



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

Centro de Tecnologia e Urbanismo

Departamento de Engenharia Elétrica

Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica

Thiago Augusto Bruza Alves

Estudo de Técnicas de Controle PID para Alocação de Potência em Redes Ópticas Passivas de Próxima Geração

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Londrina, PR
2017



Thiago Augusto Bruza Alves

Estudo de Técnicas de Controle PID para Alocação de Potência em Redes Ópticas Passivas de Próxima Geração

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Sistemas de Telecomunicações

Orientador:
Prof. Dr. Fábio Renan Durand

Londrina, PR
2017

Ficha Catalográfica

Bruza Alves, Thiago Augusto

Estudo de Técnicas de Controle PID para Alocação de Potência em Redes Ópticas Passivas de Próxima Geração. Londrina, PR, 2017. 57 p.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, PR. Departamento de Engenharia Elétrica

1. Sistemas de Telecomunicações. 2. Sistemas de Múltiplo Acesso. 3. Rede Optica Passiva. I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

Thiago Augusto Bruza Alves

Estudo de Técnicas de Controle PID para Alocação de Potência em Redes Ópticas Passivas de Próxima Geração

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Sistemas de Telecomunicações

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Fábio Renan Durand
Orientador - Universidade Tecnológica Federal
do Paraná (UTFPR) - Cornélio Procópio

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo
Depto Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Cristiano Marcos Agulhari
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
(UTFPR) - Cornélio Procópio

Fevereiro de 2017

Dedico este trabalho a pessoas muito importantes:

meus pais por terem me dado a vida

meus irmão pela companhia

minha esposa pela dedicação e paciência

e aos meus filhos pelo amor incondicional.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por minha vida, por minha esposa Graziela e por meus filhos Rafael e Mateus.

Aos meus pais José Roberto e Fani, e aos meus irmãos Rodrigo e Roberta pelo incentivo e palavras de coragem para seguir em frente.

Ao meu orientador Prof. Dr. Fábio Renan Durand, pela constante orientação neste trabalho, mas acima de tudo pela sua amizade, paciência, tempo e conhecimento que foi compartilhado e principalmente pelo exemplo a ser seguido como mestre e amigo.

Aos Profs. Dr. Taufik Abrão e Dr. Bruno A. Angélico pelo apoio e suporte durante a realização deste trabalho.

Resumo

Neste trabalho são estudados os algoritmos de controle de potência distribuídos (DPCA - *Distributed Power Control Algorithm*) baseados nos modelos de Foschini/Miljanic (FM) e Verhulst (V) e a composição desses modelos com o controle Proporcional-Integral-Derivativo para as novas gerações das redes ópticas passivas (NG-PON - *New Generation - Passive Optical Network*). A proposta de arquitetura NG-PON utilizada é a 40G-OCDMA-PON (OCDMA - *Optical Code Division Multiple Access*). Nos DPCA-V e FM que representam a teoria de controle clássica, está presente a parcela integrativa, e apresentam limitações na precisão das estimativas da razão sinal-ruído mais interferência (SNIR - *Signal to Noise Plus Interference Ratio*) em ambientes de sinal fraco. O desenvolvimento dos DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V, baseados em PID e originados dos DPCA-FM e DPCA-V foram desenvolvidos para melhorar a precisão na estimativa da SNIR. Os principais resultados mostram que o DPCA-FM atinge a convergência com menor número de iterações do que o DPCA-V para boas situações de SNIR. No entanto, em cenários de sinal fraco, o DPCA-V apresenta menor discrepância do vetor de potência ótima (obtido através de inversão de matriz) e melhor taxa de convergência do que o DPCA-FM. Neste sentido, o DPCA-PID-V não apresenta impacto significativo sobre a tendência e a velocidade de convergência em comparação com o DPCA-V. O acréscimo das parcelas proporcionais e diferenciais ao DPCA-V para a criação do DPCA-PID-V com parâmetros de sintonia do PID obtidos empiricamente não apresentou impacto significativo na tendência e na velocidade de convergência. Por outro lado, o DPCA-PID-FM muda a tendência de não convergência do DPCA-FM. Finalmente, o aumento do erro da estimativa de canal faz com que em todos os DPCAs aumentem o erro quadrático médio normalizado (NMSE - *Normalized Mean Square Error*) de convergência. Adota-se o uso da técnica de otimização por enxame de partícula (PSO - *Particle Swarm Optimization*) para o ajuste dos ganhos, realizando a sintonia do PID, obtendo resultados satisfatórios com incremento na velocidade de convergência do DPCA-PID-FM com 32 e 48 unidades de rede ópticas (ONU - *Optical Network Unit*).

Abstract

Distributed power control algorithms (DPCAs) based on the Foschini/Miljanic (FM) and Verhulst (V) models and a proportional-integral-derivative (PID) algorithm have been investigated in this work for next-generation passive optical networks (NG-PONs). The DPCAs of FM and V that are represented by the classical control theory as an integral control present limitations in the accuracy of signal-to-noise-plus-interference ratio (SNIR) estimates in weak-signal environments. Furthermore, in this work the development of DPCA-PID-FM and DPCA-PID-V based on PID schemes originated as DPCA-FM and DPCA-V, respectively, has been conducted to overcome the SNIR estimation limitation. The main results have shown that DPCA-FM reaches convergence with a lower number of iterations than DPCA-V for situations of a good SNIR. However, under weak-signal scenarios, DPCA-V exhibits a smaller discrepancy from the optimum power vector solution and better convergence than DPCA-FM. Also, the proportional and differential actions taken in DPCA-V to originate DPCA-PID-V do not present a noticeable impact on the tendency and the velocity of the convergence compared with DPCA-V. On the other hand, DPCA-PID-FM changes the trend in convergence from DPCA-FM. Finally, the increase in channel error estimation causes an error of convergence for all DPCAs studied in this work. Particle Swarm Optimization (PSO) have been used to adjust the gains, performing the PID tuning, obtaining satisfactory results in the speed convergence of the DPCA-PID-FM with 32 and 48 ONUs.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas

Convenções e Lista de Símbolos

1	Introdução	1
1.1	Objetivos	5
1.2	Organização da Dissertação	5
1.3	Disseminação da Pesquisa	5
2	Redes Ópticas Passivas	7
2.1	WDM-PON	11
2.2	TDM-PON	12
2.3	OCDMA-PON	12
2.4	40G-OCDMA-PON	14
3	Controle de Potência	17
3.1	Controle de Potência Via Modelo de Verhulst	18
3.2	Controle de Potência Via Modelo de Foschini	20
3.3	Erro Quadrático Médio Normalizado	20
4	Algoritmo de Controle de Potência Utilizando PID	21
4.1	Controlador PID	21
4.2	Controle de Potência PID	23

4.3	Sintonia do Controlador PID	25
4.3.1	Ziegler-Nichols	25
4.3.2	Otimização por Enxame de Partículas	27
5	Avaliação do Desempenho	30
5.1	Estimativa de Erro do Canal	31
5.2	Compensação dos Efeitos de Atraso	31
5.3	Análise de Complexidade	32
5.4	Resultados Numéricos	33
6	Conclusão	51
6.1	Conclusões	51
6.2	Propostas de Trabalho Futuros	52
	Referências	53

Lista de Figuras

2.1	Rede PON.	8
2.2	<i>Roadmap</i> da evolução das redes ópticas a partir das redes G-PON.	10
2.3	Arquitetura de rede 40G-OCDMA-PON.	15
3.1	Curvas $p(t)$ parametrizadas por diferentes condições iniciais $p(0)$	19
4.1	Sistema em malha fechada.	22
4.2	Diagrama de bloco DPCA-PID.	24
4.3	Curva de resposta ao degrau unitário em forma de S.	26
4.4	Fluxograma do algoritmo da otimização por enxame de partículas, PSO.	29
5.1	Distância entre RN e OLT.	34
5.2	Distância entre RN e ONU.	34
5.3	Potência alocado para 32 ONUs no controle centralizado (Inversão de Matriz).	35
5.4	40G-PON-OCDMA com 32 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-FM e DPCA-V.	36
5.5	NMSE para DPCA-FM e DPCA-V com 32 ONUs.	36
5.6	Potência alocada para 48 ONUs no controle centralizado (Inversão de Matriz).	37
5.7	40G-PON-OCDMA com 48 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-FM e DPCA-V).	38
5.8	NMSE para DPCA-FM e DPCA-V com 48 ONUs.	38
5.9	40G-PON-OCDMA com 32 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.	40
5.10	NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com 32 ONUs.	40

