar variações do meio de comunicação; é um algoritmo de controle linear; e não depende de informações de outros rádios, podendo ser utilizado em conjunto com qualquer protocolo de comunicação.

Para desenvolver a proposta, primeiramente são apresentados alguns modelos para a comunicação, e logo depois são introduzidos os modelos dos controladores propriamente ditos. A partir dos modelos é apresentado um procedimento para o cálculo dos parâmetros do controlador respeitando certos critérios de desempenho. Além disso, como os controladores possuem ação integral e o nós apresentam uma quantidade finita de níveis de potência disponíveis, é apresentado um modelo que leva em conta saturação e algumas soluções com técnicas de *anti-windup*. Por fim são apresentadas formas para escalar a solução para uma rede com qualquer número de nós, e finalmente, algumas considerações sobre a utilização de múltiplos canais.

### 4.1 Modelo proposto

Para desenvolver os modelos para comunicação, é necessário primeiro encontrar um modelo para o comportamento do rádio em si. Em seguida serão derivados modelos considerando o ajuste da potência com e sem realimentação, e por fim considera-se a quantidade limitada dos níveis de potência disponíveis.

#### 4.1.1 Modelo dos rádios

Neste trabalho, considera-se que os rádios empregados na rede permitem que a sua potência de saída seja ajustada programaticamente, através de mecanismos como uma chamada de função ou a escrita diretamente em um registrador. Além disso, para todos os efeitos, o parâmetro de configuração passado para esta função ou escrito neste registrador é chamado de nível de potência de transmissão. Na prática este nível de potência é um valor inteiro não-negativo e não tem um significado físico por si só, este significado está atrelado ao valor de potência de saída para o qual este valor é mapeado.

Deste modo, espera-se que o comportamento da potência de saída, medida em decibel-miliwatts, seja dado por uma função deste nível de potência. Além disso, neste trabalho desconsideram-se fatores como temperatura ou envelhecimento dos componentes e supõe-se que o comportamento em questão pode ser modelado como uma função invariante no tempo e estática (sem dinâmica).

Portanto, no contexto deste trabalho assume-se que a potência de transmissão  $P_m$  em decibel-miliwatts é uma função afim do nível de potência empregado, de forma que

$$P_m(u) = G_m u + O_m$$

onde,  $P_m(u)$  é o valor estimado da potência do sinal na saída do rádio ou na antena, quando empregado o nível de potência  $u$ , e  $G_m$  e  $O_m$  são coeficientes constante que caracterizam o modelo do rádio. Deste modo, o modelo é descrito pela equação de uma reta, onde  $G_m$  é a inclinação do modelo, enquanto  $O_m$  é um deslocamento que representa a estimativa da potência de saída para o nível 0.

As constantes do modelo podem ser facilmente identificadas partindo de um experimento em que um número representativo de pacotes é enviado empregando cada nível de potência e a respectiva potência de saída é medida. A partir dos dados coletados, uma simples regressão linear revela uma estimativa para os parâmetros do modelo.

Este modelo pode ser mais ou menos realista dependendo do rádio empregado. Para demonstrar como este modelo é uma escolha razoável, abaixo na Figura 5 são apresentados os dados nominais de potência em relação aos 16 níveis de potência mais baixos para quatro rádios disponíveis comercialmente (ATMEL, 2009; TI, 2011; MICROCHIP, 2014; FREESCALE, 2012).

Pode-se perceber a partir da figura que um modelo afim é uma suposição bastante razoável. Nota-se, a partir das figuras que  $G_m$  é usualmente positivo, e  $O_m$  é usualmente negativo.

Supõe-se ainda, que o meio utilizado na comunicação possui uma atenuação de  $Y_{am}$  dBm até o rádio receptor, de modo que a potência com que o sinal alcança o receptor pode ser aproximada pela seguinte função

$$y_m(u) = G_m u + O_m + Y_{am},$$

onde  $y_m(u)$  é uma estimativa para a potência do sinal medido no receptor sempre que o transmissor emprega o nível de potência  $u$ , enquanto que  $Y_{am}$  é a estimativa da atenuação do meio de comunicação e portanto é necessariamente negativo. Para simplificar o modelo, os dois termos que são somados podem ser agrupados em um único termo de deslocamento  $\beta_m$ . Deste modo, o modelo torna-se

$$y_m(u) = G_m u + \beta_m,$$

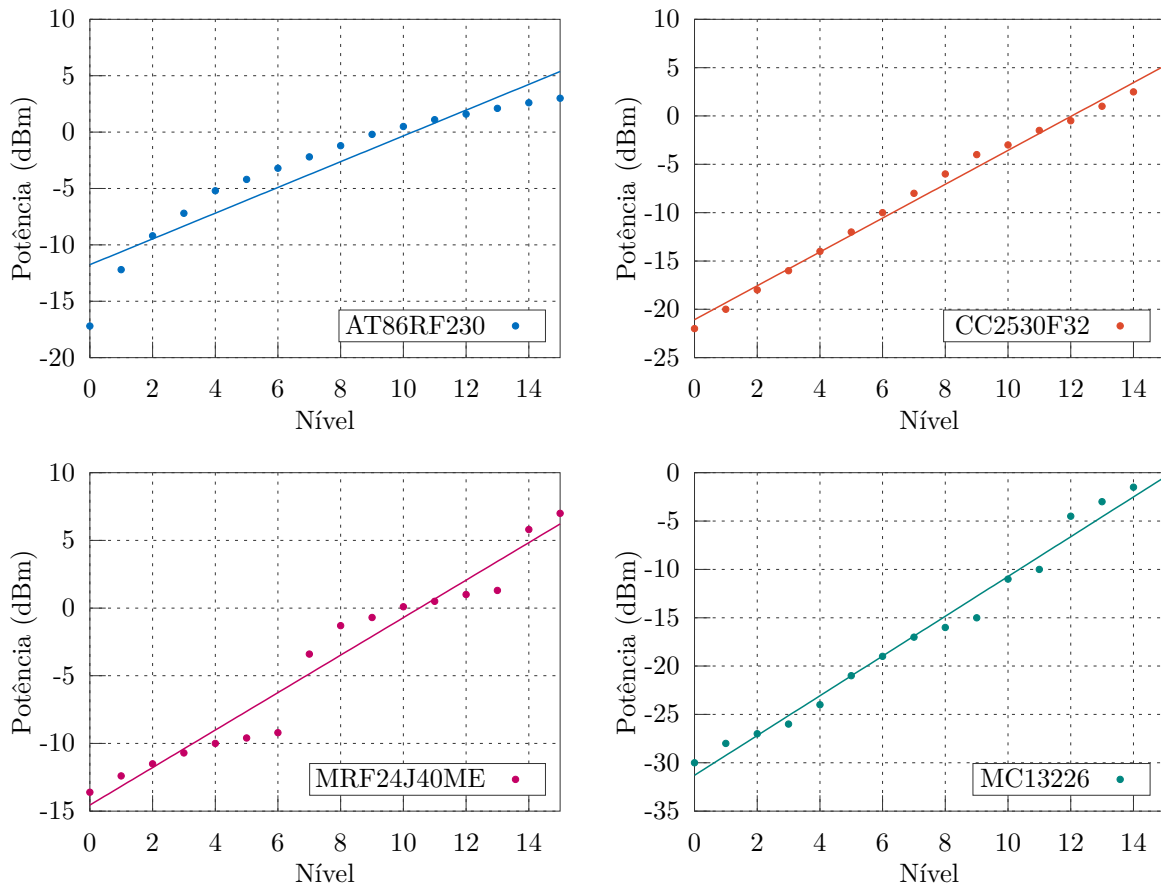


Figura 5 – Potência de saída pelo nível de potência em diversos rádios

onde a constante  $G_m$  representa a variação da potência em decibel-miliwatts por nível, e  $\beta_m$  representa os efeitos somados da amplificação do sinal no rádio e da atenuação do meio, dada em decibel-miliwatts. Este último parâmetro não é necessariamente constante e, em concordância com o que foi mencionado anteriormente, pode ser encarado como o valor estimado da potência do sinal no receptor para quando o emissor utiliza o nível de potência mais baixo disponível (nível 0).

#### 4.1.2 Modelo em malha aberta

Neste trabalho, para simplificar a análise, inicialmente supõe-se que existem apenas dois nós (A e B) em uma WSN, que são capazes de se comunicar, isto é, são vizinhos. Os rádios destes nós possuem alguns níveis de potência que podem ser escolhidos dinamicamente, ou seja, o nível pode ser modificado a cada envio de mensagem. Além disso, cada rádio é capaz de medir a qualidade da recepção das mensagens através de um valor discreto de LQI que pode ser lido programaticamente.

Entretanto, como mencionado anteriormente, este valor não tem um significado físico por si só. Neste trabalho, este valor de LQI será convertido primeiramente para um valor com significado físico, esta etapa não é estritamente necessária, mas torna os cálculos

mais condizentes com o modelo, uma vez que o modelo considera que as potências são expressas em decibel-miliwatts. Uma maneira simples de obter um valor com significado físico consiste em mapear o valor lido diretamente do registrador do rádio para a faixa de valores de potência que o rádio é capaz de lidar na recepção. Isto é, o valor do LQI em decibel-miliwatts ( $LQI_{dBm}$ ) torna-se uma função afim do valor lido originalmente ( $LQI_{orig}$ ):

$$LQI_{dBm}(LQI_{orig}) = LQI_{orig} \left( \frac{P_{m\acute{a}x} - P_{m\acute{i}n}}{LQI_{m\acute{a}x} - LQI_{m\acute{i}n}} \right) + \left( P_{m\acute{i}n} - LQI_{m\acute{i}n} \frac{P_{m\acute{a}x} - P_{m\acute{i}n}}{LQI_{m\acute{a}x} - LQI_{m\acute{i}n}} \right)$$

onde  $LQI_{dBm}(LQI_{orig})$  é o valor convertido,  $LQI_{orig}$  é o valor de LQI lido diretamente do registrador do rádio,  $LQI_{m\acute{i}n}$  e  $LQI_{m\acute{a}x}$  são respectivamente o menor e o maior valor de LQI possível, e analogamente,  $P_{m\acute{i}n}$  e  $P_{m\acute{a}x}$  são respectivamente o menor e o maior valor de potência com que o rádio pode lidar, ou seja, os limiares de recepção do rádio.

Para um rádio que usa valores de  $LQI_{orig}$  inteiros na faixa de 0 a 255 (registrador de 8 bits) e é capaz de lidar com sinais de -100 dBm a -15 dBm na recepção, por exemplo, a conversão para decibel-miliwatts é dada por

$$LQI_{dBm}(LQI_{orig}) = \frac{LQI_{orig}}{3} - 100.$$

Deste ponto em diante, assume-se que todos os valores de LQI já foram mapeados, por isso não será mais usado o subscrito dBm.

Para simplificar a análise, supõe-se que a comunicação é iniciada pelo rádio A e segue sequencialmente, isto é, os dois rádios não transmitem ao mesmo tempo, mas um após o outro em turnos alternados e sem perdas de pacotes (turnos balanceados). Além disso, os pacotes transmitidos por cada rádio são numerados independentemente de forma a identificar em qual turno foram enviados. Em outras palavras, o nível de potência de transmissão do primeiro pacote enviado pelo rádio A é definido como  $u_a(1)$  e o nível de potência de transmissão do primeiro pacote enviado pelo rádio B é definido como  $u_b(1)$ .

Nestas condições, quando o rádio A está transmitindo o pacote de índice  $k$ , a informação de LQI mais recente à qual ele tem acesso é do turno anterior. Por outro lado, quando é o rádio B que está transmitindo o pacote de índice  $k$ , a informação de LQI mais recente à qual ele tem acesso corresponde ao turno atual.

Com base nestas suposições obteve-se os seguintes modelos para a comunicação entre os rádios:

$$y_a(k) = G_b u_b(k-1) + \beta_b(k-1) + \nu_b(k-1) \quad (4.1)$$

$$y_b(k) = G_a u_a(k) + \beta_a(k) + \nu_a(k) \quad (4.2)$$

onde,  $y_a$  e  $y_b$  são as potências de recepção em A e B respectivamente,  $u_a$  e  $u_b$  são os níveis de potência empregados em A e B respectivamente,  $\nu_a$  e  $\nu_b$  são o ruído que interfere nas

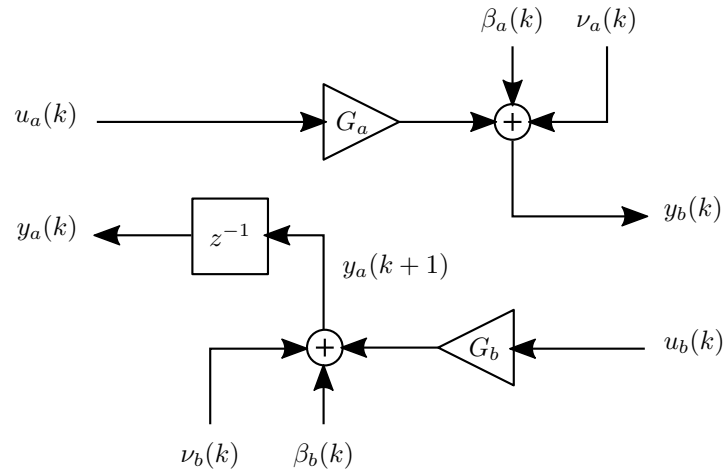


Figura 6 – Modelo de comunicação em malha aberta.

mensagens enviadas por A e B respectivamente. Já  $G_a$ ,  $G_b$ ,  $\beta_a(k)$  e  $\beta_b(k)$  são os parâmetros do modelo que devem ser identificados. Os dois primeiros parâmetros são constantes, já os últimos dois assume-se que variam o seu valor lentamente. A parcela  $\nu_a(k)$  representa o ruído existente no meio de comunicação enquanto o rádio A transmite o seu pacote de índice  $k$ . Do mesmo modo,  $\nu_b(k)$  representa o ruído no meio entre o rádio B e o rádio A durante a transmissão do pacote de índice  $k$  pelo rádio B. Para simplificar a análise, no contexto deste trabalho, simplesmente considera-se que o ruído é um ruído branco gaussiano aditivo (*additive white gaussian noise*, AWGN) de média zero e determinada variância.

As equações (4.1) e (4.2) deram origem ao modelo de comunicação apresentado na Figura 6. Este modelo foi chamado de modelo em malha aberta, uma vez que o nível de potência dos rádios é definido sem levar em conta o LQI dos pacotes recebidos. Este modelo equivale, por exemplo, a um CPT com potência fixa.

#### 4.1.3 Modelo em malha fechada

Como mencionado no capítulo anterior, uma abordagem em malha aberta gera consumo e interferência excessivos. Uma abordagem mais interessante é tentar ajustar a potência de transmissão para cada enlace separadamente, e para tanto, é necessário empregar algum tipo de controle em malha fechada.

Neste trabalho é proposto um controlador que utiliza a informação da potência do sinal recebido pelo rádio para ajustar a potência de transmissão do mesmo rádio. Define-se que a função de transferência do controlador do rádio A é dada por uma função arbitrária  $C_a(z)$  e que a função de transferência do controlador do rádio B, por sua vez, é dada por uma outra função, não necessariamente igual,  $C_b(z)$ . Onde  $z$  é o operador de avanço, tal que  $zx(k) = x(k+1)$ .

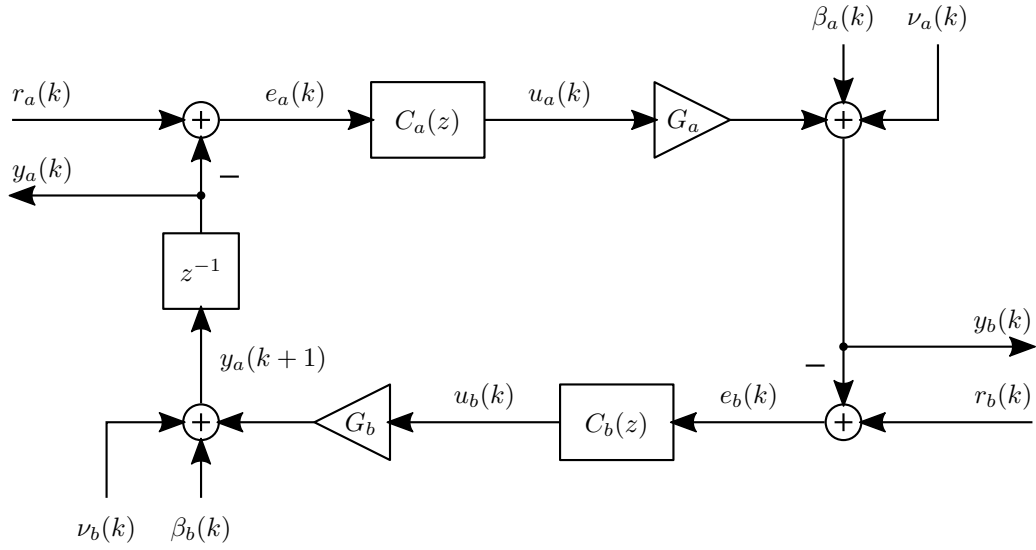


Figura 7 – Modelo de comunicação em malha fechada.

Além disso, existe um valor de LQI desejado para cada rádio, ou seja existem dois sinais de referência,  $r_a(k)$  e  $r_b(k)$ , que representam a qualidade da recepção desejada no rádio A e no rádio B, respectivamente. O modelo do sistema realimentado é apresentado na Figura 7.

Posto deste modo, o sistema realimentado é um sistema MIMO (multiple input, multiple output, no contexto de sistemas de controle) com duas entradas,  $r_a(k)$  e  $r_b(k)$ , e duas saídas,  $y_a(k)$  e  $y_b(k)$ . Além disso, as saídas se relacionam com as entradas através das seguintes equações:

$$y_a(k) = G_b C_b(z) z^{-1} e_b(k) + z^{-1} \beta_b(k) + z^{-1} \nu_b(k) \quad (4.3)$$

$$y_b(k) = G_a C_a(z) e_a(k) + \beta_a(k) + \nu_a(k) \quad (4.4)$$

Onde,

$$e_a(k) = r_a(k) - y_a(k) \quad (4.5)$$

$$e_b(k) = r_b(k) - y_b(k) \quad (4.6)$$

são os sinais de erro que servem como entrada do controlador, isto é, as diferenças entre o LQI desejado e o obtido para um determinado pacote de índice  $k$ .

Pode-se ainda derivar as funções de transferência do sistema realimentado. De  $r_a(k)$  para  $y_a(k)$  e de  $r_b(k)$  para  $y_b(k)$  são idênticas:

$$T_{aa}(z) = T_{bb}(z) = -\frac{G_a G_b C_a(z) C_b(z)}{z - G_a G_b C_a(z) C_b(z)}, \quad (4.7)$$

de  $r_a(k)$  para  $y_b(k)$ :

$$T_{ab}(k) = \frac{G_a C_a(z) z}{z - C_a C_b G_a(z) G_b(z)}, \quad (4.8)$$

e de  $r_b(k)$  para  $y_a(k)$ :

$$T_{ba}(z) = \frac{G_b C_b(z)}{z - G_a G_b C_a(z) C_b(z)}. \quad (4.9)$$

#### 4.1.4 Modelo com saturação

Como indicado anteriormente, o nível de potência é o valor inteiro armazenado em um registrador, o que implica que os rádios possuem um número limitado de níveis de potência discretos disponíveis. Estes níveis podem variar dentro de uma faixa que vai de um valor mínimo,  $v_{\min} = 0$ , a um valor máximo  $v_{\max}$ . Por conta disto, este limite é considerado uma saturação assimétrica no sinal de controle. Ou seja, o sinal que representa o nível de potência corrente no rádio é definido como

$$\begin{aligned} v(k) &= \underset{v_{\min}}{\overset{v_{\max}}{\text{sat}}}(u(k)) \\ &= \underset{v_{\min}}{\overset{v_{\max}}{\text{sat}}}(C(z)e(k)) \\ &= \underset{v_{\min}}{\overset{v_{\max}}{\text{sat}}}(C(z)r(k) - C(z)y(k)) \end{aligned}$$

onde

$$\underset{x_0}{\overset{x_1}{\text{sat}}}(x) \triangleq \max(x_0, \min(x_1, x)).$$

Deste modo, as equações (4.1) e (4.2) que definem as saídas do sistema tornam-se

$$y_a(k) = G_b z^{-1} v_b(k) + z^{-1} \beta_b(k) + z^{-1} \nu_b(k) \quad (4.10)$$

$$y_b(k) = G_a v_a(k) + \beta_a(k) + \nu_a(k) \quad (4.11)$$

O modelo em malha fechada considerando a saturação do sinal de controle é apresentado na Figura 8.