5.11	40G-PON-OCDMA com 48 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.	41
5.12	NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com 48 ONUs. . . .	41
5.13	NMSE para DPCA-FM, DPCA-PID-FM, DPCA-V e DPCA-PID-V para 32 ONUs..	42
5.14	NMSE para DPCA-FM, DPCA-PID-FM, DPCA-V e DPCA-PID-V para 48 ONUs..	43
5.15	NMSE para DPCA-FM e DPCA-V com 32 ONUs. Estimativa de erro do canal em 0%, 10%, 20% e 30%.	44
5.16	NMSE para DPCA-FM e DPCA-V com 48 ONUs. Estimativa de erro do canal em 0%, 10%, 20% e 30%.	44
5.17	NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com 32 ONUs. Estimativa de erro do canal em 0%, 10%, 20% e 30%.	45
5.18	NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com 48 ONUs. Estimativa de erro do canal em 0%, 10%, 20% e 30%.	45
5.19	40G-PON-OCDMA com 32 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.	46
5.20	40G-PON-OCDMA com 48 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.	47
5.21	NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com e sem atraso com 32 e 48 ONUs.	48
5.22	40G-PON-OCDMA com 32 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM, empiricamente e com sintonia via PSO. . .	49
5.23	40G-PON-OCDMA com 48 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM, empiricamente e com sintonia via PSO. . .	50

Lista de Tabelas

2.1	Comparação de redes TDM-PON	9
4.1	Regra de sintonia de Ziegler-Nichols	26
5.1	Parâmetros do sistema	33
5.2	Parâmetros do PSO	48
5.3	Sintonia do PID via PSO.(Sistema com 32 ONUs)	49
5.4	Sintonia do PID via PSO. (Sistema com 48 ONUs)	50

Lista de Abreviaturas

10G-EPON *10 Gbps Ethernet Passive Optical Network*

10G-PON *10 Gbps Passive Optical Network -*

40G-OCDMA-PON *40 Gbps - Optical Code Division Multiple Access - Passive Optical Network*

ACO *Ant Colony Optimization*

ASE *Amplified Spontaneous Emission*

AON *Active Optical Networks*

AWG *Arrayed Waveguide Grating*

BER *Bit Error Rate*

CDMA *Code Division Multiple Access*

CIR *Carrier to Interference Ratio*

CS *Cell Station*

DPCA *Distributed Power Control Algorithm*

DPCA-FM *Distributed Power Control Algorithm - Foschini/Miljanic*

DPCA-V *Distributed Power Control Algorithm - Verhulst*

DPCA-PID *Distributed Power Control Algorithm - Proportional-Integral-Derivative*

DPCA-PID-FM *Distributed Power Control Algorithm - Proportional-Integral-Derivative - Foschini/Miljanic*

DPCA-PID-V *Distributed Power Control Algorithm - Proportional-Integral-Derivative - Verhulst*

E/D *Encoder/decoder*

EFM *Ethernet in the First Mile*

FBG *Fiber Bragg Grating*

FDM *Frequency Distribution Multiplexing*

FSAN *Full Service Access Network*

FSR *Free Spectral Range*

FTTH *Fiber to the Home*

FTTX *Fiber to the X*

G-PON *Gbps Ethernet Passive Optical Network*

GT *Game Theory*

GVD *Group Velocity Dispersion*

ICT *Information and Communications Technology*

IEEE *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

ITU-T *International Telecommunication Union*

LS *Local Search*

MAI *Multiple Access Interference*

MAN *Metropolitan Area Network*

NG-PON *New Generation - Passive Optical Network*

NG-PON1 *First New Generation - Passive Optical Network*

NG-PON2 *Second New Generation - Passive Optical Network*

NG-PON3 *Third New Generation - Passive Optical Network*

NMSE *Normalized Mean Square Error*

OC *Optical Coding*

OCDMA *Optical Code Division Multiple Access*

ODN *Optical Distribution Network*

OFDM *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

OLT *Optical Line Terminator*

ONU *Optical Network Unit*

OSNR *Optical Signal to Noise Ratio*

P2MP *Point to Multipoint*

PCR *Power Contrast Ratio*

PID *Proportional Integral Derivative*

PON *Passive Optical Network*

PSO *Particle Swarm Optimization*

PSK *Phase Shift Keying*

PSD *Power Spectral Density*

QoS *Quality of Service*

RN *Remote Node*

RSOA *Reflective Semiconductor Optical Amplifier*

SIR *Signal to Interference Ratio*

SNIR *Signal to Noise Plus Interference Ratio*

SONET/SDH *Synchronous Optical Networking and Synchronous Digital Hierarchy*

SS *Spread Spectrum*

SMF *Single Mode Fiber*

SSFBG *Super Structured Fiber Bragg Grating*

TDM *Time Division Multiplexing*

TDM-PON *Time Division Multiplexing - Passive Optical Network*

TWDM *Time and Wavelength Division Multiplexing*

TWDM-PON *Time and Wavelength Division Multiplexing - Passive Optical Network*

WAN *Wide Area Network*

WDM *Wavelength Division Multiplexing*

WDM-PON *Wavelength Division Multiplexing - Passive Optical Network*

WDMA *Wavelength Division Multiplexing Access*

XG-PON *X Gbps Ethernet Passive Optical Network*

Convenções e Lista de Símbolos

Na notação das fórmulas, as seguintes convenções foram utilizadas:

- letras minúsculas em negrito expressam vetores, exemplo: **v** e **p**;
- letras maiúsculas em negrito expressam matrizes, exemplo: **H**;
- $\{\}^T$ é o operador de transposição;
- $\{\}^{-1}$ é o operador matriz inversa;
- $\|\cdot\|^2$ denota a distância euclidiana quadrada à origem;
- $E[\cdot]$ é o operador de expectativa;
- i e j são indexadores de usuários receptor e transmissor, respectivamente;

Os seguintes símbolos serão utilizados:

símbolo	descrição
N	quantidade de pulsos ópticos com diferentes atrasos
T_c	intervalo de tempo entre dois pulsos consecutivos
n_s	índice de refração de guia de onda
c	velocidade da Luz
ΔL	comprimento do trecho de fibra
Γ	relação portadora/interferência
Γ^*	relação portadora/interferência alvo
G_{ij}	conexões dos pares emissor-receptor
p	potência óptica transmitida
p_i	potência transmitida para i_{th} ONU
p_j	potência interferente transmitida pela j_{th} ONU
n_{ii}	tempo de atualização da potência
n_{ij}	tempo de atualização da potência interferente
I	matriz identidade
H	matriz interferência normalizada

continua...

símbolo	descrição
$e_i[n]$	função de erro
β	ganho proporcional
α	ganho integral
θ	ganho derivativo
γ	razão da interferência sinal-ruído
γ^*	razão da interferência sinal-ruído alvo
ρ	variância média de Hamming
α_f	atenuação da fibra óptica
α_c	atenuação de codificador/decodificador
L_c	perdas internas totais do caminho óptico
d	medida de comprimento
σ	potência do ruído no receptor
n_{sp}	fator de emissão espontânea
h	constante de Planck
f	frequência da portadora
G_{amp}	ganho do amplificador
B_0	largura de banda óptica

1 Introdução

As redes ópticas passivas (PON - *Passive Optical Network*) se consolidaram como uma das principais tecnologias de redes de acesso de banda larga e sua cobertura tem se expandido também para redes de maior alcance, como as redes metropolitanas (MAN - *Metropolitan Area Network*) (ANDRADE et al., 2014); (SONG; KIM; MUKHERJEE, 2010). A rede PON é a principal tecnologia de rede de acesso de baixo custo para interligação de residências (FTTH - *Fiber to the Home*), banda larga e a rede de interligação das estações rádio bases de telefonia móvel celular (CS - *Cell Station*) (ANDRADE et al., 2014); (SONG; KIM; MUKHERJEE, 2010); (WONG, 2012).

As arquiteturas de rede PON permitem que uma única fibra óptica seja compartilhada por vários usuários, não necessitando de elementos ativos. A arquitetura da PON é composta por terminais de linha óptica (OLT - *Optical Line Terminator*) no lado do operador do serviço e de unidades de rede óptica (ONU - *Optical Network Unit*) no lado dos clientes (WONG, 2012). O atual padrão comercial das redes PON são as redes XG-PON (*X Gbps Ethernet Passive Optical Network*) e 10G-EPON (*10 Gbps Ethernet Passive Optical Network*), que são classificadas como rede de próxima geração (NG-PON1 - *First New Generation - Passive Optical Network*) (SONG; KIM; MUKHERJEE, 2010). Essas redes são baseadas na tecnologia de multiplexação por divisão do tempo (TDM - *Time Division Multiplexing*) com uma taxa de transmissão de 10 Gbps (BINDHAIQ et al., 2015). A evolução natural do NG-PON1 para a segunda geração (NG-PON2 - *Second New Generation - Passive Optical Network*), destina-se a aumentar a área de cobertura, aumentar a taxa de transmissão e expandir o número de ONU entre 32 e 128 (WONG, 2012); (BINDHAIQ et al., 2015). Além disso, a padronização NG-PON2 requer taxa de transmissão mínima de 40 Gbps da OLT para as ONU (*downstream*) e 10 Gbps das ONU para a OLT (*upstream*) (BINDHAIQ et al., 2015).

Os grupos de padronização Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica (IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e União Internacional de Telecomunicações - Telecom (ITU-T - *International Telecommunication*

Union) bem como o segmento industrial têm apontado a multiplexação híbrida de divisão por multiplexação de tempo e comprimento de onda (TWDM - *Time and Wavelength Division Multiplexing*) como uma solução potencial para cumprir os requisitos da NG-PON2 (BINDHAIQ et al., 2015). Porém, considerando as limitações tecnológicas existentes na técnica TDM e a disponibilidade limitada de faixa espectral da multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM - *Wavelength Division Multiplexing*), é preciso desenvolver novas propostas considerando as evoluções NG-PON2 e terceira geração (NG-PON3 - *Third New Generation - Passive Optical Network*). O desenvolvimento de novas propostas irá basear-se na utilização de tecnologias tais como a WDM, Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e Acesso Múltiplo por Divisão de Código Óptico (OCDMA - *Optical Code Division Multiple Access*), bem como formatos de modulação avançada, em que estas tecnologias podem ser utilizadas de uma forma única ou em conjunto (ANDRADE et al., 2014); (SONG; KIM; MUKHERJEE, 2010); (WONG, 2012).

Neste contexto, a evolução para a NG-PON2 e NG-PON3 apresenta alguns desafios como a extensão do balanço de potência óptica, a mitigação de restrições das fibras (efeitos lineares e não lineares) e a alocação dinâmica de recursos (KODAMA et al., 2013); (YOSHIMA et al., 2013). Além disso, é fundamental investigar a eficiência energética e a eficiência espectral, tendo em vista o crescimento elevado do tráfego, o aumento do número de ONUs e a tendência de expansão destas redes (KHOTIMSKY et al., 2014).

A crescente demanda por serviços de dados, voz e imagem vem incentivando grandes avanços no desenvolvimento de redes de acesso. Neste contexto, frente à perspectiva do crescimento exponencial das infraestruturas de serviços de tecnologia da informação e comunicação (ICT - *Information and Communications Technology*), as quais têm seus consumos estimados em 4% da energia elétrica consumida em escala global (BUYSSE et al., 2013), tornou-se relevante investigar as questões referentes à eficiência energética dessas ICTs (BUYSSE et al., 2013); (TZANAKAKI et al., 2011); (HEDDEGHEM et al., 2012); (VIZCAËNO; YE; MONROY, 2012).

A tecnologia OCDMA é promissora para NG-PON2 e NG-PON3 e tem atraído muitos interesses devido às suas várias vantagens, incluindo operação assíncrona, alta flexibilidade, transparência de protocolo, controle de rede simplificado e segurança (KODAMA et al., 2013); (YOSHIMA et al., 2013). Em redes OCDMA, cada código diferente define uma ONU e diferentes códigos-ONUs podem compartilhar o mesmo canal. Em um único canal, a interferência que pode surgir entre diferen-

tes códigos de usuários é conhecida como interferência de múltiplo acesso (MAI - *Multiple Access Interference*) e pode limitar o número de códigos de usuários utilizando o canal ao mesmo tempo (YOSHIMA et al., 2013).

Em (MATSUMOTO et al., 2014) foi proposta uma arquitetura OCDMA baseada em um único codificador/decodificador multi-porta na OLT e codificador/decodificador baseado em SSFBG (*Super Structured Fiber Bragg Grating*) nas ONUs, desenvolvido como candidato para evolução da NG-PON2 e NG-PON3. Este esquema pode chegar a uma taxa de transmissão bidirecional de 40 Gbps e o uso do codificador/decodificador multiporta junto ao OLT torna o sistema viável comparado à utilização de codificador/decodificador para cada transmissor/receptor na OLT. Neste sentido, ocorre o processamento de um único código óptico no codificador/decodificador em cada ONU com pequenas dimensões e custo. Esta abordagem pode melhorar aspectos como custo e eficiência da rede, além de aumentar a flexibilidade do sistema para suportar a demanda das ONUs. Esta rede pode ser combinada com a tecnologia WDM no intuito de aumentar o número de ONUs atendidas. Neste trabalho será adotada esta arquitetura de rede OCDMA em função das características apresentadas e será adotada a nomenclatura (40G-OCDMA-PON - *40 Gbps - Optical Code Division Multiple Access - Passive Optical Network*).

As investigações em torno da 40G-OCDMA-PON não têm abordado aspectos como controle de potência e eficiência energética, que são de extrema importância no cenário atual e futuro. Neste contexto, nas redes PONs, um recurso fundamental é a potência transmitida nas ONUs. O controle e a otimização dinâmica da potência transmitida permite uma maior flexibilidade, capacidade e eficiência energética de rede (TARHUNI et al., 2006); (ZULAI; DURAND; ABRAO, 2015).

O problema do controle de potência óptica foi recentemente investigado no contexto das redes de acesso com o objetivo de resolver o problema das distâncias das ONUs (DURAND; FILHO; ABRAO, 2011); (MAYERS et al., 2015), e estabelecer um serviço de qualidade (QoS - *Quality of Service*) na camada física (INATY et al., 2009); (KHALEGHI; PAKRAVAN, 2010).

Em (DURAND; FILHO; ABRAO, 2011), o impacto do controle de potência no gerenciamento de acesso aleatório foi investigado. Em (TARHUNI et al., 2006), o efeito do problema das distâncias e uma análise detalhada do controle de potência estão presente, incluindo o uso de algoritmos distribuídos. Em contra-partida, em (KODAMA et al., 2013); (INATY et al., 2009) o conceito de que os usuários de diferentes classes devem transmitir em diferentes níveis de potência foi aplicado.

Diferentes níveis de potência foram obtidos com atenuadores ópticos (INATY et al., 2003), codificadores/decodificadores ajustáveis (YANG; HUANG; HSU, 2008), e transmissores ajustáveis (KHALEGHI; PAKRAVAN, 2010). Além disso, a seleção ideal dos parâmetros do sistema, tais como a potência transmitida e a taxa de transmissão pode melhorar o desempenho (INATY et al., 2009); (YASHIMA; KOBAYASHI, 2003); (MIYAZAWA; SASASE, 2004); (RAAD et al., 2007). Assim, recentemente, pesquisas têm mostrado a utilização de algoritmos de alocação de potência e otimização, tais como busca local (LS - *Local Search*), otimização por enxame de partícula (PSO - *Particle Swarm Optimization*), otimização por colônia de formigas (ACO - *Ant Colony Optimization*) e Teoria dos jogos (GT - *Game Theory*) para regular a potência transmitida, a variação da taxa de bit e o número de usuários ativos, a fim de maximizar a taxa de transferência agregada das redes ópticas (ZULAI; DURAND; ABRAO, 2015); (PAN; PAVEL, 2014); (PAULA; DURAND; ABRAO, 2014).

Os algoritmos de controle de potência distribuídos (DPCA - *Distributed Power Control Algorithm*) vêm sendo utilizados para sintonia da potência transmitida e para variação de taxa de transmissão em redes CDMA (*Code Division Multiple Access*). A menor complexidade computacional desses DPCAs, por não realizarem o procedimento de inversão de matriz, propostos inicialmente para rede sem fio, como Foschini e Miljanic (DPCA-FM) proposta em (FOSCHINI; MILJANIC, 1993) e Verhulst (DPCA-V) proposto em (GROSS; ABRAO; JESZENSKY, 2011) representam uma solução para a alocação de potência em redes PONs.