#### 4.1.5 Condições para saturação permanente

A saturação pode afetar o sistema de forma temporária ou permanente. A primeira forma ocorre durante o período transitório devido ao *overshoot* ou *undershoot* do sistema, seguida de uma etapa de recuperação na qual o sistema eventualmente alcança o seguimento de referência com erro nulo. Deste modo, esta forma afeta apenas o desempenho do sistema pois torna a sua resposta mais lenta. A segunda forma, por outro lado, afeta o sistema de modo que ele não consegue se recuperar, mantendo o sinal de controle saturado enquanto as entradas e perturbações não estiverem em uma faixa aceitável. Além disso, como o controlador apresenta uma ação integral, quanto mais tempo o sinal de controle ficar saturado, mais tempo será necessário para que o controlador se recupere, após os sinais de



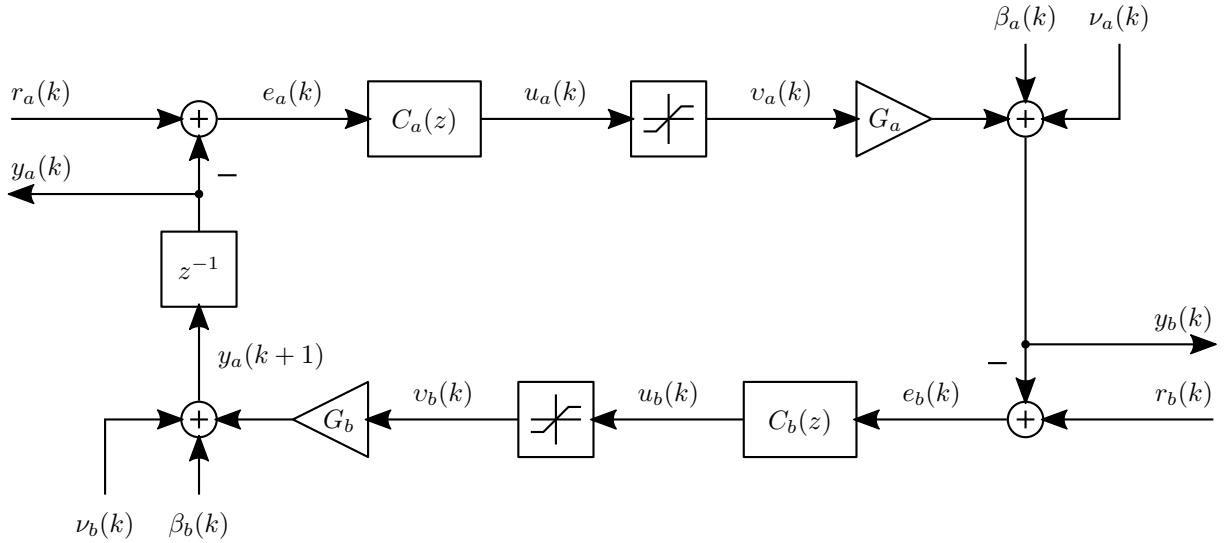


Figura 8 – Modelo de comunicação em malha fechada com saturação.

referência e/ou perturbação voltarem a níveis que permitam que o sinal de saída alcance a referência desejada, fenômeno conhecido como *windup*.

Para avaliar as condições que levam o sistema à saturação permanente, considera-se que o sistema esteja em regime de operação estacionário, com referências e perturbações constantes. Além disso, assume-se que o ruído é inexistente ( $\nu_a(k) = \nu_b(k) = 0$ ). Nestas condições existe uma faixa limitada de valores de referência, os quais o sistema consegue seguir com erro nulo, devido à saturação do sinal de controle. Este conjunto de valores é chamado de referências admissíveis na literatura de controle.

De acordo com o modelo de comunicação em malha fechada, o valor máximo de qualidade que o sinal do rádio A pode alcançar no rádio B é dado por

$$y_{b\max} = G_a v_{\max} + \beta_a$$

de modo que, para que a referência desejada em B seja alcançável,

$$r_b \leq G_a v_{\max} + \beta_a. \quad (4.12)$$

Além disso, conforme mencionado no início deste capítulo, o valor mínimo da qualidade do sinal medida em B é dado por  $\beta_a$ , exigindo adicionalmente que

$$r_b \geq \beta_a \quad (4.13)$$

para que a referência desejada em B seja alcançada. O mesmo pode ser escrito para o outro rádio:

$$r_a \leq G_b v_{\max} + \beta_b. \quad (4.14)$$

$$r_a \geq \beta_b \quad (4.15)$$

Caso as referências violem as restrições (4.12)–(4.15), não existem controladores que conseguem garantir erro nulo, pois o sinal de controle tem valores máximos e mínimos. No caso específico dos controladores com ação integral, os dois sinais de referência devem estar na região das referências admissíveis. Se uma das restrições for violada, o sinal de erro fará com que um controlador sature. Este fato, somado com a discretização dos sinais, tem grande probabilidade de gerar um erro não nulo na entrada do outro controlador, fazendo com que ambos os controladores saturem.

## 4.2 Projeto dos controladores

Na solução proposta espera-se que o valor desejado para o LQI,  $r(k)$ , seja no mínimo constante por partes. Ou seja, espera-se que um número grande de pacotes sejam trocados na rede até que este valor tenha que ser modificado, seja reprogramando os nós sensores, seja através de algum protocolo ou comando de uma camada superior. Matematicamente, equivale a dizer que, para a imensa maioria dos valores de  $k$ ,

$$r(k) = r(k - 1).$$

Além disso, também estima-se que o nível de degradação do sinal,  $\beta$ , é aproximadamente constante por partes. Isto é, não havendo mudanças no ambiente onde a rede é empregada, o nível de degradação também não deve mudar. Por outro lado, as perturbações esperadas devem possuir um período transitório muito rápido e uma presença prolongada ou um período transitório muito lento quando comparado ao período de cada turno. Considera-se por exemplo perturbações como a movimentação de uma máquina, uma mudança na estrutura de um prédio, ou mesmo mudanças na umidade do ar.

Neste caso, se a degradação  $\beta$  fosse escrita em função dos turnos, para a imensa maioria de valores de  $k$  a seguinte aproximação seria válida:

$$\beta(k) \approx \beta(k - 1)$$

Deste modo, o problema de controle proposto torna-se um problema de seguimento de referência constante e rejeição à perturbações constantes com erro nulo. Este tipo de problema é bem conhecido como também é a sua solução, dada pelo princípio do modelo interno, que envolve a introdução de um integrador na malha direta. Por conta disto, o controlador mais indicado para este problema é um controlador com ação proporcional e integral (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). A ação integral é devida ao princípio do modelo interno e a ação proporcional é inserida para adicionar um certo grau de liberdade permitindo que um critério de desempenho adicional seja atingido.

### 4.2.1 Modelo dos controladores

Os controladores propostos para este trabalho são controladores proporcionais-integrais com estrutura paralela, ou seja, a função de transferência de cada controlador é dada por

$$C(z) = K_p + \frac{K_i z}{z - 1} \quad (4.16)$$

onde  $K_p$  é o ganho proporcional e  $K_i$  é o integral. Como mencionado anteriormente, devido ao princípio do modelo interno, esta escolha sozinha deve garantir erro nulo em regime permanente para referências constantes e perturbações constantes, se garantida a estabilidade interna do sistema.

Embora seja fácil identificar os ganhos quando o controlador é posto na forma de (4.16), neste trabalho preferiu-se utilizar a forma

$$C_a(z) = \frac{\rho_a(z - M_a)}{z - 1}, \quad (4.17)$$

para o controlador A, por exemplo, onde  $\rho_a = K_{pa} + K_{ia}$  e  $M_a = K_{pa}/(K_{pa} + K_{ia})$ , uma vez que esta evidencia o zero do controlador em  $M_a$ . Neste caso, pode-se notar que, para que  $K_{pa}$  e  $K_{ia}$  tenham o mesmo sinal (o que usualmente é verdade), o valor de  $M_a$  deve ser positivo. Os ganhos originais ainda podem ser encontrados usando

$$K_{pa} = \rho_a M_a \quad (4.18)$$

$$K_{ia} = \rho_a(1 - M_a). \quad (4.19)$$

Agora, para poder projetar os controladores, é necessário olhar para a função de transferência em malha fechada do sistema sem saturação dada por (4.7) e reproduzida abaixo por simplicidade.

$$\begin{aligned} T(z) &= -\frac{G_a G_b C_a(z) C_b(z)}{z - G_a G_b C_a(z) C_b(z)} \\ &= -\frac{G_a G_b \rho_a \rho_b (z - M_a)(z - M_b)}{z(z - 1)^2 - G_a G_b \rho_a \rho_b (z - M_a)(z - M_b)} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Analisando esta função de transferência, pode-se alguns pontos, a função de transferência:

- não depende da degradação do sinal  $\beta(k)$  e nem do ruído  $\nu(k)$ ;
- se  $G_a G_b \rho_a \rho_b > 0$  o sistema apresenta realimentação positiva;
- depende simultaneamente da função de transferência dos dois controladores.

O primeiro item é bastante óbvio, uma vez que não levamos em conta as perturbações para derivar a função de transferência, entretanto é importante salientar que os controladores serão derivados sem levar em conta estes valores. O segundo item tem sua importância relacionada com a estabilidade do sistema, uma vez que uma realimentação positiva pode gerar dificuldades no projeto dos controladores. Por fim, o último item é devido ao fato de que as funções de transferência dos controladores  $C_a(z)$  e  $C_b(z)$  aparecem multiplicadas uma pela outra no numerador e no denominador. Desta forma é bastante difícil projetar os controladores separadamente, atingindo os critérios de estabilidade e desempenho desejados para o sistema.

Para solucionar os dois últimos itens, primeiramente assume-se que os ganhos  $\rho_a$  e  $\rho_b$  dos controladores possuem sinais opostos, isto é  $\rho_a\rho_b < 0$ . Esta restrição elimina o problema da possível realimentação positiva, uma vez que  $G_aG_b > 0$ . Em seguida considera-se que os dois controladores apresentam os zeros no mesmo lugar, isto é,

$$M_a = M_b = M' \quad (4.21)$$

Finalmente, já que há um termo que se repete bastante, é realizada a seguinte substituição de variáveis:

$$G_aG_b\rho_a\rho_b = \rho' \quad (4.22)$$

Deste modo, a função de transferência em (4.20) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} T(z) &= -\frac{\rho'(z - M')^2}{z(z - 1)^2 - \rho'(z - M')^2} \\ &= -\frac{\rho'(z - M')^2}{z^3 - (\rho' + 2)z^2 + (1 + 2\rho'M')z - \rho'(M')^2}. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Isto permite que ambos os controladores sejam projetados ao mesmo tempo através dos parâmetros  $\rho'$  e  $M'$ .

É um fato bem conhecido que os polos do sistema em malha fechada são as raízes do polinômio denominador da respectiva função de transferência. Além disso, o valor de  $G_aG_b$  é sempre diferente de zero, ou não faria sentido tentar controlar a potência de transmissão. Portanto, para  $M' \neq 0$ ,  $\rho_a \neq 0$ , e  $\rho_b \neq 0$ , o sistema apresenta três polos diferentes de zero,  $z_1$ ,  $\bar{z}_1$ , e  $z_2$ . Conforme mencionado anteriormente, em geral deseja-se que  $K_p$  e  $K_i$  tenham o mesmo sinal, fazendo com que  $M'$  seja positivo, o que significa que o sistema sempre apresentará dois zeros reais, positivos, e iguais em  $M'$ .

Partindo destas informações, uma abordagem que pode ser utilizada para encontrar os ganhos dos controladores é encontrar um polinômio com as raízes equivalentes ao local dos polos desejados, e então igualar seus coeficientes aos do denominador da função de transferência do sistema, resolvendo-se o sistema de equações resultantes para  $\rho'$  e  $M'$ . Nota-se entretanto que não é possível atribuir o valor dos três polos simultaneamente, e é mais interessante atribuir a localização do par de polos complexos, garantindo que estes

sejam os polos dominantes do sistema. Esta limitação deve-se à escolha de controladores PI, e poderia ser eliminada se escolhidos controladores de ordem mais elevada. Mesmo assim esta escolha foi mantida neste trabalho.

Nota-se também, a partir de (4.22), que pode-se garantir que ambos os controladores tenham ganhos com a mesma magnitude, mas com sinais opostos, caso o valor do ganho conjunto do sistema,  $G_a G_b$ , seja conhecido. Para tanto, basta fazer

$$|\rho_a| = |\rho_b| = \sqrt{\frac{-\rho'}{G_a G_b}} \quad (4.24)$$

Isto reduz a quantidade de memória consumida pelo código do controlador, uma vez que ambos os controladores podem armazenar os mesmos valores para os ganhos e decidir em tempo de execução qual sinal deve ser empregado, positivo ou negativo.

Um algoritmo simples pode ser utilizado para a escolha deste sinal em cada nó, este algoritmo utiliza o endereço de rede que é conhecido por ambos os nós que estão se comunicando através do *link*. Neste caso, o nó que possui o endereço mais elevado ficaria com os ganhos positivos, por exemplo, já o nó com o endereço mais baixo escolheria os ganhos negativos automaticamente. Assim a solução apresentada poderia ser facilmente estendida para uma rede com qualquer número de nós.

Existe ainda uma alternativa a essa abordagem, que pode ser empregada quando é conhecido apenas o ganho do próprio rádio, como no caso de haver heterogeneidade de modelos de rádios na rede. Neste caso,

$$|\rho_a| = \frac{\sqrt{\rho'}}{G_a} \quad (4.25)$$

$$|\rho_b| = \frac{\sqrt{\rho'}}{G_b} \quad (4.26)$$

mantendo-se, obviamente, os sinais opostos. Nota-se aqui que no caso em que  $G_a = G_b$ , as duas abordagens são equivalentes e os ganhos dos rádios apresentam a mesma magnitude.

A Figura 9 mostra o lugar das raízes para diferentes valores de  $M'$ , com  $\rho'$  variando entre 0 e -50. Nela é possível observar que, nesta faixa de valores, dois dos polos são predominantemente complexos e estáveis com parte real positiva, enquanto o outro polo se move sobre o semi-eixo real negativo para a esquerda a partir da origem.

Deseja-se que o sistema seja estável em malha fechada, o que é equivalente a dizer que o módulo de cada polo é menor que a unidade. Como os dois polos complexos já foram determinados estáveis nesta região do espaço de parâmetros  $M'$  e  $\rho'$ , resta determinar uma sub-região onde o polo real também é estável. Neste caso, a Figura 10 mostra o módulo do polo real para diferentes valores de  $\rho'$  na faixa entre -1,2 e 0 e de  $M'$  na faixa entre 0 e 1,2. Pode-se observar que para valores de  $\rho'$  acima de -0,4 e  $M'$  abaixo de 0,4 o módulo do polo real é relativamente pequeno, resultando portanto em um tempo de acomodação

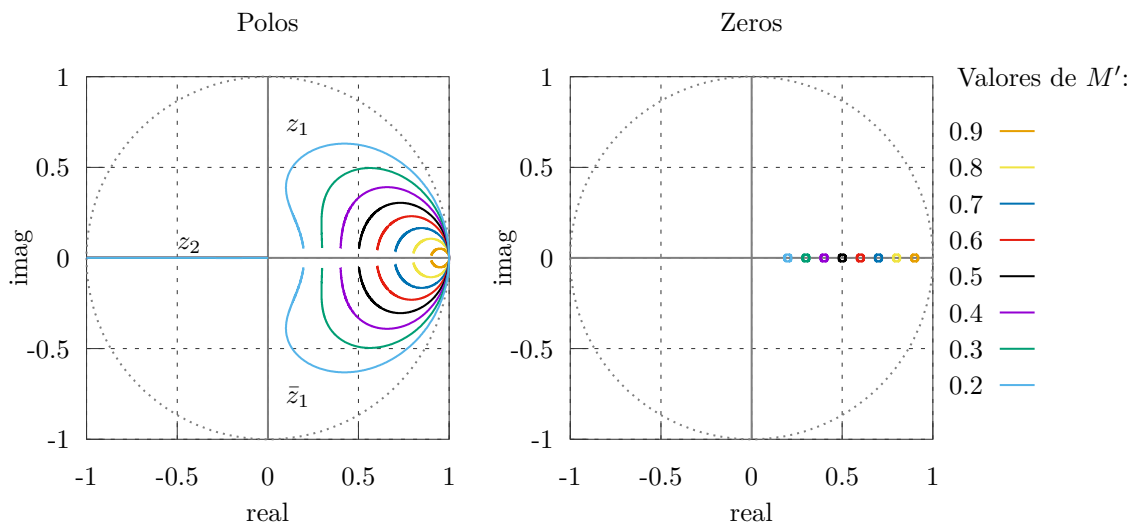


Figura 9 – Root locus para  $-50 \leq \rho' \leq 0$  e diferentes valores de  $M'$ .

menor, para este modelo.<sup>1</sup> Além disso, um polo real com módulo pequeno garante que o par de polos complexos será dominante. De qualquer modo, para os valores de  $M'$  entre 0 e 1 e de  $\rho'$  entre -1 e 0, o sistema é sempre estável. Entretanto, faz-se necessário observar que para garantir que o par de polos complexos seja dominante será preciso aceitar um comportamento oscilatório e lento, uma vez que para que o polo real tenha uma magnitude pequena, aqueles ficarão confinados à região mais à direita do gráfico da Figura 9, distante da origem.

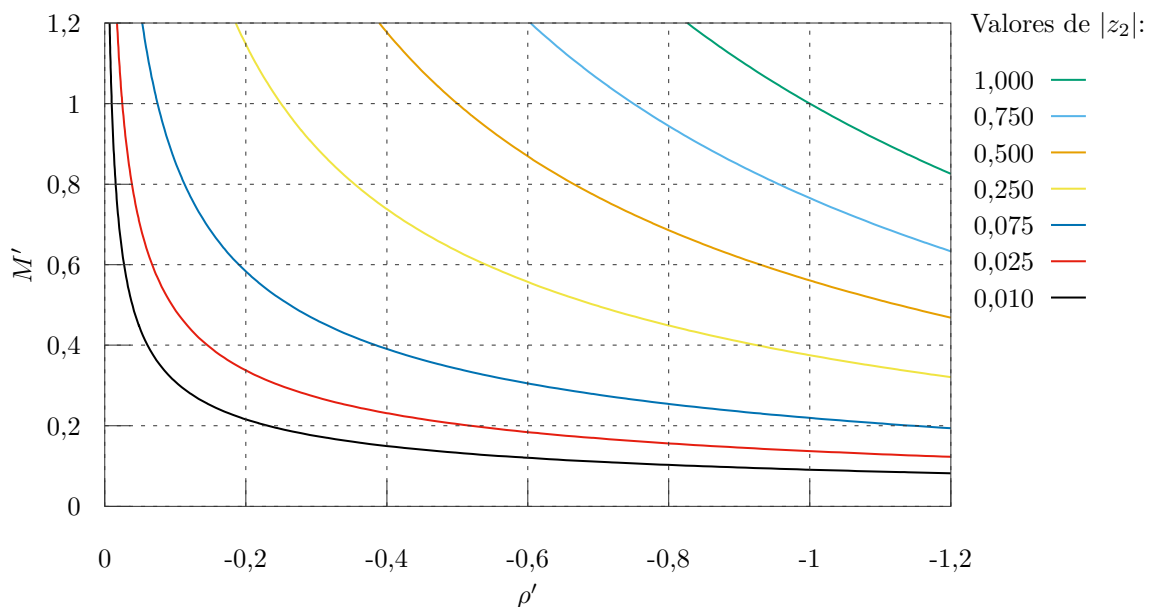


Figura 10 – Curvas de contorno de  $|z_2|$  para diferentes valores de  $M'$  e  $\rho'$ .