Embora estes DPCAs tenham sido propostos para o ambiente de redes sem fio, ambos foram adaptados para cenário de redes ópticas (TARHUNI et al., 2006); (DURAND; ABRAO, 2011). Os algoritmos DPCA-FM e DPCA-V podem ser representados pela teoria clássica do controle, por meio do elemento integrativo com algumas diferenças na função do erro entre DPCA-FM e DPCA-V (DELGADO; LUNA-RIVERA; MARTNEZ-LOPEZ, 2010). Neste sentido, com o objetivo de obter um refino no controle de potência, as parcelas proporcional e derivativa, podem ser adicionados aos DPCA-FM e DPCA-V, obtendo algoritmos com base no controle Proporcional Integral Derivativo (PID - *Proportional Integral Derivative*) (PAUL et al., 2005) dando origem aos algoritmos DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V. A abordagem PID é atraente devido à sua boa relação de desempenho e complexidade e também apresenta vantagens em relação aos métodos de otimização que utilizam inversão de matriz, procedimentos puramente numéricos e outras abordagens heurísticas. Os aspectos da convergência, desempenho, complexidade e efeitos da estimativa do canal ainda não foram investigados para avaliar o de-

sempenho dos DPCA-FM e DPCA-V no ambiente de redes ópticas de próxima geração.

1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é a investigação e o desenvolvimento de algoritmos de controle de potência baseados no DPCA-FM e DPCA-V para redes 40G-OCDMA-PON. Neste desenvolvimento serão empregados esquemas de controle PID adicionados ao DPCA-FM e DPCA-V dando origem aos algoritmos DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V, respectivamente. A viabilidade destes algoritmos será analisada por meio de aspectos de convergência, desempenho, complexidade e efeitos do erro de estimativa de canal.

1.2 Organização da Dissertação

O restante desse trabalho está dividido da seguinte forma:

O capítulo 2 apresenta os conceitos de redes PON, TDM-PON, WDM-PON, OCDMA-PON e 40G-OCDMA-PON, descrevendo e ilustrando suas características, arquiteturas de rede, particularidades, vantagens e também as suas limitações.

O capítulo 3 traz um referencial teórico sobre os mecanismos de controle de potência em redes OCDMA-PON, explanando o modelo de Verhulst e o modelo de Foschini/Miljanic.

O capítulo 4 traz uma apresentação do controle PID e sua inserção no algoritmo de alocação de potência nas redes PON.

O capítulo 5 destina-se em fazer uma análise do desempenho dos algoritmos propostos, demonstra-se a alocação de potência com estimativa de erro no canal e com atraso e são apresentados os resultados.

O capítulo 6 apresenta a conclusão do trabalho.

1.3 Disseminação da Pesquisa

O desenvolvimento da pesquisa desta dissertação resultou na disseminação por meio das seguintes publicações:

1. Thiago A. Bruza Alves, Taufik Abrão, Fábio Renan Durand e Bruno A. Angelico, *Analisis of Proportional-Integral-Derivative (PID) Algorithm for Power*

Allocation in OCDMA Next Generation Passive Optical Networks 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, Porto Alegre, 25 a 29 de julho, 2016.

2. Thiago A. Bruza Alves, Fábio Renan Durand e Bruno A. Angelico and Taufik Abrão Power Allocation Scheme for OCDMA NG-PON with Proportional-Integral-Derivative Algorithms, IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking Vol.8 n.9: pág. 645–655.

2 Redes Ópticas Passivas

Nos últimos anos as redes de acesso têm se tornado o ponto de maior atenção nas redes de telecomunicações. A demanda de largura de banda exigida pelos usuários vem aumentando rapidamente e as soluções de acesso em banda larga mais utilizadas atualmente logo se tornarão ineficientes. As fibras ópticas surgem, então, como uma boa alternativa para atender o aumento de demanda das redes de acesso (ILYAS; MOUFTAH, 2003).

As fibras ópticas têm sido tradicionalmente usadas como meio físico para transmissão de dados entre MANs e rede de grandes extensões (WAN - *Wide Area Network*) (DIXIT, 2003), sendo que os elevados custos dos equipamentos ópticos são compartilhados por milhões de usuários. O desenvolvimento de novos serviços e o aumento na demanda por largura de banda dos clientes residenciais e empresas, faz com que a fibra óptica chegue cada vez mais perto dos usuários finais, mesmo sabendo que as redes de acesso geralmente conectam algumas dezenas ou centenas de usuários e que sua a implantação é mais difícil.

Em esquemas utilizando fibra óptica na topologia ponto-multiponto, diversos usuários compartilham uma fibra até um nó remoto (RN - *Remote Node*), a partir do qual cada cliente dispõe do seu enlace óptico. O RN pode ser passivo ou ativo, dependendo se é eletricamente alimentado ou não. Se requerer suprimento de energia, a arquitetura é chamada ativa (AON - *Active Optical Networks*), caso contrário a arquitetura recebe o nome de PON. A figura 2.1 mostra a configuração básica da rede PON.

Neste capítulo serão apresentadas as características principais das redes ópticas passivas. O objetivo é descrever seus princípios de funcionamento, padronização de suas arquiteturas por meio do IEEE e ITU-T e ainda conhecer as estratégias de evolução previstas.

As redes PON foram idealizadas na década de 1970, sendo padronizadas e comercialmente implementadas a partir de meados dos anos 1990 (SRIVASTAVA, 2013). A maior parte do mercado das redes de acesso utiliza esta rede que apre-

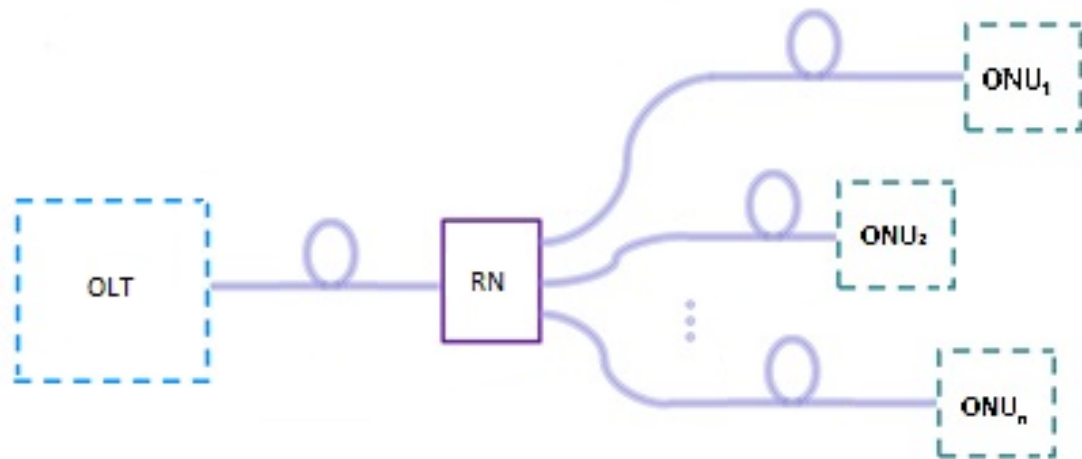


Figura 2.1: Rede PON.

Fonte: O autor

sentam um futuro promissor.

Em 2005, já era possível alcançar uma taxa de transferência de bits na ordem de 1 Gbps conhecida como G-PON (*Gbps Ethernet Passive Optical Network*), com expectativa de evoluir para maiores capacidades, as denominadas redes NG-PON1, NG-PON2 e NG-PON3.

Desde o início, as padronizações, normas e recomendações para redes PON foram discutidas e consolidadas pelo FSAN (*Full Service Access Network*), com participação do ITU-T e pela aliança EFM (*Ethernet in the First Mile*) em conjunto com o IEEE (PAUL et al., 2005); (KITAYAMA, 2014).

A Tabela 2.1 mostra uma evolução de velocidade das interfaces em sintonia com as crescentes demandas. A rede NG-PON1 (XG-PON/10G-EPON), foi projetada para o início da década de 2010 e já possuía uma taxa de transferência de bits na ordem de 10 Gbps.

As redes com multiplexação por divisão do tempo em redes ópticas passivas (TDM-PON - *Time Division Multiplexing - Passive Optical Network*) em um cenário com compartilhamento da mesma fibra pelos usuários ainda é capaz de atender as demandas projetadas no entanto, as limitações impostas pela potência de transmissão, pelo limiar de recepção e ainda pela elevada dispersão cromática (SRIVASTAVA, 2013) podem impossibilitar o atendimento dos requisitos necessários para as gerações seguintes, denominadas NG-PON2 e NG-PON3, previstas para meados desta década e início da próxima, respectivamente.

As padronizações TDM contemplam taxas de transmissão na ordem dos Gbps

Tabela 2.1: Comparação de redes TDM-PON

Características	A-PON /B- PON	GPON	EPON	G-EPON	10G- EPON	XG- PON
Padrões	ITU-T G.983	ITU-T G.984	IEEE 802.3ah	IEEE 802.3ah	IEEE 802.3av	ITU-T G.987
Capacidade de transmissão	155/622 Mbps	2.5Gbps	1 Gbps	1 Gbps	10 Gbps	10 Gbps
Tamanho dos pacotes de da- dos	Fixo em 53 bytes	De 53 a 1518 by- tes	De 64 a 1518 by- tes	De 64 a 1518 by- tes	De 64 a 1518 by- tes	De 53 a 1518 by- tes
Protocolo	ATM	ATM /Ether- net	Ethernet	Ethernet	Ethernet	ATM /Ether- net
Comprimento de onda downstream	1480 a 1500 nm	1480 a 1500 nm	1490 a 1510 nm	1490 nm	1577 a 1590 nm	1575 a 1580 nm
Comprimento de onda ups- stream	1260 a 1360 nm	1260 a 1360 nm	1310 nm	1310 nm	1310 nm	1260 a 1280 nm
Alcance	20 Km	20 Km	20 Km	20 Km	20 Km	20 Km
Taxa de fracio- namento	1:32	1:128	1:32 e 1:16	1:16	1:128	1:64
Largura de banda média por usuário	20 Mbps	20 Mbps	30 a 60 Mbps	80 Mbps	80 Mbps	160 Mbps
Custos estima- dos	Baixo	Médio	Baixo	Médio	Alto	Alto

na OLT. Porém, a multiplexação no domínio do tempo implica no compartilhamento de banda por várias ONUs. Isso acaba por reduzir a taxa de transmissão da ordem de Gbps para Mbps para as ONUs individualmente. Mesmo com essa desvantagem as PONs consolidaram-se como redes de acesso mais adequadas para o transporte de informações pela sua flexibilidade, escalabilidade, bem como facilidade de uso e operação. A figura 2.2 mostra o *roadmap* projetado para as redes PON.

Seguindo essas premissas, a rede NG-PON1 em suas especificações prevê um cenário de migração futura desta para a rede de geração subsequente NG-PON2. Mais especificamente, contempla uma migração gradual de redes, apresentando compatibilidade e possível coexistência com as redes de gerações anteriores.

A padronização para NG-PON1 IEEE 802.3av apresenta avanços tais como: taxas de transmissão de 10 Gbps (*downstream*) e de 2,5 Gbps (*upstream*); suporte à arquitetura Ponto-Multiponto (P2MP - *Point to Multipoint*); capacidade de *splitters* 1:64; alcance físico mínimo de 20 km; maior *throughput*; e menor

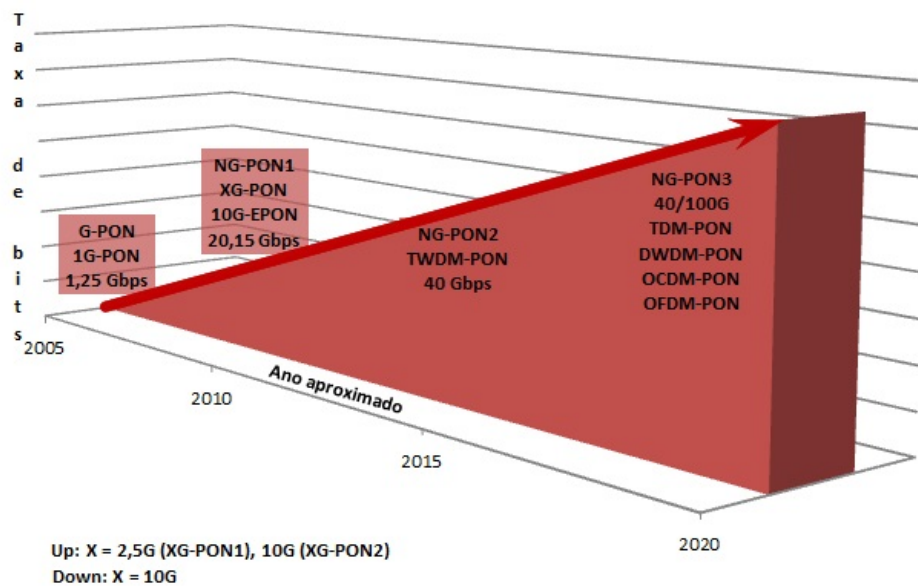


Figura 2.2: *Roadmap* da evolução das redes ópticas a partir das redes G-PON.

Fonte: (KITAYAMA, 2014) Adaptado pelo autor

perda de sinal óptico pela rede (KITAYAMA, 2014). A Tabela 2.1 detalha algumas especificações dessa e de outras padronizações de redes PON.

Assim, estudos contínuos do FSAN, IEEE, EFM e ITU-T propuseram uma nova geração de redes PON, denominadas NG-PON de primeiro estágio (NG-PON1/XG-PON) e NG-PON de segundo estágio (NG-PON2/10G-PON). As NG-PON1 pertencem a uma geração intermediária baseada em taxas de transmissão de 10 Gbps (*upstream*) e 2,5 Gbps (*downstream*). Já as NG-PON2 são redes que apresentam taxas de transmissão de 40 Gbps (*downstream*) e 10 Gbps (*upstream*) com compatibilidade com as redes NG-PON1, ou seja, há uma coexistência de equipamentos dentro das operadoras OLTs, nas redes de distribuição ópticas (ODN - *Optical Distribution Network*) e também nos usuários finais ONU.

A tecnologia híbrida TWDM-PON foi a solução encontrada para atender os requisitos das redes NG-PON2 utilizando TDM e WDM, sendo considerada a mais viável pelo FSAN (ZACCARIN; KAVEGARD, 1993); (INATY et al., 2009) com o apoio de diversos fabricantes de equipamentos (TARHUNI et al., 2006). Para essas redes vários avanços foram previstos, tais como: taxas de transmissão de 40/10 Gbps (*downstream/upstream*), com possibilidade de alcançar 160/80 Gbps, respectivamente; alcance de 40 km sem uso de amplificadores; alcance de 60 a 100 km com uso de amplificadores; compatibilidade com infraestrutura atual de rede e taxa de divisão da fibra (*split ratio*) 1:256 (KITAYAMA, 2014).

Para as redes NG-PON3 as padronizações ainda estão a ser definidas e possivelmente tecnologias híbridas serão utilizadas, seguindo a solução encontrada já para as redes NG-PON2.

2.1 WDM-PON

A tecnologia WDM foi concebida e desenvolvida em laboratório em meados da década de 1970. Economicamente e comercialmente, tornou-se viável somente no início dos anos 1990.

A técnica WDM é caracterizada pela multiplexação por divisão dos comprimentos de onda. Nesta, vários canais de informação podem ser multiplexados em uma única fibra óptica, permitindo a multiplicação da capacidade de transmissão de dados (BINDHAIQ et al., 2015). Além disso, cada comprimento de onda pode ter uma velocidade de transmissão e modulação distinta. Esta tecnologia está sendo estudada e aplicada por sua escalabilidade e uniformidade como suporte às arquiteturas FTTX (*Fiber to the X*), em particular a configuração FTTH (BINDHAIQ et al., 2015), tecnologia de interligação de residências através de fibra ópticas, em substituição aos cabos de cobre e cabos coaxiais.

No início dos anos 2010, os sistemas WDM já estavam desenvolvidos a ponto de serem capazes de trabalhar com mais de 160 comprimentos de onda simultâneos com taxas de aproximadamente 40 Gbps. Os sistemas WDM normalmente utilizam fibra óptica monomodo (SMF - *Single Modo Fiber*), que trabalha com apenas um único modo óptico e com um diâmetro central de 9 nm.

Teoricamente, o WDM-PON é uma arquitetura ponto-a-ponto que poderia ter capacidade infinita (SHADDAD et al., 2014), limitada apenas pela quantidade de comprimentos de onda disponíveis, além da grande escalabilidade e suporte às arquiteturas de redes FTTX. Entretanto, como a rede é baseada em multiplexação por divisão de comprimentos de onda, a configuração lógica do serviço é ponto-a-ponto, ou seja, mesmo se a topologia física estiver de maneira diferente, como anel ou *mesh* por exemplo, um comprimento de onda só pode ser utilizado ponto-a-ponto, implicando em um custo operacional elevado para a rede e baixo aproveitamento de recursos (SHADDAD et al., 2014).