<sup>1</sup> Para o modelo que leva em conta a saturação, valores nesta direção podem resultar em tempos de acomodação piores

### 4.2.2 Posicionamento dos polos

Deseja-se projetar dois controladores através dos parâmetros  $K_p$  e  $K_i$  de cada controlador, ou  $\rho'$  e  $M'$ , de forma que o sistema apresente dois polos complexos conjugados  $z_1$  e  $\bar{z}_1$  dominantes, e um polo real  $z_2$ , de modo que o comportamento do sistema possa ser aproximado pelo comportamento de um sistema de segunda ordem. Além disso, deseja-se fixar o local do par de polos conjugados dominantes,  $z_1$  e  $\bar{z}_1$ , e deixar livre o posicionamento do polo real,  $z_2$ .

Para encontrar a posição dos polos complexos, serão considerados dois critérios de performance para o sistema em malha fechada que permitirão determinar esta posição através das equações apresentadas abaixo. Estas equações são válidas para um sistema de segunda ordem subamortecido, mas podem ser utilizadas em um sistema de ordem mais alta, desde que ele possa ser aproximado por um sistema de segunda ordem dominante, como é o caso neste trabalho.

O primeiro critério é o máximo sobre-sinal  $M_p$ , um número real positivo que representa a maior excursão do sinal de saída  $y(k)$  desejada em termos de uma fração do valor deste sinal em regime estacionário. Um  $M_p$  de 0,5, por exemplo, indica que o sinal pode excursionar 50% para além do valor final durante o período transitório. O valor de  $M_p$  é controlado pelo fator de amortecimento do sistema,  $\zeta$ , de forma que a partir de um, pode-se encontrar o outro, conforme a equação a seguir (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006, p. 34).

$$\zeta = \sqrt{\frac{\ln(M_p)^2}{\ln(M_p)^2 + \pi^2}} \quad (4.27)$$

O segundo critério de desempenho, relacionado ao tempo de acomodação do sistema, é dado por  $k_s$ , que é o número de turnos até a acomodação do sinal de saída entorno de 2% do seu valor em regime estacionário. Este valor está relacionado com o fator de amortecimento e com a frequência natural do sistema,  $\omega_n$ , de forma que pode-se encontrar esta última utilizando os valores já estabelecidos (OGATA, 1995, p. 221).

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta k_s} \quad (4.28)$$

Outros critérios de desempenho podem ser considerados, mas acredita-se que estes dois são os mais importantes neste tipo de sistema. A partir dos valores de  $\zeta$  e  $\omega_n$  pode-se encontrar a localização dos polos dominantes do sistema conforme as equações abaixo.

$$|z_1| = e^{-\zeta\omega_n} \quad (4.29)$$

$$\angle z_1 = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (4.30)$$

Agora, uma função de transferência que possua dois polos complexos conjugados e um real, conforme descrito acima, deve possuir um polinômio denominador  $D(z)$  como a seguir.

$$\begin{aligned} D(z) &= (z - z_1)(z - \bar{z}_1)(z - z_2) \\ &= (z^2 - 2 \operatorname{Re}(z_1)z + |z_1|^2)(z - z_2) \\ &= z^3 - (2 \operatorname{Re}(z_1) + z_2)z^2 + (2 \operatorname{Re}(z_1)z_2 + |z_1|^2)z - z_2|z_1|^2 \end{aligned} \quad (4.31)$$

Igualando-se os coeficientes deste polinômio, um a um, aos coeficientes do denominador de  $T(z)$  em (4.23), pode-se escrever o sistema de três equações mostrado abaixo.

$$\rho' + 2 = 2 \operatorname{Re}(z_1) + z_2 \quad (4.32)$$

$$2\rho'M' + 1 = 2 \operatorname{Re}(z_1)z_2 + |z_1|^2 \quad (4.33)$$

$$\rho'(M')^2 = z_2|z_1|^2 \quad (4.34)$$

Com algumas poucas substituições, é possível reescrever o sistema como uma única equação do segundo grau em  $z_2$  na forma

$$Az_2^2 + Bz_2 + C = 0, \quad (4.35)$$

onde

$$\begin{aligned} A &= 4 \operatorname{Re}(z_1)^2 - 4|z_1|^2 \\ B &= 8|z_1|^2 - 4 \operatorname{Re}(z_1) - 4 \operatorname{Re}(z_1)|z_1|^2 \\ C &= (|z_1|^2 - 1)^2 \end{aligned}$$

A localização do polo dominantes  $z_1$  e  $\bar{z}_1$  já foi determinada anteriormente através dos critérios de desempenho escolhidos. Basta substituir o seu valor nos coeficientes acima e resolver a equação do segundo grau, usando a formula de Báskhara, por exemplo, para determinar a localização do polo real remanescente. Nota-se que é preciso verificar que o polo real não será dominante sobre os polos complexos e caso isto ocorra deve-se recommear o procedimento com outros valores para os critérios de desempenho.

Uma vez encontrado o valor do polo real, resta ainda determinar os valores dos parâmetros do controlador,  $\rho'$  e  $M'$ . Para tanto basta utilizar novamente as equações do sistema descrito acima, substituindo os valores dos polos  $z_1$  e  $z_2$  recém encontrados. Usando (4.32) e (4.34), por exemplo, encontramos

$$\rho' = 2 \operatorname{Re}(z_1) + z_2 - 2 \quad (4.36)$$

$$M' = |z_1| \sqrt{\frac{z_2}{\rho'}}. \quad (4.37)$$



Nota-se novamente que  $z_2$  e  $\rho'$  devem ser números reais negativos. Além disso, ainda é preciso obter os ganhos reais dos controladores que vão depender do conhecimento dos ganhos individuais dos rádios ou do ganho conjunto do sistema.

Por fim, é apresentado abaixo um sumário do procedimento utilizado para encontrar os valores dos parâmetros dos controladores.

- a) Escolher os valores desejados de máximo sobre-sinal  $M_p$  e o número de turnos até a acomodação  $k_s$ ;
- b) Determinar a localização desejada para os polos complexos conjugados dominantes  $z_1$  e  $\bar{z}_1$  através de (4.27)–(4.30);
- c) Determinar a localização do polo real restante resolvendo a equação de segundo grau (4.35);
- d) Estabelecer que os polos complexos são dominantes, caso contrário, reiniciar o procedimento com critérios de desempenho mais brandos;
- e) Encontrar  $\rho'$  e  $M'$  através de (4.36) e (4.37);
- f) Converter  $\rho'$  e  $M'$  para  $K_p$  e  $K_i$ , primeiro utilizando (4.21), em seguida (4.24) (ou (4.25) e (4.26)) e finalmente (4.18) e (4.19).

### 4.3 Projeto do controle com *anti-windup*

Em geral todos os sistemas físicos são limitados de alguma maneira no sentido em que os sinais modelados não podem excursionar livremente. No caso dos nós sensores em uma WSN, e mais especificamente no caso que interessa ao CPT, existe uma faixa de valores alcançáveis para a potência de transmissão das mensagens no meio físico.

Nem sempre esta limitação é um problema, em casos em que um sinal limitado nunca excursiona em toda a sua faixa, por exemplo, pode não haver o risco de ocorrer a saturação deste sinal. Entretanto, no caso da faixa de potência, ou melhor dizendo, no caso dos níveis de potência de transmissão, esta faixa é bastante restrita. Suficientemente restrita para que a saturação torne-se uma preocupação de projeto.

Quando são empregados controladores com ação integral ou quando o sistema possui modos relativamente lentos ou instáveis, o controlador pode experimentar o efeito de windup na presença da saturação do sinal de controle (DOYLE; SMITH; ENNS, 1987). Este efeito é a atualização incorreta dos estados do controlador, uma vez que o sistema não é mais capaz de responder corretamente ao esforço de controle. Em decorrência disto, o sistema pode sofrer de perda de desempenho, instabilidade, ou ocorrência de um ciclo limite.

Neste caso, para lidar com a saturação são empregadas técnicas de controle conhecidas como técnicas de *anti-windup*. Existem diversas técnicas e uma listagem completa delas não é uma tarefa prática e nem interessante no contexto deste trabalho, mas existem algumas técnicas clássicas utilizadas para controladores com ação integral (PI e PID, *proportional-integral-derivative*) que merecem ser mencionadas (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006): restrição do sinal de referência, *back-calculation* ou *tracking*, algoritmo de velocidade em conjunto com um integrador com saturação, integração condicional, e uma técnica chamada CAW (*conventional anti-windup* convencional) apresentada em (DOYLE; SMITH; ENNS, 1987). As duas primeiras técnicas não foram implementadas por questões de tempo e espaço e são apenas resumidas a seguir. As outras técnicas foram implementadas e são descritas nas subseções seguintes.

A primeira técnica consiste em limitar o sinal de referência para impedir que o controlador gere um sinal de controle que esteja fora da faixa de operação permitida, ou seja, para que a saída da planta esteja sempre dentro da banda proporcional. Esta técnica incorre em problemas de desempenho e não corrige o efeito de *windup* resultante de perturbações externas. Já na segunda técnica, o sinal de saída do controlador é subtraído do sinal saturado e utilizado para impedir o incremento descontrolado do estado do integrador. Esta técnica pode receber dois nomes diferentes, dependendo se o sinal utilizado vem de um modelo do atuador (*back-calculation*), ou da saída efetivamente medida do atuador (*tracking*).

#### 4.3.1 Algoritmo de velocidade com integrador com saturação

A primeira técnica implementada utiliza um algoritmo de velocidade, que consiste em calcular a derivada do sinal de controle e integrá-la, em conjunto com um integrador com saturação (ou integrador condicional), que nada mais é que um integrador que pára o cálculo da integral quando o nível de potência do rádio estiver saturado, como mostrado no diagrama da Figura 11. Esta técnica tem as vantagens de ser simples de implementar e poder ser utilizada quando existe saturação na velocidade de atuação, embora não seja este o caso aqui.

Para obter a derivada do sinal de controle, pode-se multiplicar a função de transferência do controlador pela função de transferência de um bloco derivativo. Pode-se utilizar, por exemplo, a função de transferência da primeira diferença, dada por  $(z - 1)/z$ . Em um

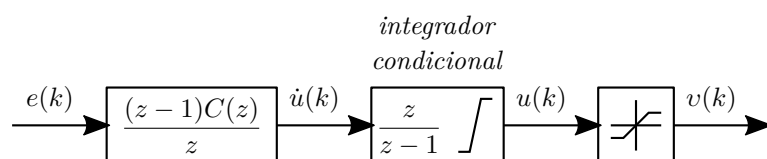


Figura 11 – Algoritmo de velocidade e integrador com saturação

controlador PI qualquer isto resulta em um novo controlador, digamos  $C_d(z)$ , dado por

$$C_d(z) = K_i + \frac{K_p(z-1)}{z}$$

ou seja, a saída do controlador passa a ser o ganho integral multiplicado pelo erro e somado ao ganho proporcional multiplicado pela primeira diferença do erro, resultando no sinal  $\dot{u}(k)$ . Para encontrar o sinal de controle que deve ser aplicado ao processo (nível de potência do rádio, neste caso), basta integrar o sinal  $u(k)$  através de um bloco com uma função de transferência adequada, neste caso,  $z/(z-1)$ , que possua a mesma saturação do rádio. Ou seja, a ação de *anti-windup* se dá porque o integrador é paralisado quando o rádio satura.

### 4.3.2 Integração condicional

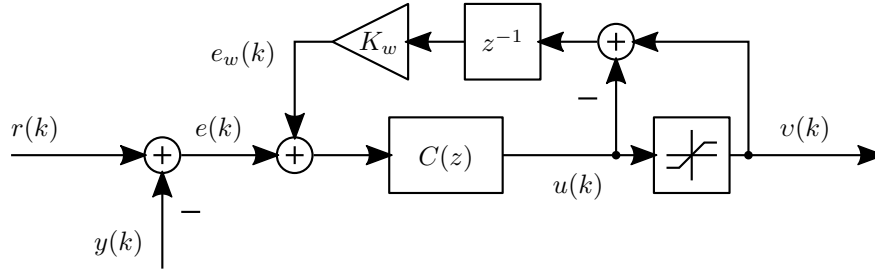
Por fim, uma outra técnica é a integração condicional, em que o estado do integrador pára de ser atualizado se alguma condição é satisfeita. Dentre as várias condições que podem ser empregadas para definir, destacam-se as seguintes opções (VISIOLI, 2006):

- a) O termo integral atingiu determinado limiar;
- b) O erro atingiu determinado limiar;
- c) O nível de potência do rádio está saturado, i.e.  $v(k) \neq u(k)$ ;
- d) O nível de potência está saturado e a atualização do estado do integrador piora o *windup*.

A primeira e a segunda condições apresentam algumas sérias desvantagens, entre elas o fato de que é preciso determinar cuidadosamente o limiar que fará com que o integrador pare. A terceira condição não apresenta este problema, mas ao considerar somente o sinal de controle para parar o integrador não permite que este ajude na retomada da linearidade. Por conta disto, a última opção é a mais recomendada, e será a condição empregada para esta técnica neste trabalho. Esta condição é verdadeira quando há a saturação e o valor do erro apresenta o mesmo sinal que o valor da saída do controlador, ou seja,  $e(k)v(k) > 0$ , para o controlador com ganho integral positivo, claro.

### 4.3.3 O *anti-windup* convencional

Além destas técnicas, uma outra técnica interessante é chamada *anti-windup* convencional (CAW), apresentada em (DOYLE; SMITH; ENNS, 1987). Esta técnica pode ser empregada em controladores que não apresentam a ação integral, uma vez que ela atua na correção do sinal de erro (entrada do controlador).

Figura 12 – Sistema com controlador e *anti-windup* convencional

Com respeito ao projeto dos controladores com *anti-windup*, primeiramente os controladores devem ser projetados considerando um sistema sem saturação, conforme é conduzida a maioria das técnicas deste tipo na literatura. Em seguida, a técnica escolhida é aplicada levando-se em conta os parâmetros dos controladores encontrados.

Neste caso a técnica CAW foi adaptada para o caso discreto como apresentado na Figura 12. Para encontrar valores razoáveis para os parâmetros, uma metodologia simples foi desenvolvida, que tem como desvantagem o fato de que a sua efetividade não foi comprovada para outros casos que não o caso específico deste trabalho.

O objetivo de um controlador com ação integral é forçar um erro não nulo em direção a zero empregando um sinal de saída com amplitude cada vez maior. Se  $e(k)$  leva muito tempo para se aproximar de zero, o sinal  $u(k)$  cresce demais, ultrapassando o limite da saturação. Neste caso, o laço de realimentação se abre no bloco da saturação, uma vez que  $v(k) \neq u(k)$ , e resta apenas a realimentação que passa pelo ganho  $K_w$ . Por conta disso, o sinal  $v(k)$ , que não está mais variando, pode ser encarado como uma perturbação constante.

Deste modo, pode-se extrair a função de transferência de  $e(k)$  para  $u(k)$  do controlador durante a saturação, obtendo-se

$$\bar{C}(z) = \frac{\rho z(z - M)}{z^2 + (\rho K_w - 1)z - \rho K_w M}.$$

Deseja-se que o valor da saída do controlador não se afaste indefinidamente da região de operação linear. Neste contexto, isto é o mesmo que escolher um valor para  $K_w$  que faça com que os polos da  $\bar{C}(z)$  sejam estáveis. Uma escolha simples consiste em fixar o valor de  $K_w$  em

$$K_w = \frac{1}{\rho} \quad (4.38)$$

de maneira que  $\bar{C}(z)$  terá polos reais e estáveis em  $\pm\sqrt{M}$  e ganho DC igual a  $\rho$ . Desta maneira,  $u(k)$  não crescerá indefinidamente quando o sistema estiver saturado.

Com isto em vista, neste trabalho definiu-se que o ganho *anti-windup*  $K_w$  dos controladores será igual ao inverso do parâmetro  $\rho$ . Fica claro que neste caso o sinal do ganho de *anti-windup* será diferente em cada um dos nós sensores. Deste modo, este sinal

também estará sujeito ao mesmo algoritmo utilizado para determinar o sinal dos outros ganhos.

#### 4.4 Algoritmos para um nó com N vizinhos

Até aqui foi considerado que existem apenas dois nós comunicando-se, entretanto em uma rede real esse número é improvável. Por conta disto uma solução de controle de potência para uma WSN deve possuir certa escalabilidade, ou seja, deve ser possível utilizá-la para uma rede maior sem incorrer em maiores problemas. Para tanto deve-se levar em conta o desempenho do algoritmo e as modificações necessárias para garantir o correto funcionamento do mesmo. Esta seção tem por objetivo apresentar os algoritmos propostos e as respectivas implementações do ponto de vista de programação, levando em conta uma rede maior.

Três requisitos de desempenho qualitativos foram levados em conta durante o desenvolvimento dos algoritmos de CPT apresentados neste trabalho: baixo consumo de memória e processamento, baixa deterioração da performance em caso de saturação permanente, e baixa deterioração da performance em caso de turnos desbalanceados.

Primeiramente, é preciso que os algoritmos sejam simples e compactos, tanto no sentido de necessidade de processamento como de memória de trabalho, uma vez que os dispositivos empregados serão bastante limitados. Isto é facilmente atingido através da linearidade e da pequena dimensão dos controladores PI empregados.

Em segundo lugar, como mencionado anteriormente, há casos em que o sinal de controle satura durante um período transitório da operação da rede. Neste caso é desejável que o algoritmo seja capaz de agir para combater a perda de performance por conta do efeito de *windup* da ação integral. Isto é alcançado com a implementação das técnicas de *anti-windup* apresentadas anteriormente.

Finalmente, os turnos de comunicação não são necessariamente balanceados, isto é, um envio e um recebimento de cada lado por turno. Isto pode ocorrer devido ao roteamento das mensagens que tendem a fluir mais em um sentido que em outro em redes que não empregam mensagens de confirmação. Mesmo em redes em que as mensagens fluem igualmente em ambos os sentidos, algumas mensagens podem ser perdidas resultando em turnos desbalanceados. Uma técnica de balanceamento de turnos será empregada em conjunto com um dos algoritmos e o seu efeito no desempenho do sistema será averiguado.

É importante notar que espera-se que as técnicas de *anti-windup* e de balanceamento de turnos empregadas aumentem a complexidade e o consumo de memória dos algoritmos. No entanto elas devem obedecer, dentro do possível, aos mesmos requisitos qualitativos de desempenho e consumo de memória estabelecidos anteriormente.

#### 4.4.1 Algoritmo mais simples

O caso mais simples é considerado o caso em que o controlador não possui ação *anti-windup* e nem ação de balanceamento de turnos. A operação do algoritmo para este caso é ilustrada através do pseudocódigo do Algoritmo 1. Após a chegada de uma mensagem de um nó vizinho, é chamada a função RECEBER, que atualiza os estados do controlador relacionado àquele vizinho, e salva o nível de potência que deve ser utilizado na próxima transmissão para o mesmo vizinho. Quando é chegado o momento de transmitir uma mensagem para determinado vizinho, o nível de potência que foi salvo é resgatada da memória e a potência do rádio é ajustada imediatamente antes da transmissão, através da chamada à função AJUSTAR.

Fica claro que em uma rede com vários nós que utilizam esta solução, cada nó da rede deve manter uma cópia de controlador por vizinho. Neste caso mais simples, significa manter um único conjunto de ganhos ( $K_p$  e  $K_i$ ) e o LQI desejado, mas é preciso manter também uma tabela com um estado por vizinho para manter o correto funcionamento do algoritmo.

Além disso, como o algoritmo precisa ser dividido entre as etapas de recebimento e envio de mensagens, a informação do nível de potência calculado também deve ser mantida em memória. Ou seja, para  $N$  vizinhos é preciso manter  $3 + 2N$  valores permanentemente em memória, preferencialmente em uma memória de acesso rápido se os nós da rede empregarem uma camada MAC sincronizada.