Uma maneira de se evitar o uso de um mesmo comprimento de onda por toda a extensão do enlace óptico é a utilização de lasers baseados em amplificadores semicondutores ópticos refletivos (RSOA - *Reflective Semiconductor Optical Amplifier*) sintonizáveis em comprimento de onda, que possuem custo baixo e

possibilitam um *jump* óptico, ou seja, uma mudança de comprimento de onda em parte ou no restante do trecho do sinal óptico. Isso, porém, complica o gerenciamento e a operação da rede.

No contexto das próximas gerações de redes PON, o WDM não consegue atender os requisitos de compatibilidade com as redes de gerações anteriores, ficando prejudicado seu uso para redes NG-PON2 e NG-PON3.

2.2 TDM-PON

A rede TDM baseia-se na transmissão de informação em canais distintos no domínio do tempo, denominados *timeslots*, intercalando-se com outros canais de transmissão.

As redes ópticas síncronas e hierarquia digital síncrona (SONET/SDH - *Synchronous Optical Networking and Synchronous Digital Hierarchy*) são padronizadas para a multiplexação e transmissão de sinais ópticos TDM baseadas em topologias de redes em *broadcast* ou que usam comutação óptica (ZACCARIN; KAVEGARD, 1993). Nas redes *broadcast* não existe comutação na rede, sendo as informações transmitidas das OLTs para todos os nós de rede denominados ONU.

Dentro dessas arquiteturas, todos os sinais multiplexados no tempo nas redes TDM-PON chegam a um divisor RN (*splitter*) que pode fazer uma divisão da rede na proporção 1:N e replicar o mesmo sinal multiplexado transmitido pela OLT para todas as ONUs. Estes equipamentos são capazes de identificar o *timeslot* contendo as informações a eles destinadas, filtrando as demais e reconstruindo as informações originalmente a eles destinadas.

2.3 OCDMA-PON

A tecnologia de acesso múltiplo por divisão de códigos (CDMA - *Code Division Multiple Access*) empregada em redes sem fio passou a ser empregada no domínio óptico por meio do (OCDMA - *Optical Code Division Multiple Access*). Essa tecnologia vem sendo utilizada nas redes *Passive Optical Network* (PON)s.

O CDMA utiliza técnicas de espalhamento espectral (SS - *Spread Spectrum*) que têm sido estudadas desde a década de 1950 (KITAYAMA, 2014). Essas técnicas são aplicáveis em sistemas de comunicações, de navegação e de teste que não utilizam os formatos usuais de padronização de sinal, sendo o CDMA sem fio a técnica mais conhecida de uso do SS, melhorando a sua eficiência espectral e

possibilitando que usuários distintos compartilhem a mesma faixa de frequências (ZULAI, 2015).

Apesar desse sucesso nas redes sem fio, ainda é recente a pesquisa e desenvolvimento de redes ópticas CDMA comercialmente viáveis. Entre as décadas de 1960 e 1980, a imaturidade tecnológica dos dispositivos ópticos, como codificadores/decodificadores e dispositivos para redes de acesso, não permitiu o desenvolvimento de redes OCDMA-PON naquela ocasião (TARHUNI et al., 2006). Só recentemente, com a crescente e contínua demanda por largura de banda, os dispositivos de codificação óptica apresentaram avanços e já são uma alternativa viável às redes OCDMA-PON.

A rede OCDMA-PON pode operar de forma assíncrona, não necessitando de um controle centralizado, não sofrendo com colisão de pacotes e sem a necessidade de qualquer gerenciamento no tempo ou frequência. Diferentemente das redes TDM-PON e WDM-PON, as redes OCDMA-PON possuem um grau de liberdade que vai além desses domínios, podendo-se valer também da polarização do sinal óptico para composição do código óptico. Assim, cada usuário tem seu próprio código óptico único na rede, sendo possível o compartilhamento da mesma fibra tanto no tempo como no comprimento de onda (ZULAI, 2015).

Observa-se que essa rede faz a transmissão dos dados em *broadcast*, ou seja, toda a informação transmitida chega a todos os usuários de forma simultânea e sem atraso. Um algoritmo é responsável por formar os códigos ópticos que o codificador utiliza, podendo se utilizar de um ou mais comprimentos de onda. Na recepção do sinal é necessário um dispositivo denominado correlator óptico que possui um filtro casado, sendo que este dispositivo possui uma cópia do código de origem para que seja possível decodificar a informação por meio de um pulso de auto correlação que possui a potência maior que as potências dos demais pulsos dentro de um limiar. Sob o ponto de vista dos comprimentos de onda, o que diferencia o sistema de acesso múltiplo por divisão do comprimento de onda (WDMA - *Wavelength Division Multiplexing Access*) do sistema OCDMA é que, no primeiro, cada canal é representado por um único pulso com seu respectivo comprimento de onda, ao passo que no OCDMA o comprimento de onda é utilizado apenas na composição do código. Esse código óptico representa o endereço do usuário e cada bit transmitido transporta consigo esse rótulo pela rede que representa o endereço de origem e o endereço de destino da informação. A codificação óptica (OC - *Optical Coding*) é o processo pelo qual um código é inserido ou extraído de um sinal óptico, sendo um componente aplicado nas tecnologias de comutação óptica.

Uma das grandes vantagens conseguidas por meio da codificação em sistemas OCDMA é a segurança de informações, uma vez que cada código é atribuído de forma exclusiva para cada usuário. Estes códigos podem ser construídos no domínio do tempo, frequência, espaço, fase ou mesmo agregando-se mais de um domínio simultaneamente. Podem ser classificados como códigos unidimensionais (1D), bidimensionais (2D) e tridimensionais (3D), sendo que esses dois últimos utilizam mais de um domínio.

2.4 40G-OCDMA-PON

A arquitetura da rede de próxima geração adotada neste trabalho com base na 40G-OCDMA-PON é ilustrada na figura 2.4. Nesta arquitetura o codificador/decodificador presentes no OLT são baseados em roteadores passivos de comprimentos de onda (AWG - *Arrayed Waveguide Grating*) para gerar e reconhecer múltiplos códigos ópticos num único equipamento, simultaneamente (KODAMA et al., 2013). Além disso, o codificador/decodificador para as ONUs baseia-se em SSFBG, que tem características como desempenho independente da polarização, baixas perdas de inserção, independência do comprimento de código, assim como uma boa conectividade com a fibra óptica (MATSUMOTO et al., 2014). O código gerado no OLT e as ONUs são categorizados como modulação em fase por chaveamento (PSK - *Phase Shift Keying*), no qual a informação do código é incorporada para a fase (KODAMA et al., 2013).

No codificador/decodificador multi-porta no OLT, o mecanismo para a construção de um conjunto de códigos ópticos pode ser descrito considerando o AWG com N entradas/saídas no domínio do tempo. Se um impulso de luz é dirigido para uma das entradas do dispositivo, N cópias do pulso serão geradas pelas placas de entrada do acoplador, com as fases geradas pela configuração circular *Rowland* (ZULAI; DURAND; ABRAO, 2015). Os pulsos ópticos viajam por caminhos diferentes na arquitetura e as placas de saída recombina os pulsos para construir N códigos nas saídas do dispositivo. Cada código PSK modulado é composto de N pulsos ópticos com diferentes atrasos.

Assim, cada código do PSK é obtido através de uma combinação de N impulsos de luz com fase diferente. A *chip period* (T_C), que representa o tamanho do intervalo de tempo entre dois pulsos consecutivos em cada código óptico é definido como $T_C = n_S(\Delta L/c)$, onde n_S é o índice de refração de guia de onda, c é a velocidade da luz e ΔL o comprimento do trecho de fibra (MAYERS et al., 2015). O T_C é igual ao inverso do comprimento espectral livre (FSR - *Free Spectral Range*)

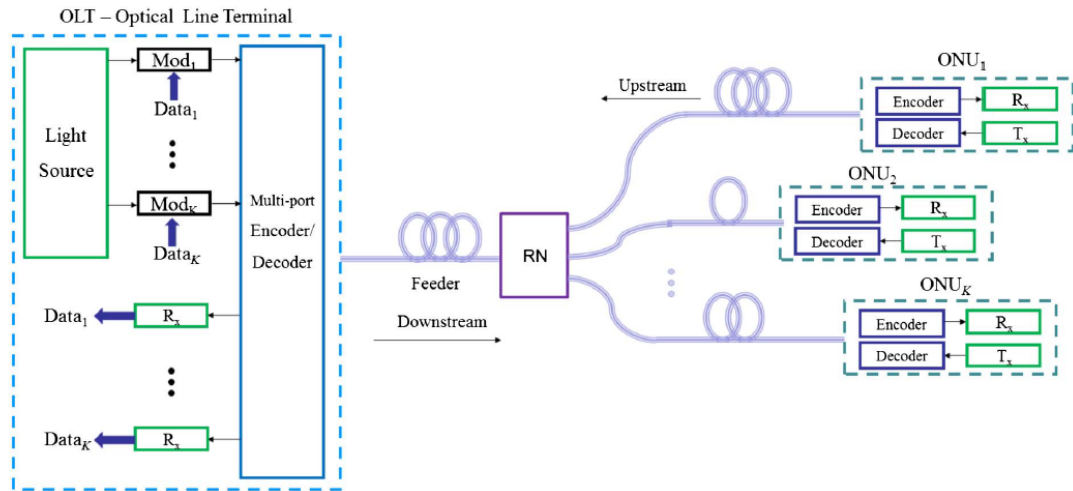


Figura 2.3: Arquitetura de rede 40G-OCDMA-PON.

Fonte: ALVES, 2016

e o número de códigos gerados (cardinalidade) depende da combinação de impulsos na entrada do dispositivo. Além disso, empregando uma combinação de $N/2$ impulsos pode-se obter uma cardinalidade dada pelo binômio $\binom{N}{N/2}$. Note-se que N é o comprimento do código, com correlação cruzada máxima destes conjuntos de códigos dado por $(N - 1)^2$ e o pico de autocorrelação dado por N^2 (WANG et al., 2007).

No entanto, no caso do sistema OCDMA baseado em codificador/decodificador (E/D - *Encoder/decoder*) AWG a razão da potência de contraste (PCR - *Power Contrast Ratio (PCR)*) entre a autocorrelação e a correlação cruzada depende da arquitetura E/D AWG (KODAMA et al., 2013); (YOSHIMA et al., 2013); (RYOSUKE et al., 2015); (PAULA; DURAND; ABRAO, 2014). As arquiteturas otimizadas E/D - AWG podem fornecer um alto nível de PCR, como o multi-portas E/D com mais de 35 dB para AWG com 128 x 128 portas (RYOSUKE et al., 2015).

No SSFBG presente na ONU, uma sequência de código óptico é obtida através da reflexão de pulsos ópticos em cada FBG. Um SSFBG é definido como uma classe especial de FBG, onde diversos pequenos segmentos, modificados a laser para alterar o índice de refração da fibra, estão presentes ao longo do eixo da fibra configuram a alteração total. No código PSK uma atribuição da informação do código de multi-nível para cada pulso pode reduzir a influência do ruído MAI, a propriedade de correlação deste código é superior a outras sequências de códigos coerentes (KODAMA et al., 2013); (MATSUMOTO et al., 2014). Para gerar o código PSK na estrutura SSFBG, o número de segmentos (*chips*) FBG e o nível de mudança de fase para as sequências de código desejada devem ser ajustados.

Este SSFBG também atua como o decodificador, resultando na forma de onda de autocorrelação ou correlação cruzada de acordo com o seu arranjo de pulso FBG.

3 Controle de Potência

O controle de potência transmitida pelas ONUs é um problema de otimização para as PONs. A taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*) tolerada pela OLT está ligada à relação portadora/interferência (CIR - *Carrier to Interference Ratio*) na entrada do decodificador. Denomina-se Γ^* a CIR desejada e definindo o vetor coluna k -dimensional da potência óptica transmitida $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_k]^T$, então o problema do controle de potência óptica consiste em encontrar o vetor \mathbf{p} que minimiza a função custo (TARHUNI et al., 2006) $J(\mathbf{p}) = \mathbf{1}^T \mathbf{p} = \sum_{i=1}^k p_i$ (STEFANOVIC; PAVEL, 2009); (PAN; PAVEL, 2010), sujeito a:

$$\Gamma_i = \frac{G_{ii} p_i (n - n_{ii})}{\sum_{j=1, j \neq i}^k p_j G_{ij} (n - n_{ij}) + \sigma^2} \geq \Gamma^* \quad (3.1)$$

onde $\mathbf{1}^T = [1, \dots, 1]$, Γ^* é a CIR mínima para conseguir uma QoS desejada, G_{ij} representa as conexões dos pares emissor-receptor, σ^2 é a potência total do ruído recebido, p_i é a potência transmitida para i_{th} ONU e p_j é a potência interferente transmitida pela j_{th} ONU. Observe que n_{ii} representa o tempo de atraso sobre a atualização da potência transmitida percebida no algoritmo de controle de potência entre o i_{th} nó de transmissão e i_{th} nó receptor, enquanto n_{ij} representa o atraso na potência interferente no sinal do usuário j percebido pelo algoritmo de controle de potência do usuário i em questão. Assim, este atraso é calculado para cada ONU com base no comprimento do *link* (atraso de propagação), tempo de processamento e o algoritmo de atualização do controle de potência (KITAYAMA, 2014); (PEPPER, 2014).

Usando notação matricial, a equação (3.1) pode ser escrita como $[\mathbf{I} - \Gamma^* \mathbf{H}] \mathbf{p} \geq \mathbf{u}$, onde \mathbf{I} é a matriz identidade, \mathbf{H} é a matriz interferência normalizada, cujos elementos podem ser estimados como $H_{ij} = \frac{G_{ij}}{G_{ii}}$ para $i \neq j$ e zero para os outros casos. Assim $u_i = \Gamma^* \frac{\sigma^2}{G_{ii}}$ que é uma versão reduzida da potência do ruído. Substituindo a desigualdade pela igualdade, o vetor de potência otimizada pode ser obtida pela matriz inversa $\mathbf{p}^* = [\mathbf{I} - \Gamma^* \mathbf{H}]^{-1} \mathbf{u}$. A inversão de matriz apresenta alta complexidade computacional, como será demonstrado no capítulo 5.3

e é equivalente a um controle de potência centralizado, ou seja, a existência de um nó central responsável em armazenar informações sobre toda arquitetura de rede física, como comprimento da fibra entre OLTs e ONUs, posição do amplificador e atualização regular da dinâmica de tráfego. Estas observações justificam a necessidade de algoritmos de otimização distribuídos, que têm propriedades de convergência demonstráveis para configurações gerais de rede. (TARHUNI et al., 2006); (ZULAI; DURAND; ABRAO, 2015)

3.1 Controle de Potência Via Modelo de Verhulst

O modelo de Verhulst, anteriormente empregado para solução do problema de controle de potência em sistemas de comunicação sem fio (GROSS; ABRAO; JESZENSKY, 2011); (GROSS; ABRAO; JESZENSKY, 2006), também empregado de forma pioneira em sistemas OCDMA unitaxas (FILHO; DURAND; CIRIACO, 2009) e estendido neste trabalho para o cenário das redes CDMA ópticas com configuração estreita.

Originalmente, o modelo de Verhulst foi proposto para descrever o crescimento populacional de indivíduos de uma determinada espécie biológica, em um ambiente com limitações de alimento e espaço físico. Isto faz com que a população cresça até atingir um equilíbrio, cujo ponto é função da quantidade de recursos disponíveis. O modelo dinâmico atribuído a Verhulst (VERHULST, 1838) pode ser descrito pela equação diferencial (DPCA-V):

$$\dot{p} = z(p) = \left(1 - \frac{p}{p^*}\right) \quad (3.2)$$

sendo \dot{p} o comportamento dinâmico da população e p^* a população ótima. Integrando-se analiticamente a equação (3.2) obtém-se:

$$p(t) = \frac{\exp(t)p(0)p^*}{p^* + p(0)[\exp(t) - 1]} \quad (3.3)$$

cujo comportamento assintótico é,

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} p(t) = p^* \quad (3.4)$$

Para qualquer condição inicial $p(0)$ estritamente positiva, conforme a Figura 3.1, onde pode-se verificar que quando $p(0)$ for maior que p^* (o sinal de dp/dt será negativo), $p(t)$ irá diminuir conforme $p(+\infty) = p^*$. Para o sinal dp/dt positivo,

$p(t)$ aumentará até que $p(+\infty) = p^*$ (GROSS; ABRAO; JESZENSKY, 2011).