#### 4.4.2 Algoritmo de velocidade com *anti-windup*

Para o caso da implementação do algoritmo de velocidade com *anti-windup*, primeiramente, logo após o recebimento de uma mensagem, é calculada a velocidade (i.e. a derivada) do sinal de controle. Em seguida esta é integrada para gerar o sinal que efetivamente será usado como nível de potência, como ilustrado através do Algoritmo 2.

---

Algoritmo 1 – Operação para o caso mais simples

---

```

1: função RECEBER( $lqi, vizinho$ )                                ▷ Chamada após o recebimento
2:    $erro \leftarrow lqi - meu.lqiDesejado$ 
3:    $vizinho.estado \leftarrow vizinho.estado + erro$ 
4:   se  $meu.endereço > vizinho.endereço$  então
5:      $vizinho.nível \leftarrow meu.K_p * erro + meu.K_i * vizinho.estado$ 
6:   senão
7:      $vizinho.nível \leftarrow -meu.K_p * erro - meu.K_i * vizinho.estado$ 
8:   fim
9: fim
10: função ENVIAR( $vizinho$ )                                     ▷ Chamada antes do envio
11:   AJUSTAR( $vizinho.nível$ )
12: fim

```

---

---

 Algoritmo 2 – Operação para o caso com *anti-windup* e algoritmo de velocidade
 

---

```

1: função RECEBER( $lqi, vizinho$ )                                ▷ Chamada após o recebimento
2:    $erro \leftarrow lqi - meu.lqiDesejado$ 
3:    $velocidade \leftarrow (meu.K_p + meu.K_i) * erro - meu.K_p * vizinho.estado$ 
4:    $vizinho.estado \leftarrow erro$ 
5:   se  $meu.endereço > vizinho.endereço$  então
6:      $vizinho.nível \leftarrow SAT(vizinho.nível + velocidade)$ 
7:   senão
8:      $vizinho.nível \leftarrow SAT(vizinho.nível - velocidade)$ 
9:   fim
10: fim
11: função ENVIAR( $vizinho$ )                                    ▷ Chamada antes do envio
12:   AJUSTAR( $vizinho.nível$ )
13: fim

```

---

Finalmente, logo antes do envio de uma mensagem para determinado vizinho, a potência do rádio é ajustada empregando-se o nível de potência previamente calculado. Acrescenta-se aqui que este sinal pode ser limitado pelo bloco de saturação a qualquer momento, desde que antes de ser escrito no registrador do rádio, i.e. antes de chamar a função AJUSTAR. Além disso, como os sinais de velocidade e da saída do controlador estão disponíveis, também é possível limitar a velocidade da mudança do sinal de controle, para que este seja mais suave na presença de ruído, por exemplo.

Este algoritmo tem uma implementação bastante simples e utiliza basicamente a mesma quantidade de memória que o Algoritmo 1. Isto é, para uma nó com  $N$  vizinhos ele consome  $3 + 2N$  registros de memória.

#### 4.4.3 Algoritmo com integração condicional

No caso do algoritmo com *anti-windup* por integração condicional, ilustrado no Algoritmo 3, o integrador é parado sempre que o nível de potência está saturado e continuar integrando resultaria em uma piora na condição de *windup*. Este algoritmo é um pouco mais complexo, como pode ser observado.

Apesar disto, este algoritmo mantém o mesmo consumo de memória que os dois algoritmos anteriores. Ou seja, em um nó com  $N$  vizinhos, ele utiliza  $3 + 2N$  variáveis permanentemente na memória.

#### 4.4.4 Algoritmo com *anti-windup* convencional

Já no caso dos controladores com CAW, cujo funcionamento é dado pelo Algoritmo 4, é preciso um estado adicional onde é mantido o valor da diferença entre a saída calculada pelo controlador e o valor efetivamente utilizado no rádio, i.e. uma medida do quanto o nível de potência está saturado. Este valor é utilizado, em conjunto com um ganho estático,

---

 Algoritmo 3 – Operação para o caso com integração condicional
 

---

```

1: função RECEBER( $lqi, vizinho$ ) ▷ Chamada após o recebimento
2:    $erro \leftarrow lqi - meu.lqiDesejado$ 
3:   se  $meu.endereço > vizinho.endereço$  então
4:     se  $SAT(vizinho.nível) = vizinho.nível$ 
5:     ou se  $vizinho.nível * erro * meu.K_i < 0$  então
6:        $vizinho.estado \leftarrow vizinho.estado + erro$ 
7:     fim
8:      $vizinho.nível \leftarrow meu.K_p * erro + meu.K_i * vizinho.estado$ 
9:   senão
10:    se  $SAT(vizinho.nível) = vizinho.nível$ 
11:    ou se  $vizinho.nível * erro * meu.K_i > 0$  então
12:       $vizinho.estado \leftarrow vizinho.estado + erro$ 
13:    fim
14:     $vizinho.nível \leftarrow -meu.K_p * erro - meu.K_i * vizinho.estado$ 
15:  fim
16: fim
17: função ENVIAR( $vizinho$ ) ▷ Chamada antes do envio
18:   AJUSTAR( $vizinho.nível$ )
19: fim

```

---

para compensar o valor do erro e combater o efeito de *windup* no controlador.

Neste caso é preciso manter o LQI desejado e um único conjunto com os 3 ganhos ( $K_p$ ,  $K_i$ , e  $K_w$ ), mas também é necessário manter uma tabela com dois estados e o nível de potência calculado para cada vizinho, resultando em  $4 + 3N$  valores.

---

 Algoritmo 4 – Operação para o caso com *anti-windup* convencional
 

---

```

1: função RECEBER( $lqi, vizinho$ ) ▷ Chamada após o recebimento
2:    $diferença \leftarrow vizinho.nível - SAT(vizinho.nível)$ 
3:    $erro \leftarrow lqi - meu.lqiDesejado$ 
4:   se  $meu.endereço > vizinho.endereço$  então
5:      $erro \leftarrow erro - meu.K_w * diferença$ 
6:      $vizinho.estado \leftarrow vizinho.estado + erro$ 
7:      $vizinho.nível \leftarrow meu.K_p * erro + meu.K_i * vizinho.estado$ 
8:   senão
9:      $erro \leftarrow erro + meu.K_w * diferença$ 
10:     $vizinho.estado \leftarrow vizinho.estado + erro + meu.K_w * diferença$ 
11:     $vizinho.nível \leftarrow -meu.K_p * erro - meu.K_i * vizinho.estado$ 
12:  fim
13: fim
14: função ENVIAR( $vizinho$ ) ▷ Chamada antes do envio
15:   AJUSTAR( $vizinho.nível$ )
16: fim

```

---



#### 4.4.5 Algoritmo com balanceamento de turnos

Conforme mencionado anteriormente, toda proposta apresentada até agora leva em conta turnos balanceados, isto é, os nós se comunicam um após o outro, sequencialmente e sem perda de mensagens. Em geral esta é uma suposição restritiva, mas em redes industriais ela pode ser bastante razoável. Principalmente se levado em conta que as mensagens de dados irão trafegar em um sentido e as mensagens de *ack*, em outro. No entanto é preciso estabelecer o quanto é afetada a performance uma vez que esteja ocorrendo um desbalanceamento e, caso a degradação seja significativa, determinar um meio de reestabelecer este desbalanceamento. O problema de desbalanceamento é atacado pelo algoritmo apresentado a seguir, já o problema de estabelecer a magnitude da degradação é deixado para o próximo capítulo.

O algoritmo de balanceamento de turnos deriva diretamente do Algoritmo 1 e, portanto, não foi implementado em conjunto com nenhuma técnica de *anti-windup*. Dito isto, o seu funcionamento é bastante simples e é ilustrado a partir do Algoritmo 5.

O algoritmo consiste em postergar o cálculo do estado interno do controlador até logo antes da sua utilização na transmissão. Assim as informações sobre as mensagens anteriores recebidas no mesmo turno são descartadas e é utilizada apenas a informação sobre a última mensagem. Já a implementação consiste em armazenar um “candidato a estado” adicional por vizinho. Este por sua vez será “promovido” a estado e utilizado junto com o erro para calcular o nível de potência logo antes da transmissão, para ajustar os turnos. Deste modo os estados internos de cada nó serão atualizados apenas uma vez por turno, mas o preço a se pagar são  $3 + 3N$  valores mantidos permanentemente em memória, conforme mostra o pseudocódigo do Algoritmo 5.

---

Algoritmo 5 – Operação para o caso de turnos desbalanceados

---

```

1: função RECEBER( $lq_i, vizinho$ )                                ▷ Chamada após o recebimento
2:    $vizinho.erro \leftarrow lq_i - meu.lq_iDesejado$ 
3:    $vizinho.candidatoEstado \leftarrow vizinho.estado + vizinho.erro$ 
4: fim
5: função ENVIAR( $vizinho$ )                                       ▷ Chamada antes do envio
6:    $vizinho.estado \leftarrow vizinho.candidatoEstado$ 
7:   se  $meu.endereço > vizinho.endereço$  então
8:      $nível \leftarrow meu.K_p * vizinho.erro + meu.K_i * vizinho.estado$ 
9:   senão
10:     $nível \leftarrow -meu.K_p * vizinho.erro - meu.K_i * vizinho.estado$ 
11:  fim
12:  AJUSTAR( $nível$ )
13: fim

```

---

#### 4.4.6 Nota sobre múltiplos canais

Os algoritmos apresentados anteriormente consideram que os rádios operam em uma única faixa de frequência ou que todos os canais apresentam os mesmos valores para os parâmetros. Em outras palavras, a interferência ou perturbação a ser evitada está presente em todos os canais utilizados e os afeta igualmente. Essa suposição pode ou não ser realista em uma rede real, mas será considerada verdadeira no contexto deste trabalho.

De qualquer modo, a extensão dos algoritmos para um caso mais genérico que considera cada canal separadamente pode ser facilmente obtida. Entretanto o conjunto de valores que deve ser armazenado em cada nó para que o algoritmo opere corretamente aumenta proporcionalmente ao número de canais utilizados.

## 5 ESTUDO DE CASO

Neste capítulo será apresentado um estudo de caso para ilustrar a utilização da técnica proposta neste trabalho para o ajuste de potência de transmissão de dois nós de uma rede *WirelessHART*. Para tanto, primeiramente serão identificados os parâmetros dos modelos de ambos os rádios. Em seguida serão realizadas diversas simulações empregando os algoritmos descritos no capítulo anterior, desconsiderando a presença de ruído. Estes algoritmos serão comparados através do valor de determinadas funções custo que representam certos critérios de desempenho que serão apresentados. Por fim, um dos algoritmos será implementado na rede cujos nós foram identificados com vistas a validar a operação do algoritmo em um ambiente real e com a presença de ruído.

### 5.1 Identificação

Dois nós *WirelessHART* como os descritos em (MÜLLER et al., 2010), com 13 níveis de potência disponíveis, foram empregados com o objetivo principal de identificar os parâmetros do modelo afim para a comunicação dos rádios da rede. Para tanto, os rádios foram postos em operação em conjunto com um gerenciador de rede Emerson Rosemount 1420, uma vez que é necessário um gerenciador para que os rádios iniciem a comunicação.

Deste modo, foi montado um experimento para determinar a relação entre os níveis de potência de transmissão em cada rádio e o valor do LQI de recepção no outro. Os dois nós (A e B) foram postos sobre uma mesa no laboratório com um espaçamento de aproximadamente 1 m entre eles. Na mesma sala operavam redes WiFi, dispositivos celulares e outras redes *WirelessHART*, de modo que é esperado certo nível de interferência e ruído nas medições.

Uma vez posta em operação, a rede *WirelessHART* leva determinado tempo para se estabilizar, após o qual, com o auxílio do gerenciador de rede, os nós tornam-se capazes de reconhecer um ao outro como membros de uma mesma rede, em outras palavras, tornam-se vizinhos. Tão logo os nós tornam-se vizinhos na rede, um link de comunicação é estabelecido através do qual os pacotes são trocados.

Os nós foram programados com um algoritmo específico para gerar os dados a serem empregados na identificação do modelo. Este algoritmo varia a potência de transmissão durante a operação do nó, varrendo os níveis de potência de forma sequencial, de modo que cada nó envia 10 mensagens utilizando cada nível de potência antes de seguir para o próximo nível. Além disso, os nós são conectados a um computador através de cabos e um conversor serial/USB. Deste modo, quando um nó utiliza o seu rádio para realizar a transmissão de um pacote, ele também envia uma cadeia de caracteres pela porta serial

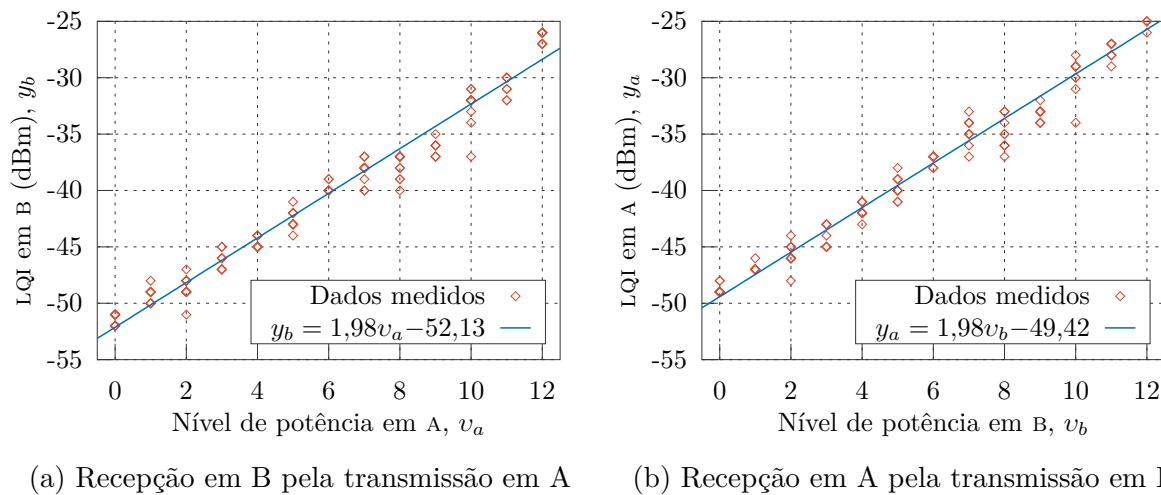


Figura 13 – Modelagem da comunicação através de regressão linear

indicando o número sequencial do pacote (ASN), o seu próprio endereço de rede, o endereço do destinatário, e o nível de potência de transmissão empregado. Por outro lado, quando um nó recebe um pacote, ele envia ao computador as informações de ASN, do endereço do remetente, do seu próprio endereço, e da qualidade medida do sinal (i.e. o LQI medido e convertido para decibel-miliwatts). No computador, um software coleta as informações das portas seriais e salva em dois arquivos separados, para posterior processamento destes dados.

Foi permitido que os nós trocassem cerca de 130 pacotes antes do experimento ser interrompido (10 pacotes por nível), então os dados salvos foram processados para gerar os gráfico da Figura 13. Conforme mencionado no capítulo anterior, o modelo da comunicação proposto tem seus parâmetros facilmente estimados a partir de uma regressão linear.

A Figura 13a apresenta os dados obtidos a partir dos pacotes viajando do rádio A para o rádio B. Cada ponto representa o LQI de recepção em um rádio pelo nível de transmissão do outro para um determinado pacote. No mesmo gráfico é apresentada também uma reta representando o resultado da regressão linear dos dados.

A Figura 13b, por outro lado, apresenta os dados coletados referentes à comunicação no sentido do rádio B para o rádio A. Novamente cada ponto representa os dados de LQI de recepção e nível de transmissão de um determinado pacote. Mais uma vez, a reta representa o resultado de uma regressão linear dos dados plotados.

A partir dos dados, e da regressão linear, é possível estabelecer que os modelos para os rádios apresentam parâmetros que ficam entorno de -50 dBm na recepção quando empregado o nível 0, e uma variação positiva de aproximadamente 2 dBm por nível. O valor de recepção para o nível 0 não tem importância no projeto dos controladores, como demonstrado anteriormente. Por outro lado, tem sim um peso significativo na escolha de uma valor de referência adequado para evitar a saturação permanente dos controladores

(LQI desejado). Partindo, dos valores da inclinação da reta do modelo, a próxima seção trata de calcular os ganhos para os controladores, considerando certos critérios de desempenho em malha fechada.

## 5.2 Projeto dos controladores

De acordo com parâmetros obtidos através dos dados coletados e apresentados na seção anterior, o modelo de comunicação em malha fechada apresenta um ganho conjunto  $G$  dado pela seguinte equação:

$$G = G_a G_b = 3,92$$

De acordo com o procedimento para calcular os ganhos dos controladores apresentado na seção 4.2.2, primeiramente é preciso determinar os valores para os critérios de desempenho relacionados ao sobressinal e ao tempo de acomodação. Como foi mencionado anteriormente, para que o par de polos complexos seja dominante é preciso aceitar que o sistema apresentará um comportamento lento e oscilatório. Por conta disto, optou-se por um máximo sobressinal de  $M_p = 50\%$  e um tempo de acomodação de  $k_s = 200$  pacotes.

A partir desses critérios, e empregando-se as equações apresentadas no mesmo procedimento mencionado acima, a estimativa dos ganhos dos controladores torna-se uma tarefa corriqueira. Do valor do sobressinal e de (4.27), obtém-se o valor do coeficiente de amortecimento

$$\zeta = 0,215.$$

Substituindo-se este valor e a quantidade de amostras até a acomodação em (4.28) obtém-se também o valor da frequência natural do sistema,

$$\omega_n = 0,0928 \text{ rad/s.}$$

Com estes dois valores e utilizando (4.29) e (4.30), encontra-se o lugar desejado para os polos dominantes em coordenadas polares:

$$z_1, \bar{z}_1 = 0,98 / \underline{\pm 0,0906}$$

É preciso agora determinar a localização do polo real restante,  $z_2$ . Isto é alcançado resolvendo o sistema de equações (4.32)–(4.34), que equivale a resolver a equação do segundo grau em (4.35), resultando em

$$z_2 = -0,049.$$

Os parâmetros  $\rho'$  e  $M'$  podem ser determinados a partir da localização dos polos recém obtida. Basta substituir os valores em (4.36) e (4.37), obtendo-se

$$\rho' = -0,096$$

$$M' = 0,7.$$

De acordo com (4.21), os zeros de ambos os controladores são iguais ao parâmetro  $M'$ , de modo que não é necessário mais nenhum cálculo para encontrá-los. Além disso, ambos os rádios apresentam o mesmo ganho de 1,98, o que indica que os ganhos dos controladores terão a mesma magnitude e não faz diferença utilizar (4.25) e (4.26) ou (4.24), ambas as abordagens resultando em

$$\begin{aligned}M_a &= M_b = 0,7 \\ |\rho_a| &= |\rho_b| = 0,157\end{aligned}$$

Resta apenas encontrar os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  para os controladores a partir da transformação definida por (4.18) e (4.19). O que resulta em

$$\begin{aligned}K_p &= 0,11 \\ K_i &= 0,047.\end{aligned}$$

Afora os ganhos dos controladores recém calculados, o único outro parâmetro que necessita ser encontrado é o ganho  $K_w$  utilizado no controlador com *anti-windup* convencional. De acordo com (4.38), este parâmetro é dado pelo inverso do parâmetro  $\rho$ , de forma que

$$K_w = 6,3.$$

Estes foram os valores dos parâmetros empregados nas simulações apresentadas mais adiante e no experimento final para a verificação do correto funcionamento do algoritmo.

### 5.3 Critérios de desempenho do algoritmo

Com vistas a permitir uma comparação entre os algoritmos utilizados durante as simulações e o experimento, alguns critérios de desempenho precisam ser definidos. Estes critérios de desempenho visam avaliar os algoritmos, e portanto não devem ser confundidos com os critérios de desempenho utilizados para projetar os controladores, apresentados na seção anterior. Os critérios desta seção serão apresentados na forma de funções custo, as quais deseja-se minimizar ou maximizar, de acordo com cada critério.

#### 5.3.1 Erro de seguimento de referência

O primeiro critério a ser definido diz respeito ao seguimento de referência, ou mais especificamente do quão distante da referência está a saída. Este critério é calculado a partir da média dos quadrados da diferença entre o LQI medido e o desejado em cada rádio. Ele é definido como

$$J_{\text{ref}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (y(k) - r(k))^2.$$

Está claro que se a saída do sistema se mantiver igual à referência, o erro torna-se nulo. Por outro lado, devido à quantização dos sinais, o sistema estabiliza em um ciclo limite, de modo que não é possível fazer com que este critério chegue a zero, mesmo se fosse descontado o período transitório. Além disso, os polos não foram posicionados buscando minimizar o erro de seguimento de referência. De qualquer modo, como este critério será considerado para avaliar o comportamento dos algoritmos, considera-se que ele deve ser minimizado, sem considerar qual é realmente o comportamento que foi projetado através do posicionamento dos polos.

### 5.3.2 Consumo de energia

Em (MÜLLER et al., 2014), os autores demonstram que o consumo de energia do nó sensor considerado neste trabalho está diretamente relacionado com o nível de potência de transmissão empregado pelo mesmo. Mais do que isso, eles mostram que o consumo pode ser aproximado por uma função afim do nível de potência. Por conta disso, no presente trabalho, assume-se que o consumo de energia total relacionado com as transmissões de mensagens é uma função afim e crescente em relação ao nível de potência de transmissão médio empregado. Assim, pode-se definir a seguinte função custo

$$J_e = \frac{1}{Nu_{\max}} \sum_{k=1}^N v(k),$$

que representa um critério de consumo de energia. Deste modo, minimizando-se esta função custo, reduz-se o consumo total devido às transmissões do rádio, uma vez que  $v(k) \geq 0$ .

### 5.3.3 Qualidade de recepção

Apesar dos dois critérios anteriores cobrirem boa parte do que se deseja para o algoritmo, é fácil imaginar situações em que eles não descrevem de maneira adequada a performance dos algoritmos. Para o primeiro algoritmo, por exemplo, considere duas situações hipotéticas diferentes, na primeira o valor de LQI oscila entorno do valor desejado, resultando em determinado valor médio para o erro quadrado,  $J_{\text{ref}}$ , já na segunda situação o valor do LQI fica sempre estável e abaixo do valor desejado, mas de modo que resulta no mesmo valor de  $J_{\text{ref}}$ . É claro que neste caso, o critério de seguimento de referência não descreve a performance do algoritmo completamente do ponto de vista de qualidade de recepção.

Com isto em vista, define-se um outro critério de qualidade do sinal de recepção, que deve ser maximizado:

$$J_q = \frac{|Q|}{N},$$

onde  $Q = \{k \mid y(k) \geq r(k) - 2\}$ , e  $|Q|$  é a quantidade de elementos (cardinalidade) do conjunto  $Q$ , i.e.  $J_q$  é a fração de pacotes recebidos com qualidade igual ou superior à

desejada, considerando uma margem adicional de 2 dBm. Esta margem é adicionada uma vez que o sistema costuma oscilar entorno do valor desejado em um ciclo limite, devido às discretizações dos sinais. Deste modo evita-se penalizar este comportamento em relação a um comportamento menos oscilatório mas com regiões de qualidade mais baixa. Este critério varia entre 0 e 1 e quanto mais próximo o valor de  $J_q$  estiver de 1, melhor é a qualidade do sinal e do algoritmo.

#### 5.3.4 Nível de interferência

Do mesmo modo como o anterior, este critério é complementar ao segundo critério apresentado. Considere-se, por exemplo, duas novas situações hipotéticas. Na primeira o comportamento oscilatório do sistema faz com que o nível de potência varie entre altos e baixos, entretanto na média, o nível de qualidade do sinal gira entorno do valor desejado. Na segunda situação, o nível de potência é menos oscilatório, resultando em um erro mais constante em direção a uma potência mais baixa. Deste modo é possível que, quando comparados os dois primeiros critérios para estas situações, eles resultem no mesmo valor. Entretanto, está claro que a segunda situação apresenta menor interferência em outras comunicações que a primeira.

Por conta disto, define-se ainda um outro critério, relacionado com a quantidade de interferência excessiva. Este é um critério oposto ao anterior pois seu objetivo é limitar o nível de potência do sinal abaixo de determinado limiar para evitar a interferência excessiva em outras comunicações. O critério é definido na forma da seguinte função custo que deve ser maximizada:

$$J_i = \frac{|I|}{N},$$

onde, desta vez,  $I = \{k \mid y(k) \leq r(k) + 2\}$  e  $|I|$  é a quantidade de elementos do conjunto  $I$ , i.e.  $J_i$  é a fração de pacotes recebidos com uma qualidade igual ou inferior à desejada, considerando uma margem adicional de 2 dBm. Quanto mais pacotes dentro desta janela de qualidade ( $J_i$  mais próximo de 1), menor será a interferência injetada no meio por conta da potência extra desnecessária.

Pode-se argumentar que os critérios complementares poderiam ser unidos formando apenas dois ou mesmo um único critério de desempenho que leva em consideração a permanência em uma região entorno da referência. Apesar disto ser verdade, neste trabalho optou-se por apresentar os critérios separadamente, permitindo que sejam combinados conforme as necessidades e objetivos do projeto.

## 5.4 Simulações

Para avaliar o comportamento dos algoritmos foram utilizadas algumas simulações por meio das quais foram obtidos vários conjuntos de dados. As simulações foram escritas



em uma linguagem de programação de alto nível para permitir a utilização de classes e objetos com mais facilidade, uma vez que ao MATLAB falta essa funcionalidade. Foi simulado o modelo identificado dos rádios e os controladores, implementados utilizando cada um dos algoritmos em conjunto com os ganhos apresentados anteriormente.

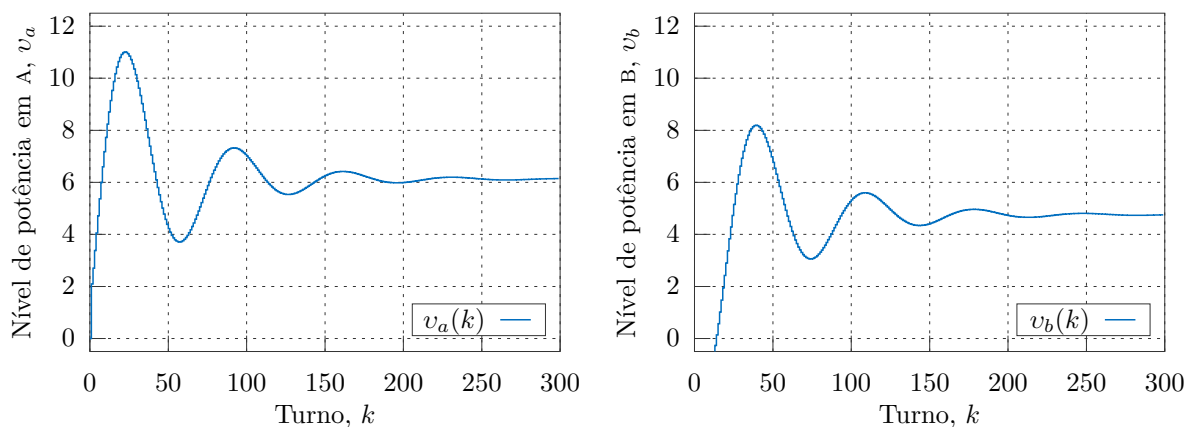
#### 5.4.1 Algoritmo mais simples sem não-linearidades

Para a primeira simulação foi considerado um modelo linear, e controladores que implementam o Algoritmo 1. O objetivo desta simulação é produzir um conjunto de dados que possa servir para uma posterior análise dos efeitos das não-linearidades do rádio real. Estas não linearidades incluem a saturação e a forte quantização dos níveis de potência, uma vez que apenas 13 estão disponíveis. Nesta simulação também foi considerado que os nós enviam os pacotes de forma organizada e sequencial em turnos balanceados.

Por fim, o valor para o LQI desejado em ambos nós foi ajustado para -40 dBm. Para entender a origem deste valor é preciso lembrar que, de acordo com o modelo identificado para os rádios, estes apresentam um deslocamento de -50 dBm, inclinação de 2 dBm/nível, e níveis de 0 a 12. O que significa que os rádios conseguem alcançar uma qualidade de recepção que abrange uma faixa que vai aproximadamente de -50 dBm a -26 dBm.

Deste modo, o valor escolhido foi um valor próximo ao centro desta faixa. Embora nesta primeira simulação considera-se que os rádios não possuem uma quantidade limitada de níveis e, em teoria, qualquer valor de qualidade pudesse ser alcançado, é preciso que o resultado tenha certa similaridade com os resultados das próximas simulações, para permitir que a comparação dos critérios de desempenho tenha alguma validade.

Utilizando os ganhos calculados anteriormente para os controladores, foram simulados 300 turnos de comunicação, ou seja, cada nó enviou e recebeu 300 pacotes. Os resultados desta primeira simulação são apresentados nas Figuras 14 e 15. A Figura 14a



(a) Nível de transmissão em A

(b) Nível de transmissão em B

Figura 14 – Sinais de controle do sistema sem saturação/discretização

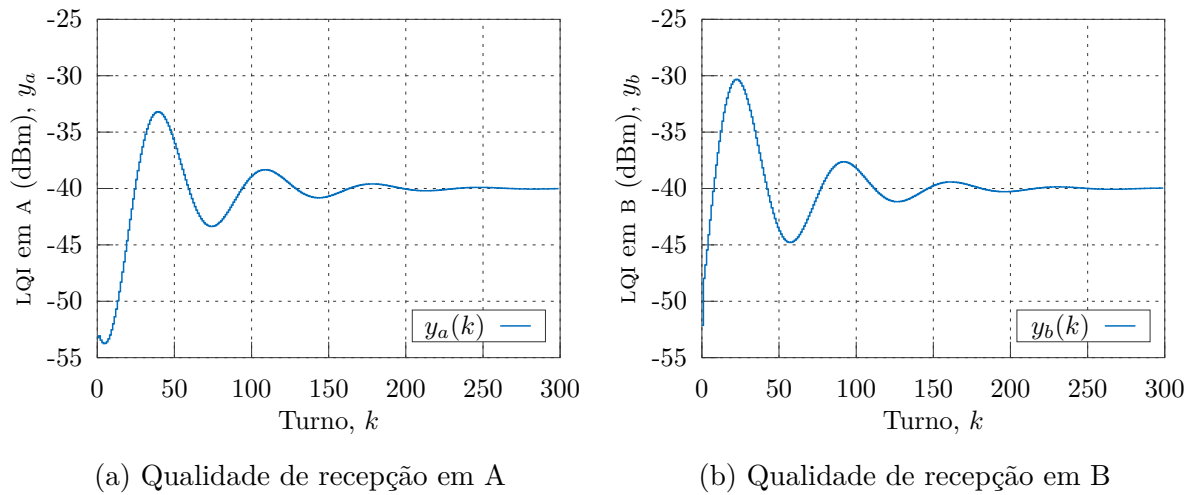


Figura 15 – Saídas do sistema sem saturação/discretização

apresenta a evolução do nível de potência de transmissão utilizado pelo rádio A,  $v_a(k)$ , ao longo dos turnos,  $k$ . Já a Figura 14b apresenta a evolução do nível de potência de transmissão no outro rádio,  $v_b(k)$ .

Pode-se perceber que o rádio A, o primeiro a transmitir, inicia operando com um nível de potência igual a 0, o que leva o rádio B, que tem ganhos negativos, a já responder com um nível ainda mais baixo. Isto evidentemente só é possível pois a simulação desconsidera a saturação do sinal de controle. Em seguida, apesar de um período transitório com um grande sobressinal, o sistema é capaz de acomodar após cerca de 200 turnos, indicando um comportamento próximo ao esperado. A mesma conclusão pode ser tirada a partir do gráfico da evolução da qualidade de recepção do sinal em A,  $y_a(k)$  na Figura 15a, e da qualidade do sinal em B,  $y_b(k)$  na Figura 15b. Entretanto, ao observar os gráficos é preciso lembrar que a qualidade de recepção em um dos rádios depende do nível de potência empregado no outro, portanto os gráficos devem ser comparadas alternadamente.

Tabela 2 – Critérios de qualidade para o sistema sem saturação/discretização

Rádio	$J_{\text{ref}}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	12,130	0,525	0,860	0,907
B	8,092	0,378	0,897	0,860

Para permitir uma comparação que possa ser utilizada posteriormente para avaliar o comportamento do sistema já com as não-linearidades adicionadas, os critérios de desempenho apresentados anteriormente foram calculados a partir dos dados gerados. A Tabela 2 apresenta o resultados desses cálculos.

### 5.4.2 Algoritmo mais simples, com não-linearidades

Na segunda simulação, foram adicionadas as não-linearidades mais importantes dos rádios, que são a saturação e discretização dos níveis de potência, e a discretização do valor de LQI medido. Deste modo, os níveis de potência permitidos são apenas números inteiros no intervalo  $[0, 12]$ , e o valor de LQI deve ser um valor inteiro. Para tanto, estes valores são calculados normalmente, em seguida o nível de potência é saturado e ambos os valores são arredondados para o valor inteiro mais próximo em direção a  $-\infty$ , com o auxílio de uma função *floor*.

Neste caso, como no anterior, também foram utilizados controladores implementados através do Algoritmo 1 e com os ganhos calculados anteriormente. Além disso, também foi empregado um valor de LQI desejado de -40 dBm. Os dados foram gerados a partir de uma simulação de 300 turnos balanceados e os resultados são ilustrados através das Figuras 16 e 17.

Uma análise da Figura 16a revela um bom comportamento no início do período transitório, já na Figura 16b, aquilo que era um valor negativo de nível de potência já torna-se um pequeno *windup* do controlador. Mesmo assim, isto não gera uma grande degradação no desempenho do sistema. De fato, o sistema parece levar por volta de 150 turnos para acomodar, embora ainda fique oscilando entorno do valor de referência por conta da forte discretização dos sinais. O mesmo pode ser visto através da Figura 17.

Os critérios de desempenho para esta simulação também foram calculados e encontram-se na Tabela 3. Uma rápida comparação com a simulação anterior revela que a não-linearidade do sistema resulta em uma pequena piora em quase todos os critérios. O erro de seguimento de referência e o consumo de energia aumentou em ambos os nós, enquanto que a fração de pacotes com nível de qualidade igual ou superior ao desejado diminuiu. Além disso, a fração de pacotes com sinal igual ou inferior ao nível desejado

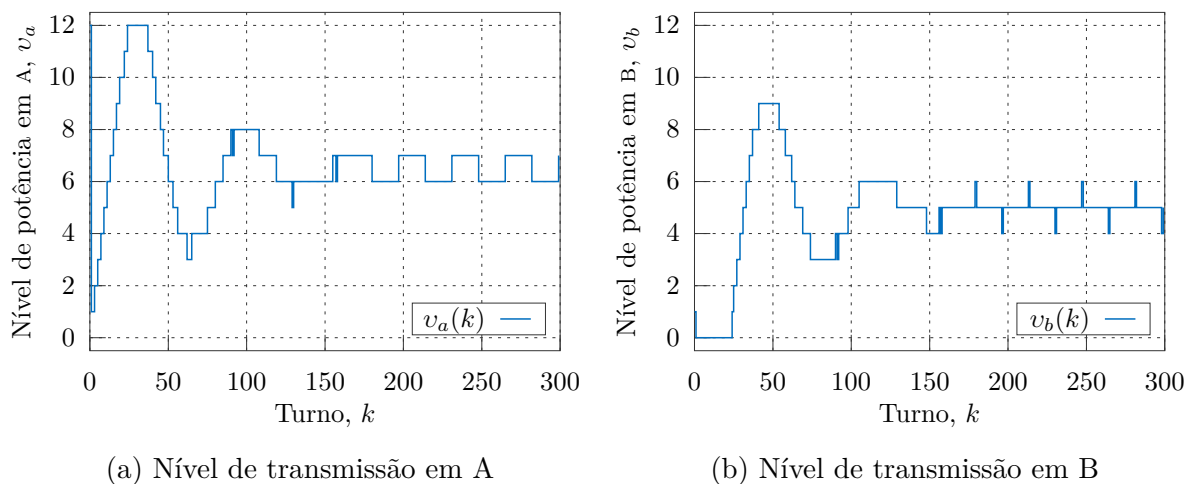


Figura 16 – Sinais de controle, algoritmo mais simples sem grande saturação

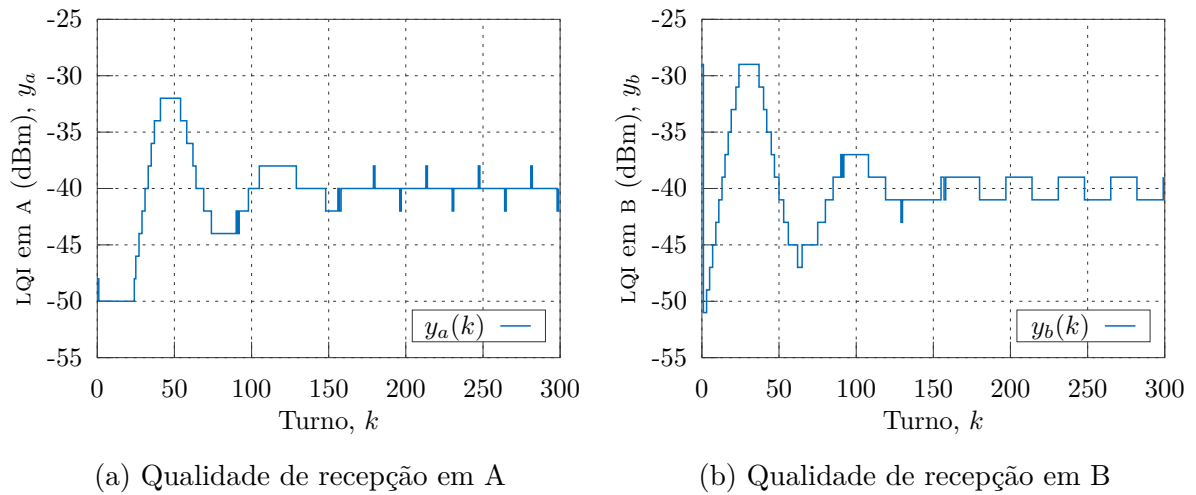


Figura 17 – Saídas, algoritmo mais simples sem grande saturação

Tabela 3 – Critérios de qualidade, algoritmo mais simples sem grande saturação

Rádio	$J_{\text{ref}}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	14,187	0,557	0,847	0,910
B	13,560	0,396	0,873	0,833

também diminuiu no rádio B. Apenas este último critério apresentou uma pequena melhora quando considerado o rádio A.

### 5.4.3 Sem anti-windup, com referência que satura

Conforme foi mencionado antes, o valor de referência de -40 dBm fica próximo ao centro da faixa de qualidade alcançável pelos rádios. Isto foi escolhido para não gerar um período prolongado de saturação dos níveis de potência (*windup*), uma vez que não era desejado nas simulações anteriores em que foi empregado o algoritmo sem *anti-windup*. Entretanto, em situações reais pode ser desejado um valor mais próximo dos limites desta faixa. Além disso, para avaliar o desempenho dos algoritmos que empregam as técnicas de *anti-windup*, é preciso induzir o sistema a um *windup* maior. Para tanto, o valor do LQI desejado foi ajustado para -35 dBm. Afora isto, os outros parâmetros foram utilizados iguais à simulação anterior, inclusive no que diz respeito ao algoritmo empregado, que novamente foi o Algoritmo 1, que não possui nenhuma técnica *anti-windup* implementada.

Esta simulação deu origem aos dados apresentados nos gráficos das Figuras 18 e 19. A evolução dos níveis de potência dos rádios é ilustrada na Figura 18a e 18b, através delas pode-se notar que o desempenho ficou muito deteriorado por conta do grande *windup* que ocorre nos controladores. O mesmo também pode ser observado na Figura 19 que mostra os sinais de saída ao longo dos turnos.

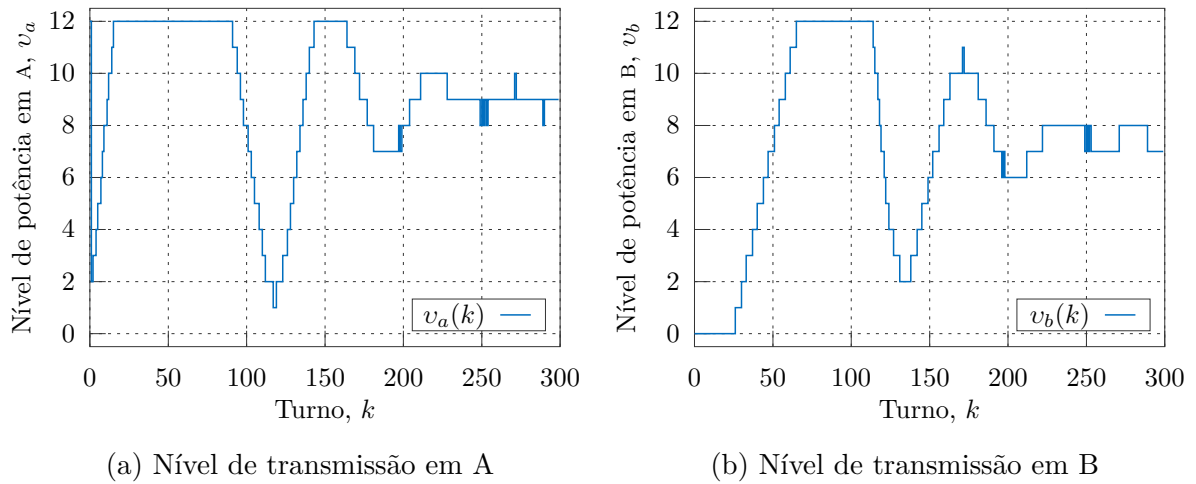


Figura 18 – Sinais de controle, algoritmo mais simples com grande saturação

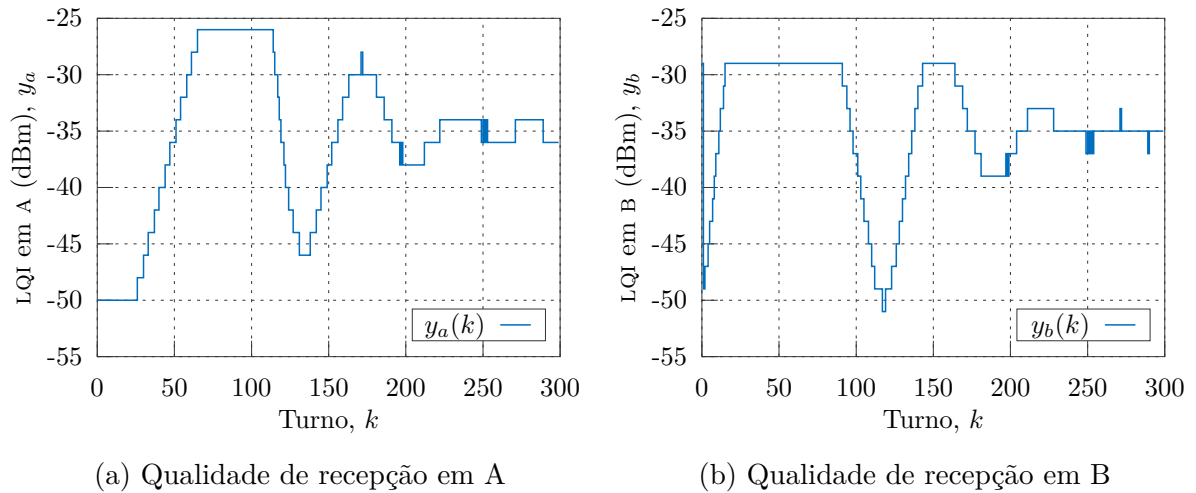


Figura 19 – Saídas, algoritmo mais simples com grande saturação

Os dados coletados desta simulação foram utilizados para calcular os valores dos critérios de desempenho da Tabela 4. Nela pode-se observar que os critérios concordam com a interpretação dos gráficos, todos os critérios indicam um desempenho muito pobre do algoritmo.

Tabela 4 – Critérios de qualidade, algoritmo mais simples com grande saturação

Rádio	$J_{ref}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	48,840	0,773	0,690	0,697
B	29,573	0,597	0,807	0,633

Os resultados dos critérios calculados a partir dos dados gerados nesta simulação indicam o efeito danoso que a saturação do sinal de controle pode introduzir no desempenho do sistema. Além disso, eles enfatizam a necessidade de uma técnica de *anti-windup* em

conjunto com os controladores com ação integral. O valor destes critérios será utilizado para uma comparação com o comportamento dos algoritmos que empregam *anti-windup* quando submetidos a uma situação similar.

#### 5.4.4 Com antiwindup que usa um algoritmo de velocidade

A primeira técnica *anti-windup* avaliada é a técnica implementada utilizando o Algoritmo 2. Esta técnica foi avaliada através de uma simulação de 300 turnos balanceados com os mesmos parâmetros utilizados na simulação anterior. Os dados coletados desta simulação são apresentados graficamente nas Figuras 20 e 21.

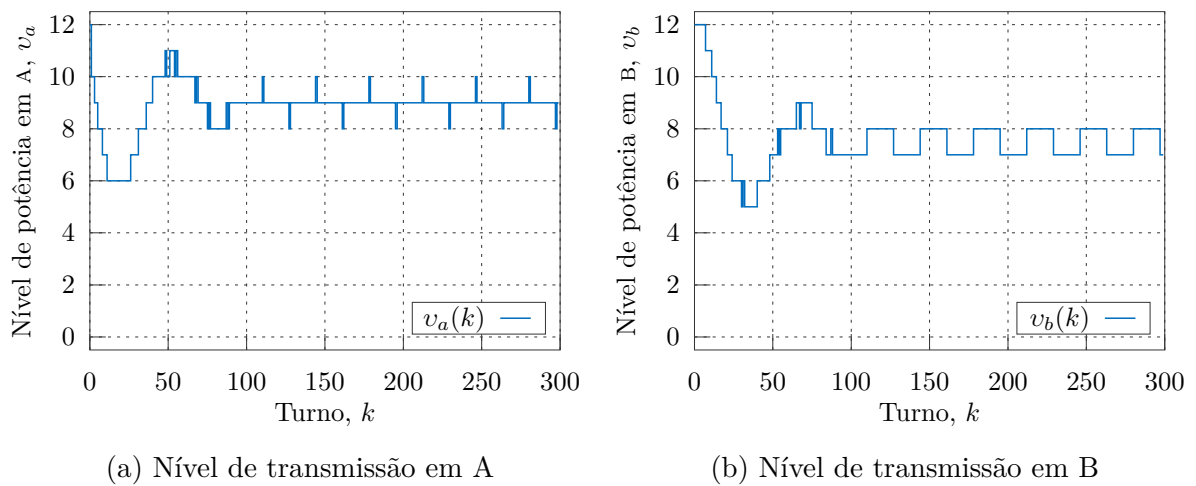


Figura 20 – Sinais de controle, algoritmo de velocidade com grande saturação

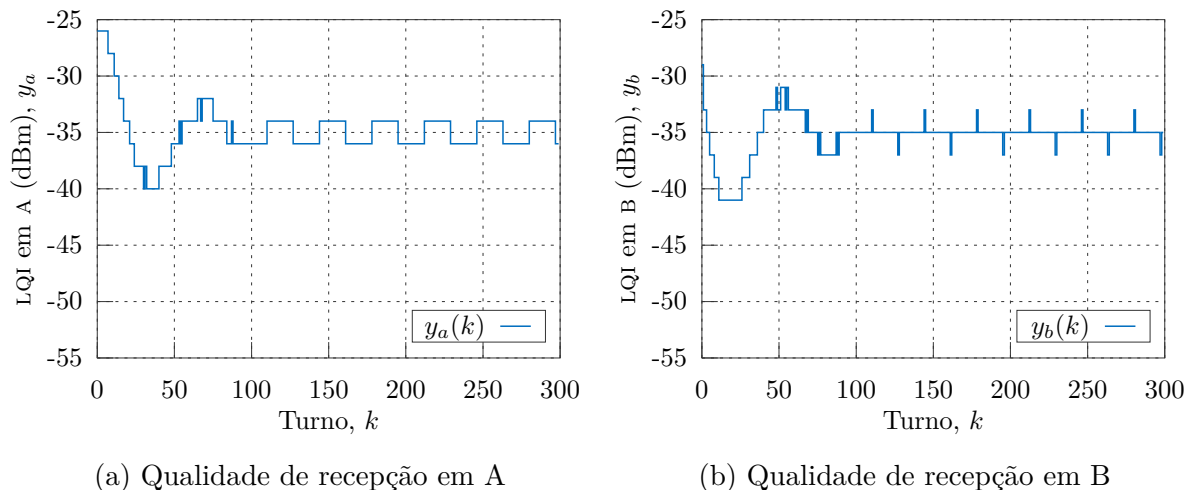


Figura 21 – Saídas, algoritmo de velocidade com grande saturação

Conforme pode-se notar a partir dos gráficos, houve uma melhora bastante pronunciada no desempenho do sistema, que agora é capaz de acomodar em menos de 100 pacotes. Além disso o sistema apresenta uma amplitude menor nas oscilações durante o

período transitórios. Afora isto, para uma análise melhor é necessário levar em conta os valores das funções custo dos critérios de desempenho.

A Tabela 5 mostra o resultado destes valores para esta simulação. Estes valores indicam uma melhora que confirma as conclusões tiradas a partir da análise visual dos gráficos.

Tabela 5 – Critérios de qualidade, algoritmo de velocidade com grande saturação

Rádio	$J_{\text{ref}}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	5,187	0,738	0,920	0,913
B	3,373	0,633	0,923	0,980

Os critérios de seguimento de referência, de qualidade do sinal, e de redução de interferência apresenta valore muito bons. Entretanto, nota-se aqui, que em outros testes com uma referência de -45 dBm, não apresentados aqui por questões de espaço, este algoritmo não apresentou um desempenho tão superior aos outros, indicando uma certa dependência do tempo de acomodação em relação à referência desejada.

#### 5.4.5 Com anti-windup que usa integração condicional

Neste caso, novamente foi utilizado um valor de -35 dBm para o LQI desejado, mas foram empregados controladores que implementam o Algoritmo 3. Novamente, 300 turnos balanceados foram simulados para gerar os dados e o resultado é ilustrado graficamente nas Figuras 22 e 23. A Figura 22 apresenta a evolução dos níveis de potência em ambos os nós ao longo dos turnos, já a Figura 23 apresenta a evolução dos valores de qualidade de recepção.

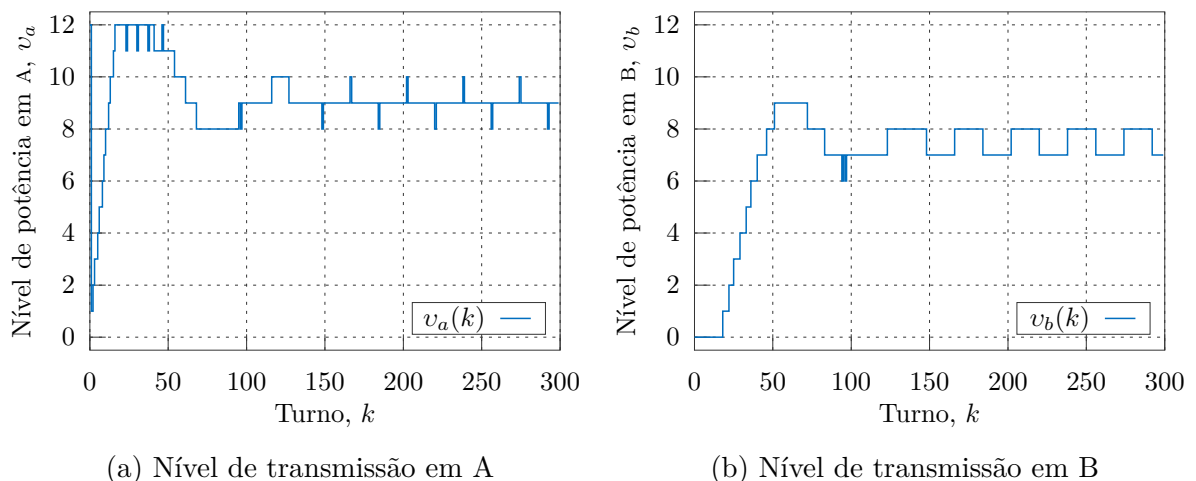


Figura 22 – Sinais de controle, algoritmo de integração condicional com grande saturação

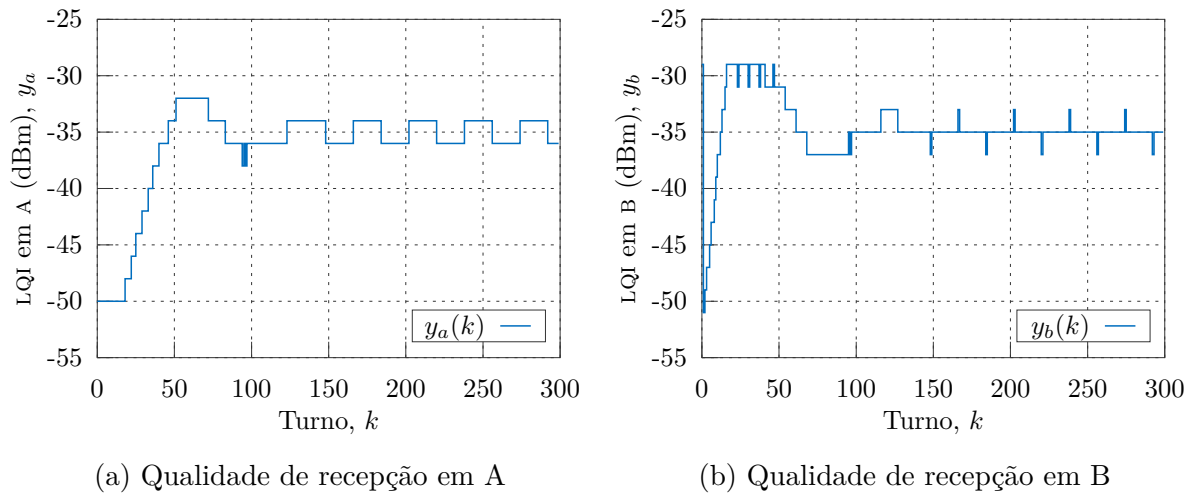


Figura 23 – Saídas, algoritmo de integração condicional com grande saturação

A integração condicional faz com que o sistema oscile no limite da saturação, ao invés de ocorrer o *windup*, conforme pode ser observado na Figura 22a. Isto faz com que o algoritmo volte à região de operação linear mais rapidamente, resultando em um tempo de acomodação mais baixo e uma melhora no desempenho. Apesar deste desempenho ainda ser um pouco pior que o algoritmo anterior, ele apresenta uma melhora muito grande em relação ao algoritmo sem *anti-windup*, para esta mesma referência.

Tabela 6 – Critérios de qualidade, algoritmo de integração condicional com grande saturação

Rádio	$J_{\text{ref}}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	20,547	0,763	0,860	0,930
B	7,920	0,569	0,970	0,867

A Tabela 6 mostra o valor dos critérios de desempenho computados a partir dos dados gerados nesta simulação. Estes valores também confirmam a melhora no desempenho.

#### 5.4.6 Com anti-windup convencional

A última técnica de *anti-windup* a ser avaliada é a CAW e, para tanto foi realizada uma nova simulação utilizando controladores implementados conforme o Algoritmo 4. O valor do LQI desejado utilizado é o mesmo das simulações anteriores e foram simulados novamente 300 turnos de comunicação balanceados. A diferença aqui é que os controladores utilizam um ganhos adicional de *anti-windup*,  $K_w$ , o qual foi ajustado conforme o valor calculado na seção 5.2.

O resultado da aplicação da técnica é apresentado nos gráficos das Figuras 24 e 25. Pode-se observar que o objetivo de melhorar o desempenho foi novamente alcançado e que



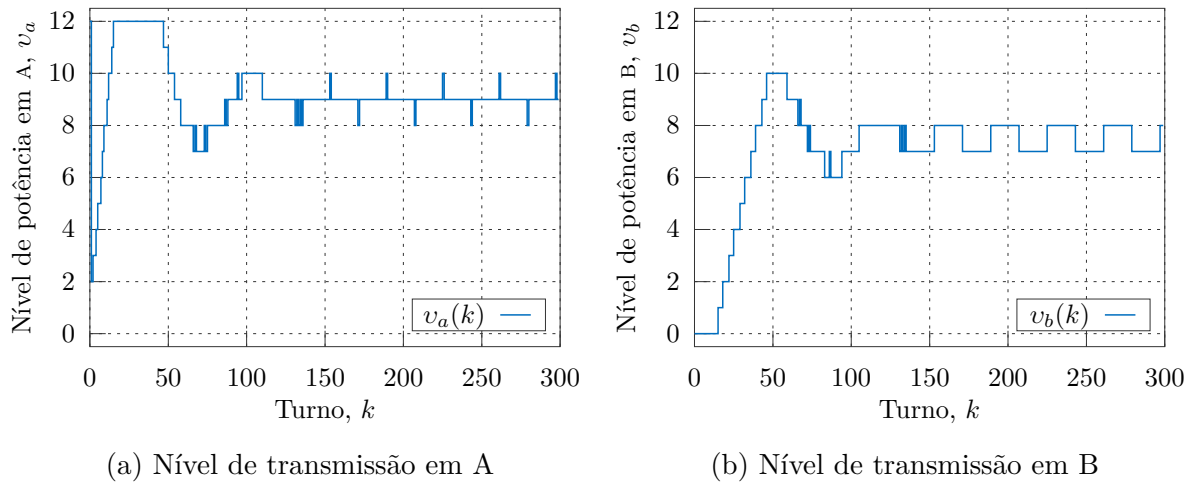


Figura 24 – Sinais de controle, algoritmo CAW com grande saturação

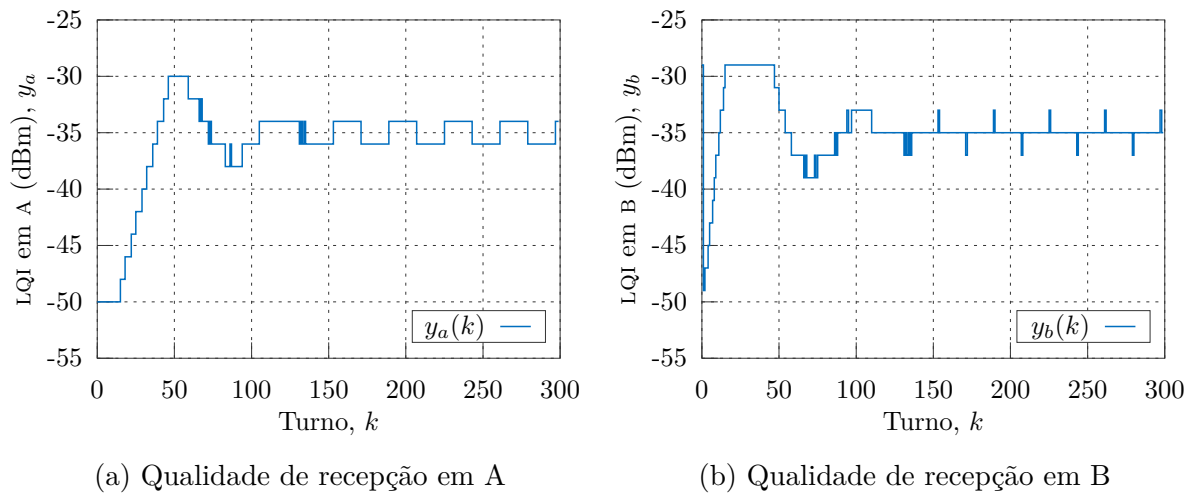


Figura 25 – Saídas, algoritmo CAW com grande saturação

este controlador ainda melhora o tempo de acomodação do sistema em comparação com o sistema sem *anti-windup*, mesmo quando considerada a simulação com uma referência mais amena da seção 5.4.2. Entretanto, durante outros testes houve indicação que isto pode estar ligado às diferentes referências e não ao uso do *anti-windup*. De qualquer modo, agora o sistema é capaz de acomodar em pouco mais que 100 turnos.

Além disso, pode-se observar, a partir da Figura 24a, que o sinal de controle ainda satura mas desta vez a duração deste problema é bastante reduzida. O resultado, conforme mencionado, é uma melhora generalizada do desempenho, que pode ser comprovada através de uma análise dos critérios da Tabela 7. Todos os valores dos critérios de desempenho melhoraram em comparação com os valores da simulação sem *anti-windup*.

Tabela 7 – Critérios de qualidade, algoritmo CAW com grande saturação

Rádio	$J_{\text{ref}}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	18,867	0,764	0,847	0,920
B	7,840	0,580	0,950	0,877

#### 5.4.7 Com turnos desbalanceados, sem algoritmo de ajuste

Uma nova simulação foi realizada para avaliar o impacto de turnos desbalanceados no desempenho do sistema. Para tanto, nesta simulação o controlador volta ser implementado conforme o Algoritmo 1, e o LQI desejado volta a ser ajustado para -40 dBm. A diferença entre essa simulação e as outras reside no fato de que ela considera uma perda de 50% dos pacotes enviados de A para B. Isto é, um a cada dois pacotes enviados por B é sistematicamente descartado. O resultado da simulação é apresentado nas Figuras 26 e 27, enquanto que os valores das funções custo relacionadas com os critérios de qualidade está na Tabela 8.

Os gráficos apresentam apenas as informações relativas aos pacotes que foram entregues corretamente, por isso a informação do turno não deve ser considerada literalmente. Ela tem na verdade um significado próximo ao de número de pacotes trocados. O sistema levava cerca de 400 pacotes (200 turnos) para acomodar quando não havia perda de pacotes, agora ele leva um pouco mais que 300 pacotes. Isto indica que o sistema teve uma leve perda de desempenho, uma vez que um a cada quatro pacotes que trafegam pela rede são perdidos. Além disso pode-se notar que houve um *windup* maior do controlador B, que não havia acontecido quando os turnos estavam balanceados.

A Tabela 8 leva à mesma conclusão, basta comparar os dados apresentados nela

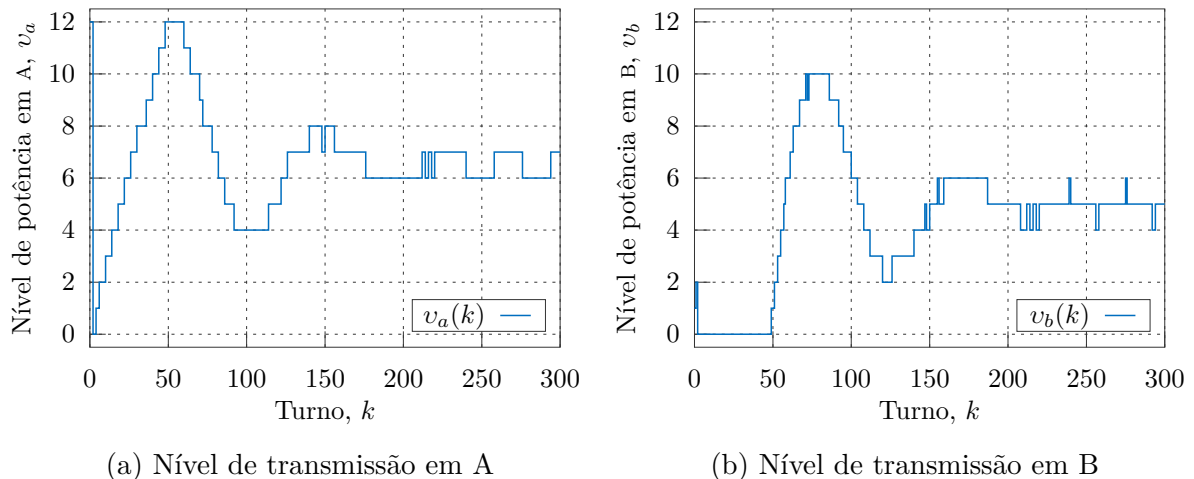


Figura 26 – Sinais de controle, algoritmo mais simples com turnos desbalanceados

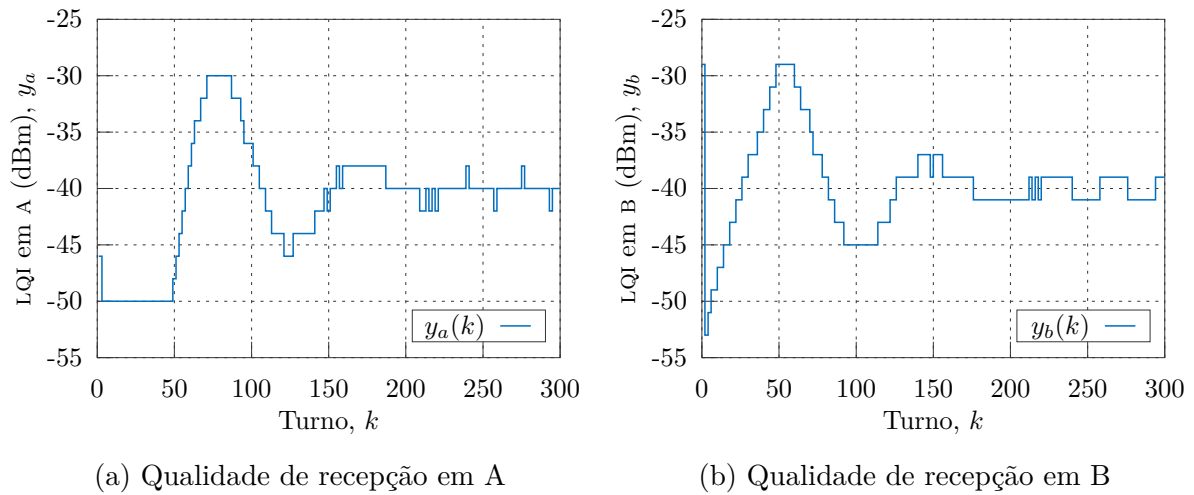


Figura 27 – Saídas, algoritmo mais simples com turnos desbalanceados

Tabela 8 – Critérios de qualidade, algoritmo mais simples com turnos desbalanceados

Rádio	$J_{\text{ref}}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	18,631	0,553	0,818	0,911
B	12,129	0,386	0,876	0,858

com os dados da seção 5.4.2. Os valores para as funções custo são próximos aos valores do sistema com turnos balanceados, entretanto para a construção desta tabela foram considerados os dados apenas dos pacotes recebidos. Portanto, na verdade houve uma deterioração do desempenho por conta do desbalanceamento dos turnos.

#### 5.4.8 Com turnos desbalanceados, com algoritmo de ajuste

A última simulação tem por objetivo determinar se e o quanto é possível melhorar o desempenho do sistema ao utilizar um algoritmo capaz de compensar o desbalanceamento dos turnos. Para tanto, foram utilizados os mesmos parâmetros da simulação anterior, mas desta vez os nós foram simulados com controladores implementados conforme o Algoritmo 5. Novamente 300 turnos desbalanceados foram simulados, gerando os dados apresentados na forma dos gráficos das Figuras 28 e 29.

É possível notar que o objetivo do algoritmo não foi alcançado. Na verdade, ao tentar equalizar os turnos, houve uma perda de desempenho, uma vez que agora o sistema leva quase 200 pacotes em A para acomodar de acordo com a Figura 29a, em comparação com o resultado um pouco melhor da Figura 27a.

A Tabela 9 mostra os valores calculados para as funções custo a partir dos dados gerados nesta simulação. Ao comparar com o caso com turnos desbalanceados e sem algoritmo de balanceamento também é possível perceber uma pequena piora no desempenho.

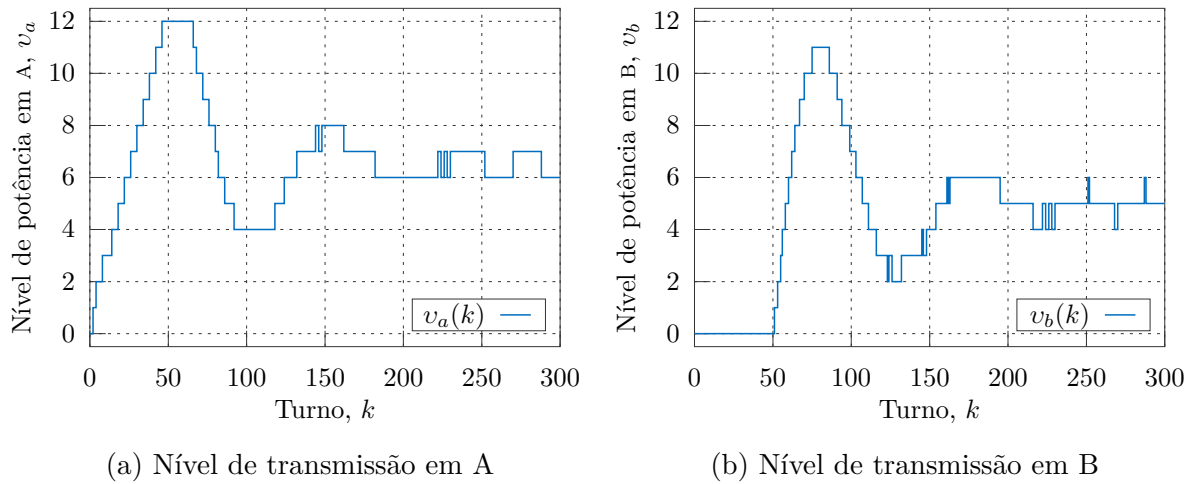


Figura 28 – Sinais de controle, algoritmo de balanceamento com turnos desbalanceados

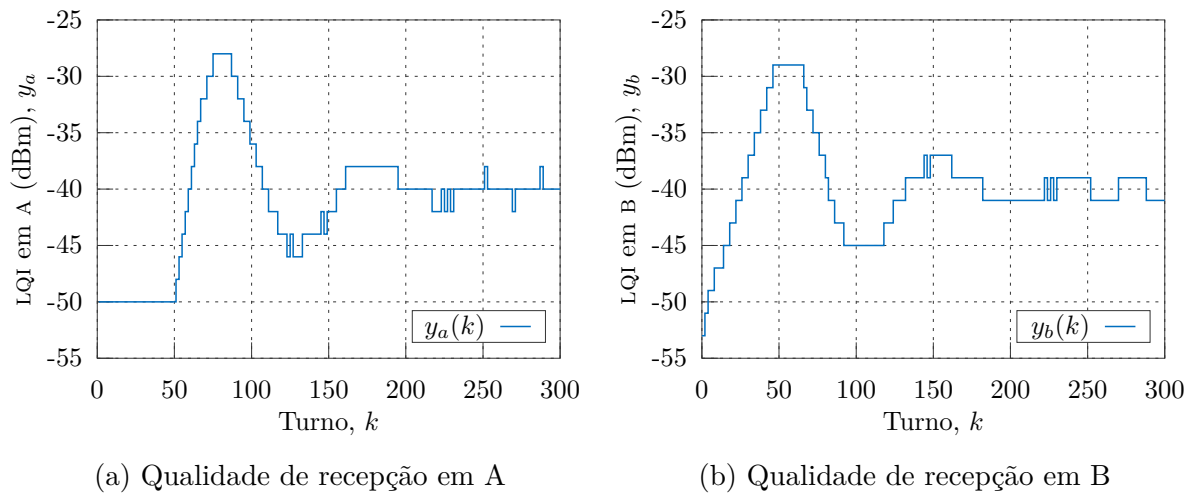


Figura 29 – Saídas, algoritmo de balanceamento com turnos desbalanceados

Tabela 9 – Critérios de qualidade, algoritmo de balanceamento com turnos desbalanceados

Rádio	$J_{\text{ref}}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	21,298	0,551	0,809	0,911
B	13,622	0,388	0,867	0,853

Por conta disto, este algoritmo não foi considerado para implementação.

## 5.5 Comparação

Com objetivo de estabelecer qual algoritmo será empregado durante o experimento prático, faz-se necessária uma comparação do desempenho de todos. Entretanto é preciso

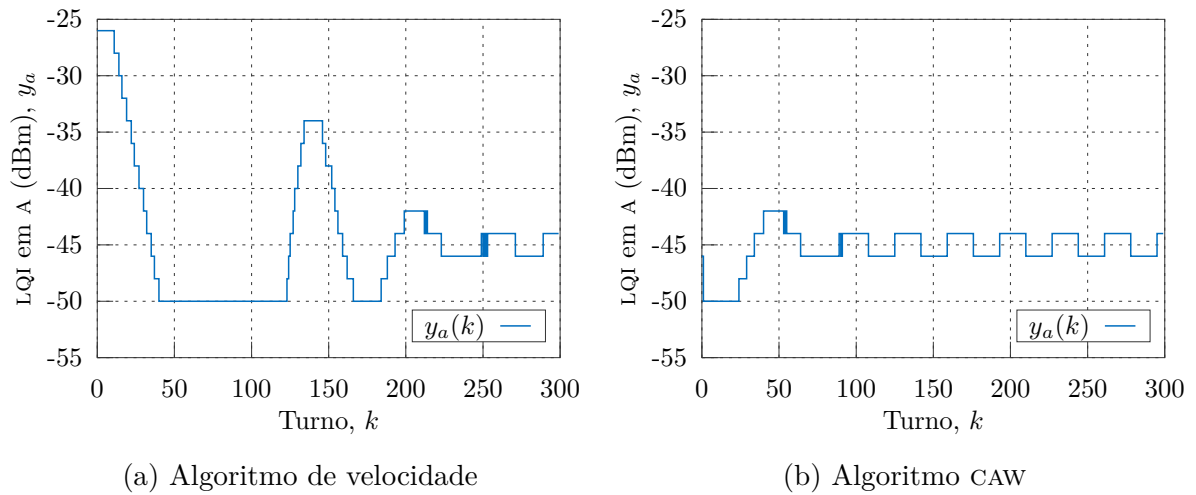


Figura 30 – Ilustração do mau desempenho do algoritmo de velocidade para uma referência de -45 dBm

primeiramente notar que um dos algoritmos destaca-se por possuir um comportamento bastante distinto dos outros. Em todas as simulações os rádios iniciam com o nível de potência máximo, isto é, nível 12. Ao observar atentamente os gráfico dos níveis de potência das simulações que consideram as não-linearidades e turnos balanceados (Figuras 16, 18, 20, 22, e 24), percebe-se que o rádio A, por ser o primeiro a transmitir sempre utiliza este nível para transmitir a primeira mensagem. Já o rádio B utiliza um nível ajustado a partir do valor de LQI da recepção desta mensagem. Na maioria dos algoritmos isto faz com que o rádio B transmita sua primeira mensagem utilizando o nível 0. Entretanto, no caso do algoritmo de velocidade o comportamento é diferente dos outros algoritmos e o rádio B transmite as primeiras mensagens também com nível máximo. Isto porque este algoritmo específico apresenta uma realização (estrutura interna do controlador) diferente da dos outros algoritmos. Além disso, o nível de potência torna-se um estado adicional do controlador, o que implica que esta não é uma realização mínima.

Comparando os resultados das funções custos, é visível que o algoritmo com *anti-windup* de velocidade apresentou o melhor desempenho, entretanto este bom desempenho mostrou-se bastante atrelado às condições iniciais e ao valor de referência em outras simulações realizadas. O resultado de uma destas simulações é apresentado na Figura 30a, onde pode-se ver a qualidade de recepção em A para uma referência de -45 dBm utilizando o algoritmo de velocidade. Para ilustrar melhor o mau desempenho deste algoritmo para estas condições, na Figura 30b é apresentado o resultado de uma simulação do algoritmo de *anti-windup* convencional para o mesmo rádio e para a mesma referência. Está claro que o algoritmo com *anti-windup* de velocidade apresentou um desempenho bem pior.

Para permitir uma visão panorâmica de todas as técnicas, os dados de todas as simulações foram agregados em uma única tabela, na Tabela 10.

Tabela 10 – Resultados de todas as simulações para comparação

Algoritmo	$r(k)$	Nó	$J_{\text{ref}}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
1 – Simples <sup>(1)</sup>	-40	A	12,130	0,525	0,860	0,907
		B	8,092	0,378	0,897	0,860
1 – Simples	-40	A	14,187	0,557	0,847	0,910
		B	13,560	0,396	0,873	0,833
1 – Simples	-35	A	48,840	0,773	0,690	0,697
		B	29,573	0,597	0,807	0,633
2 – De velocidade	-35	A	5,187	0,738	0,920	0,913
		B	3,373	0,633	0,923	0,980
3 – Integração condicional	-35	A	20,547	0,763	0,860	0,930
		B	7,920	0,569	0,970	0,867
4 – <i>Anti-windup</i> convencional	-35	A	18,867	0,764	0,847	0,920
		B	7,840	0,580	0,950	0,877
2 – De velocidade	-45	A	38,760	0,307	0,623	0,750
		B	38,987	0,231	0,667	0,783
4 – <i>Anti-windup</i> convencional	-45	A	3,347	0,334	0,907	0,953
		B	3,440	0,195	0,963	0,943
1 – Simples <sup>(2)</sup>	-40	A	18,631	0,553	0,818	0,911
		B	12,129	0,386	0,876	0,858
5 – Balanceado <sup>(2)</sup>	-40	A	21,298	0,551	0,809	0,911
		B	13,622	0,388	0,867	0,853

(1) Sem não-linearidades. (2) Com turnos desbalanceados.

A partir dos dados desta tabela, pode-se observar que o algoritmo simples teria uma performance um pouco melhor se não houvesse a saturação dos níveis de potência, e se os turnos são balanceados. Já quando os turnos estão desbalanceados, o emprego do algoritmo balanceado não apresenta ganho de desempenho em relação ao algoritmo simples.

Considerando uma referência de -35 dBm, que causa *windup*, entre os algoritmos com *anti-windup*, o algoritmo de velocidade tem desempenho bastante melhor que os outros quando o quesito é o seguimento de referência, mas todos eles tem desempenho melhor que o algoritmo simples. Quanto ao consumo de energia, nas mesmas condições, os algoritmos com *anti-windup* tem desempenho comparável entre si e com o algoritmo simples, mas com o algoritmo de integração condicional ligeiramente melhor. Já no quesito qualidade de recepção, os algoritmos com *anti-windup* são consideravelmente melhores que o algoritmo simples, com o algoritmo de velocidade apresentando um resultado mais equilibrado em ambos os rádios. Por fim, quando considerado a potência em excesso, novamente os algoritmos com *anti-windup* têm desempenho melhor que o algoritmo simples, e entre eles o melhor ainda é o de velocidade.

Em geral os algoritmos com *anti-windup* demonstraram um desempenho comparável

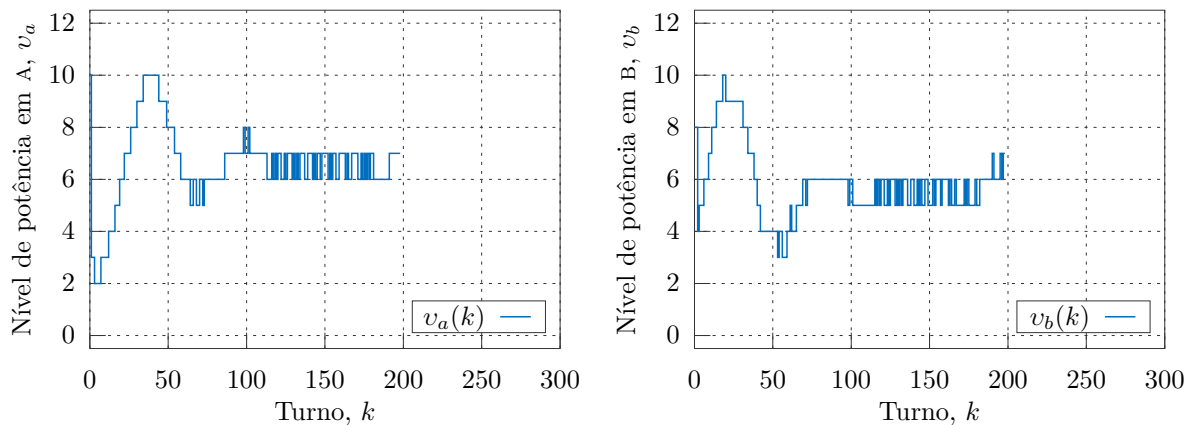
ao longo dos testes, exceto pelo algoritmo de velocidade que aparenta ser bastante melhor em alguns critérios para a referência de -35 dBm. Isto se deve ao fato deste algoritmo apresentar uma realização diferente. Também por conta disto, este algoritmo apresentou desempenho bastante pior quando considerada uma referência de -45 dBm, indicando que o seu desempenho é bastante dependente da referência escolhida. Ainda por conta da dependência do algoritmo de velocidade em relação à referência, escolheu-se o algoritmo com *anti-windup* convencional para ser validado através de um experimento real, uma vez que este algoritmo mostrou resultados mais constantes.

## 5.6 Experimento

Para finalizar a análise deste trabalho, um experimento real foi realizado empregando os mesmos rádios identificados no início deste capítulo. Para tanto, nos nós sensores foram programados dois controladores PI com os parâmetros calculados anteriormente e implementados utilizando o algoritmo com *anti-windup* convencional. Novamente os nós foram postos a aproximadamente 1 m de distância um do outro, sobre uma mesa no laboratório. Nota-se de novos que estes nós estavam sujeitos à interferência presente no ambiente do laboratório, provinda de sinais de WiFi e outras redes.

Os dados coletados são apresentados nas Figuras 31 e 32. Estes dados representam aproximadamente 200 turnos de comunicação que ocorreram após os nós tornarem-se vizinhos. A escala do eixo relacionado aos turnos foi mantida para facilitar a comparação, embora o experimento tenha sido mais curto que as simulações.

Através das figuras pode-se perceber que o sistema leva um pouco mais de 100 turnos para acomodar, acredita-se que esta aparente rápida acomodação se deva a uma combinação do efeito *anti-windup*, da discretização dos sinais, das discrepâncias do modelo,



(a) Nível de transmissão em A

(b) Nível de transmissão em B

Figura 31 – Sinais de controle, experimento com algoritmo CAW

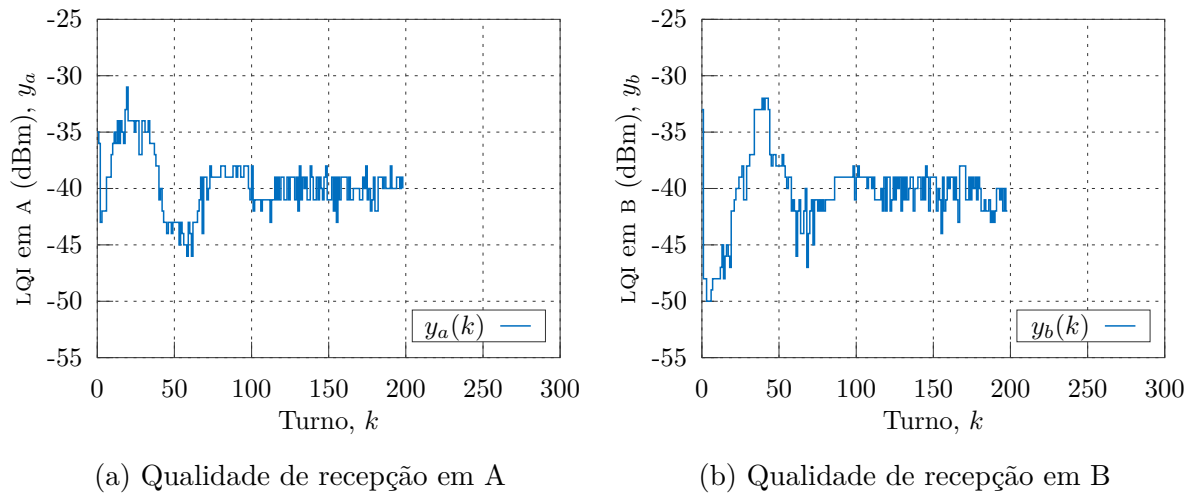


Figura 32 – Saídas, experimento com algoritmo CAW

e da perda de pacotes (turnos desbalanceados). Após a acomodação as qualidades de recepção, na Figura 32, ficam entorno da referência escolhida, assim como os níveis de transmissão na Figura 31, exceto pela última parte do experimento, em que o nível de transmissão de B aumenta um pouco. Isto se deve a alguma interferência introduzida no ambiente e, se o experimento fosse mais longo, este nível voltaria a acomodar-se.

Tabela 11 – Critérios de qualidade, experimento com algoritmo CAW

Rádio	$J_{ref}$	$J_e$	$J_q$	$J_i$
A	7,166	0,551	0,869	0,844
B	11,176	0,487	0,859	0,910

Para fins de comparação, os critérios de desempenho também foram calculados a partir dos dados coletados e são apresentados na Tabela 11. Os resultados são comparáveis, embora haja ainda algumas discrepâncias devidas principalmente à diferença entre a duração do experimento e da simulação.

Apesar disto os controladores utilizados apresentaram um bom desempenho. O tempo de acomodação da qualidade de recepção no experimento, por exemplo, foi menor que o tempo projetado para o sistema sem não-linearidades. Como previsto, eles são capazes de fazer o sistema seguir uma referência com erro nulo, descontada a oscilação gerada pela discretização dos sinais (ciclo limite). Além disso, o *anti-windup*, embora não tão exercitado quanto nas simulações, aparentemente minimizou qualquer perda de desempenho do sistema.

Com isto, conclui-se que a utilização de controladores PI se mostrou efetiva para o controle de potência de transmissão em uma rede de sensores sem fio. Além disso, descontadas as não-linearidades do sistema e as possíveis discrepâncias do modelo, foi



possível encontrar os ganhos dos controladores empregando o procedimento proposto e obtendo um desempenho razoável.

## 6 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi proposta uma técnica de CPT que emprega controladores PI para ajustar dinamicamente a potência do sinal transmitido pelos nós sensores de uma IWSN. Através desta técnica é possível reduzir o consumo dos nós da rede e a interferência injetada no meio de comunicação, deste modo aumentando a vida útil da carga das baterias, reduzindo custos de manutenção e melhorando o desempenho da comunicação da rede. As vantagens desta técnica em relação às outras técnicas encontradas na literatura reside no fato de que os controladores PI possuem comportamento linear, são fáceis de projetar e implementar, e que o algoritmo utiliza apenas as informações já disponíveis nos nós da rede. Esta última vantagem permite que esta técnica seja empregada juntamente com protocolos que possuem um conjunto restrito de mensagens permitidas, como é o caso do protocolo industrial *WirelessHART*. Além disso, por não necessitar de mensagens adicionais, esta técnica contribui ainda mais para a redução do consumo, da interferência e mesmo do congestionamento da rede. A proposta apresentada foi validada primeiramente através de simulações de um modelo identificado a partir de informações coletadas da operação de um par de nós *WirelessHART* reais, e em seguida através de um experimento empregando estes mesmos dispositivos programados com um dos algoritmos apresentados. Os resultados obtidos indicam que a solução sugerida alcançou o objetivo proposto de ajustar a potência de transmissão dos rádios permitindo a estabilização da qualidade do sinal em um determinado valor em ambos os receptores. Entretanto, ainda restam algumas questões em aberto, listadas a seguir, que se solucionadas podem melhorar certos aspectos da técnica.

O valor da qualidade do sinal desejado, definido em termos do LQI das mensagens, deve estar dentro da faixa de valores alcançáveis, o que implica um conhecimento prévio dos valores de deslocamento dos modelos dos rádios, que varia de acordo com o posicionamento dos mesmos, por exemplo. Na falta deste conhecimento, poderia ser adicionada à operação do algoritmo, uma etapa preliminar de identificação dos parâmetros do modelo para cada *link* de comunicação, sob o prego de incorrer em uma leve inconformidade com o padrão *WirelessHART*.

Além disso, a técnica é implementada nas camadas mais baixas e o roteamento de mensagens ainda é responsabilidade das camadas mais altas. Entretanto, seria interessante que todas as diferentes camadas envolvidas na comunicação estivessem cientes da utilização de uma técnica de CPT, permitindo que uma camada mais alta modifique o valor da qualidade desejada dinamicamente para atender seus próprios requisitos. Uma possibilidade, mantendo a característica linear do controle, é a utilização de controladores MISO (*multiple-input single-output*) para a taxa de perdas de pacote (*missed ACKs*) também fosse levada

em conta, por exemplo. Ainda uma outra possibilidade é a utilização de um controle com dois graus de liberdade (2DoF), o controlador no *loop* externo teria como entradas a perda desejada de pacotes (tavez 0) e a taxa atual de perda de pacotes, e como saída o LQI desejado, e o controlador no *loop* interno teria como entradas o LQI desejado e o LQI medido, e como saída o nível de potência de transmissão. Estas alternativas ainda precisam ser estudadas, juntamente com outros sinais de referência, para determinar se são factíveis.

Um outro problema, este já mencionado no texto, decorre do fato de que o modelo de comunicação pode ser bastante diferente para cada canal de frequência, o que requer que também sejam utilizados vários conjuntos de parâmetros diferentes em um sistema que emprega saltos de frequência. Isto pode ser facilmente alcançado, mas gera um número grande de estados que precisam ser armazenados em cada dispositivos, incorrendo em um consumo de memória inconveniente. Uma investigação neste sentido pode resultar em uma técnica de fusão de informações ou pelo menos da fusão destes estados através de uma média com algum tipo de ponderação.

Finalmente, neste trabalho é utilizado o valor do LQI das mensagens, mas em dispositivos que não possuem esta informação disponível, pode-se substituir facilmente este valor pelo valor do RSSI. Porém é preciso que esta informação seja utilizada em conjunto com alguma outra, como a taxa de perda de pacotes, uma vez que o RSSI sozinho não é um bom indicador da qualidade do sinal.

## REFERÊNCIAS

- ÅKERBERG, J. et al. Design challenges and objectives in industrial wireless sensor networks. In: GÜNGÖR, V. Ç.; HANCKE, G. P. (Ed.). *Industrial Wireless Sensor Networks: Applications, protocols, and standards*. Boca Raton: CRC Press, 2013, (Industrial Electronics). cap. 4, p. 79–99. Disponível em: <<https://doi.org/10.1201/b14072-5>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. *Advanced PID control*. Research Triangle Park: ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.
- ATMEL CORPORATION. *AT86RF230*: Low power 2.4 GHz transceiver for ZigBee, IEEE 802.15.4, 6LoWPAN, RF4CE and ISM applications. San Jose, 2009. 97 p. Disponível em: <<http://www.atmel.com/Images/doc5131.pdf>>. Acesso em: 17 jan. 2017.
- BAZAN, O.; JASEEMUDDIN, M. A survey on MAC protocols for wireless adhoc networks with beamforming antennas. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Hsinchu, v. 14, n. 2, p. 216–239, abr. 2012. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/SURV.2011.041311.00099>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- BERGMANN, N. W.; HOU, L. Machine condition monitoring with industrial wireless sensor networks. In: GÜNGÖR, V. Ç.; HANCKE, G. P. (Ed.). *Industrial Wireless Sensor Networks: Applications, protocols, and standards*. Boca Raton: CRC Press, 2013, (Industrial Electronics). cap. 2, p. 23–45. Disponível em: <<https://doi.org/10.1201/b14072-3>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- CASCADO, D. et al. Determination of a power-saving method for real-time wireless sensor networks. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON PERFORMANCE EVALUATION OF COMPUTER AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS (SPECTS), 2010, Ottawa. *Proceedings...* New York: IEEE, 2010. p. 287–294. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5589323/>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- CHEN, D.; NIXON, M.; MOK, A. *WirelessHART<sup>TM</sup>*: Real-time mesh network for industrial automation. New York: Springer, 2010. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/978-1-4419-6047-4>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- CORREIA, L. H. A. et al. Transmission power control techniques for wireless sensor networks. *Computer Networks*, Atlanta, v. 51, n. 17, p. 4765–4779, dez. 2007. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.comnet.2007.07.008>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- DARGIE, W.; POELLABAUER, C. *Fundamentals of wireless sensor networks: Theory and practice*. Chichester: John Wiley & Sons, 2010. (Wiley Series on Wireless Communications and Mobile Computing). Disponível em: <<https://doi.org/10.1002/9780470666388>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- DOYLE, J. C.; SMITH, R. S.; ENNS, D. F. Control of plants with input saturation nonlinearities. In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 1987, Minnesota. *Proceedings...* Piscataway: IEEE, 1987. p. 1034–1039. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4789464/>>. Acesso em: 20 jan. 2017.

- ERMAN, A. T.; INCEL, O. D. Medium access control and routing in industrial wireless sensor networks. In: GÜNÇÖR, V. Ç.; HANCKE, G. P. (Ed.). *Industrial Wireless Sensor Networks: Applications, protocols, and standards*. Boca Raton: CRC Press, 2013, (Industrial Electronics). cap. 4, p. 231–258. Disponível em: <<https://doi.org/10.1201/b14072-12>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- FREESCALE SEMICONDUCTOR TECHNICAL INFORMATION CENTER. *MC1322x*: Advanced ZigBee™-compliant SoC platform for the 2.4 GHz IEEE® 802.15.4 standard reference manual. Chandler, 2012. 532 p. Disponível em: <<http://www.nxp.com/assets/documents/data/en/reference-manuals/MC1322xRM.pdf>>. Acesso em: 17 jan. 2017.
- GOMEZ, J.; CAMPBELL, A. T. Variable-range transmission power control in wireless ad hoc networks. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, Tucson, v. 6, n. 1, p. 87–99, jan. 2007. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TMC.2007.250673>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- GÜNÇÖR, V. Ç.; HANCKE, G. P. *Industrial Wireless Sensor Networks: Applications, protocols, and standards*. Boca Raton: CRC Press, 2013. (Industrial Electronics). Disponível em: <<https://doi.org/10.1201/b14072-15>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- HU, H.; XU, J.; TANG, X. Energy efficient data management. In: MAHALIK, N. P. (Ed.). *Sensor Networks and Configuration: Fundamentals, standards, platforms, and applications*. Berlin: Springer-Verlag, 2007. cap. 12, p. 259–279. Disponível em: <[https://doi.org/10.1007/3-540-37366-7\\_12](https://doi.org/10.1007/3-540-37366-7_12)>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- IFEDAYO, A. O.; DLODLO, M. Variable transmission power control in wireless ad-hoc networks. In: IEEE AFRICON INTERNATIONAL CONFERENCE, 12., 2015, Addis Abba. *Proceedings...* Piscataway: IEEE, 2015. p. 1–5. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/afircon.2015.7331980>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC. *IEEE 802.15.4*: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (WPANs). New York, 2006. 305 p. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ieeestd.2006.232110>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- KIM, S.; KIM, S.; EOM, D.-S. Rssi/lqi-based transmission power control for body area networks in healthcare environment. *IEEE journal of biomedical and health informatics*, Ioannina, v. 17, n. 3, p. 561–571, mai. 2013. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TITB.2012.2227335>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- KO, J.; TERZIS, A. Power control for mobile sensor networks an experimental approach. In: ANNUAL IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY CONFERENCE ON SENSOR, MESH AND AD HOC COMMUNICATIONS AND NETWORKS (SECON), 7., 2010, Boston. *Proceedings...* Piscataway: IEEE, 2010. p. 1–9. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/secon.2010.5508282>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- LI, F.; JU, L.; JIA, Z. Data aggregation framework for energy-efficient wireless sensor networks. *Journal of Systems Architecture*, York, v. 63, p. 70–79, fev. 2016. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.sysarc.2016.01.009>>. Acesso em: 23 jan. 2017.

- LIN, M.; KIM, H.-S.; BAHK, S. Transmission power control for large scale industrial applications in low power and lossy networks. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION AND COMMUNICATION TECHNOLOGY CONVERGENCE (ICTC), 2015, Jeju Island. *Proceedings...* Piscataway: IEEE, 2015. p. 380–382. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ictc.2015.7354568>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- MAHALIK, N. P. *Sensor Networks and Configuration: Fundamentals, standards, platforms, and applications*. Berlin: Springer-Verlag, 2007. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/3-540-37366-7>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *MRF24J40MD/ME*: 2.4 GHz IEEE std. 802.15.4™ RF transceiver module with PA/LNA. Chandler, 2014. 34 p. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70005173A.pdf>>. Acesso em: 17 jan. 2017.
- MÜLLER, I. et al. Development of a wirelessHART compatible field device. In: IEEE INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2010, Austin. *Proceedings...* Piscataway: IEEE, 2010. p. 1430–1434. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/imtc.2010.5488129>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- MÜLLER, I. et al. Automatic RF power adjustment for wirelessHART field devices. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY (ICIT), 2014, Busan. *Proceedings...* Piscataway: IEEE, 2014. p. 749–753. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/icit.2014.6895025>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- OCHOLA, E.; ELOFF, M.; POLL, J. van der. Beyond watchdog schemes in securing manet's reactive protocols operating on a dynamic transmission power control technique. In: SAI COMPUTING CONFERENCE, 2016, London. *Proceedings...* Piscataway: IEEE, 2016. p. 637–643. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/sai.2016.7556049>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- OGATA, K. *Discrete-time control systems*. 2. ed. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 1995.
- PANTAZIS, N. A.; NIKOLIDAKIS, S. A.; VERGADOS, D. D. Energy-efficient routing protocols in wireless sensor networks: A survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Hsinchu, v. 15, n. 2, p. 551–591, jul. 2013. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/SURV.2012.062612.00084>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- RAULT, T.; BOUABDALLAH, A.; CHALLAL, Y. Energy efficiency in wireless sensor networks: A top-down survey. *Computer Networks*, Atlanta, v. 67, p. 104–122, abr. 2014. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.comnet.2014.03.027>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- SILVA, R. W. P. da et al. PI-based transmission power control for WirelessHART field devices. *IFAC-PapersOnLine*, Amsterdam, v. 49, n. 30, p. 343–348, 2016. Trabalho apresentado no 4th IFAC Symposium on Telematics Applications TA 2016. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.ifacol.2016.11.159>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- TEXAS INSTRUMENTS INC. *CC2530F32, CC2530F64, CC2530F128, CC2530F256*: A true system-on-chip solution for 2.4-GHz IEEE 802.15.4 and ZigBee applications. Dallas, TX, 2011. 36 p. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2530.pdf>>. Acesso em: 17 jan. 2017.

- TUNA, G.; GÜNGÖR, V. Ç.; GULEZ, K. Energy harvesting techniques for industrial wireless sensor networks. In: GÜNGÖR, V. Ç.; HANCKE, G. P. (Ed.). *Industrial Wireless Sensor Networks: Applications, protocols, and standards*. Boca Raton: CRC Press, 2013, (Industrial Electronics). cap. 6, p. 119–136. Disponível em: <<https://doi.org/10.1201/b14072-7>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- VISIOLI, A. *Practical PID control*. London: Springer-Verlag, 2006. (Advances in Industrial Control). Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/1-84628-586-0>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- YANG, D.; XU, Y.; GIDLUND, M. Wireless coexistence between IEEE 802.11- and IEEE 802.15.4-based networks: A survey. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, v. 7, n. 1, p. 912152–912152, jul. 2011. Disponível em: <<https://doi.org/10.1155/2011/912152>>. Acesso em: 23 jan. 2017.
- ZHU, J.; BENSOU, B.; NAIT-ABDESSELAM, F. Power control protocols for wireless ad hoc networks. In: BOUKERCHE, A. (Ed.). *Algorithms and Protocols for Wireless and Mobile Ad Hoc Networks*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2008, (Wiley Series on Parallel and Distributed Computing). cap. 11, p. 315–352. Disponível em: <<https://doi.org/10.1002/9780470396384.ch11>>. Acesso em: 23 jan. 2017.