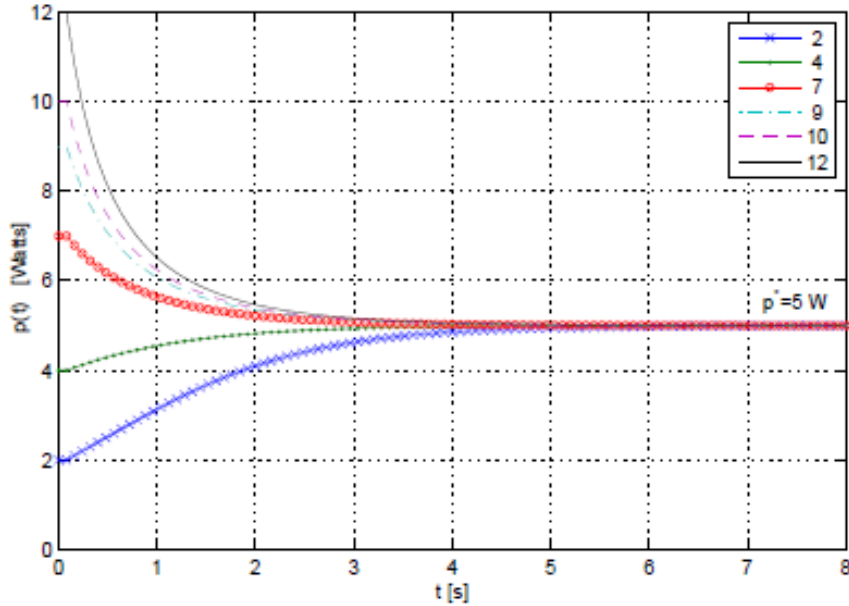


Figura 3.1: Curvas $p(t)$ parametrizadas por diferentes condições iniciais $p(0)$.

Fonte: o autor

A versão discreta implementável para o modelo populacional de Verhulst, em termos da atualização das potências dos K usuários em uma rede de múltiplo acesso é descrita por: (GROSS; ABRAO; JESZENSKY, 2011); (GROSS; ABRAO; JESZENSKY, 2006)

$$p_i[n] = p_i[n-1] + \alpha \left[1 - \frac{\gamma[n]}{\gamma^*} \right] p_i[n-1], \quad (3.5)$$

sendo $0 < \alpha \leq 1$ o fator responsável pela velocidade de convergência (valores de α próximo de 1 indicam convergência rápida) e $\gamma[n]$ é a relação sinal ruído mais interferência (SNIR - *Signal to Noise Plus Interference Ratio*) calculada a cada iteração. A qualidade da solução alcançada pela equação iterativa de Verhulst (3.5) é medida por quão perto da solução ótima está $p_i[n]$ na n -ésima iteração.

Note que o procedimento de equilíbrio de Verhulst obtido recursivamente aplicando (3.5) caracteriza um problema de controle de potência distribuído, desde que a medida de interferência recebida possa ser estimada eficientemente. O DPCA de Verhulst pode ser implementado efetivamente em cada nó, pois todos os parâmetros necessários, CIR dada por Γ^* e a potência transmitida $p_i[n]$ são co-

nhecidos no nó. É possível medir $\Gamma_i[n]$ sem o conhecimento efetivo da informação dos nós interferentes, os quais, de acordo com a equação de restrição de potência (3.1), seriam necessários. Assim, o equilíbrio de Verhulst em (3.5) depende de parâmetros locais permitindo somente que o controle de potência funcione de maneira distribuída.

3.2 Controle de Potência Via Modelo de Foschini

O trabalho de Foschini e Miljanic (FOSCHINI; MILJANIC, 1993) constitui o alicerce de diversos DPCA difundidos na literatura na medida em que o processo de síntese destes orienta-se no sentido de satisfazer a equação diferencial ordinária.

O DPCA-FM consiste no desenvolvimento de um procedimento sistemático para evoluir o vetor \mathbf{p} , a fim de atingir o valor ótimo \mathbf{p}^* , com base no *Signal to Noise Plus Interference Ratio* (SNIR) (γ) e alvo SNIR (γ_i^*). A solução ideal para o problema de alocação de potência satisfaz o seguinte processo iterativo: (KHOTIMSKY et al., 2014)

$$p_i[n] = p_i[n-1] - \alpha \left(1 - \frac{\gamma_i^*}{\gamma[n]}\right) p_i[n-1] \quad (3.6)$$

onde n é o número de iterações e α é o número de passos de integração numérica que converge para $0 < \alpha < 1$.

3.3 Erro Quadrático Médio Normalizado

A qualidade da solução (após convergência) em termos do Erro Quadrático Médio Normalizado (NMSE - *Normalized Mean Square Error (NMSE)*) relativos à solução ótima \mathbf{p}^* é calculada por:

$$NMSE[n] = E \left[\frac{\|\mathbf{p}[n] - \mathbf{p}^*\|^2}{\|\mathbf{p}^*\|^2} \right] \quad (3.7)$$

Onde $\|\cdot\|^2$ denota a distância euclidiana quadrada à origem e $E[\cdot]$ é o operador de expectativa. Assim, a qualidade da solução obtida pelos DPCAs é medida pela proximidade da solução ótima e \mathbf{p} após n_{th} iteração.

4 Algoritmo de Controle de Potência Utilizando PID

4.1 Controlador PID

Controladores do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID - *Proportional Integral Derivative*) são os mais utilizados em ambientes industriais (OGATA, 2000), cerca de 90% dos processos são controlados por esse tipo de controlador (CARMO, 2006). O controlador PID aplica um sinal de atuação que é uma combinação dos sinais proporcional, integral e derivativo ao erro entre o sinal de saída e o sinal de referencia. (LI; ANG; CHONG, 2006). Estes controladores têm como objetivo aproximar o valor do sinal de saída ao sinal de entrada (*set point*).

A diferença entre o valor medido na saída e o valor de entrada gera um sinal de erro. O controlador, portanto, age sobre o sinal de erro, tendo como saída um sinal de controle, que atua sobre o processo. A função de transferência do controlador PID é composta pela soma dos três termos (ANG; LI; CHONG, 2005)

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

sendo $u(t)$ o sinal de saída do sistema no instante t e $e(t)$ a diferença (erro) no instante t entre o sinal de entrada e o sinal de saída. O controlador PID pode ser ajustado para obter um desempenho satisfatório, com base em um nível modesto de informações (AGUIRRE, 2007). Sendo K_p o coeficiente da ação proporcional, K_i o coeficiente da ação integral e K_d o coeficiente da ação derivativa.

Um controlador PID no domínio da frequência pode ser definido por:

$$C_{PID} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) \quad (4.2)$$

Considerando $C_s = k_p + k_i/s + k_d s$ a função de transferência do controlador. A expressão para o controlador PID é descrita pela relação da saída do controlador

$U(s)$ e o sinal de erro $E(s) = R(s) - Y(s)$, onde $R(s)$ é o sinal de entrada e $Y(s)$ o sinal de saída.

A figura 4.1 mostra a topologia de um sistema em malha fechada no domínio da frequência.

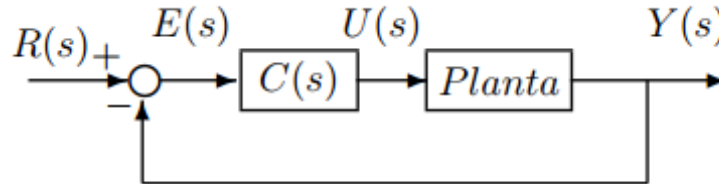


Figura 4.1: Sistema em malha fechada.

Fonte: (Ogata:2010)

A função de transferência deste controlador é dada por (OGATA, 2010):

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (4.3)$$

onde T_i é chamado de constante de tempo integrativo, T_d é chamado de constante de tempo derivativo e K_p e denominado ganho proporcional. Os efeitos das ações de controle são combinados. Essa combinação tem a vantagem de usar as características individuais de cada uma. Analisando esses efeitos individuais tem-se:

- **Ação Proporcional:** Essa ação é baseada no sinal de erro do sistema, $E(s) = R(s) - Y(s)$. Então um sinal de controle de maior magnitude deve ser aplicado ao processo quando o sinal de saída atual se encontra distante do valor de referência, ou, aplicar um sinal de controle menor quando o sinal de saída atual se encontra próximo do valor de referência. Com o aumento do ganho proporcional tem-se um aumento da velocidade de resposta do sistema de controle (AGUIRRE, 2007), é responsável por melhorar a estabilidade. (CARMO, 2006).
- **Ação Integral:** A ação integral fornece uma saída no controle proporcional ao erro acumulado (KIM; SCHAEFER, 2005) Desta forma, essa ação irá acumular o erro ao longo do tempo. A sua principal característica prática é reduzir o erro estacionário.
- **Ação Derivativa:** Essa ação fornece a aplicação de um sinal de controle proporcional à derivada do sinal de erro (AGUIRRE, 2007). Aplicar como

controle um sinal proporcional à derivada do sinal de erro é equivalente a aplicar uma ação baseada na tendência de evolução do erro. Esta ação é capaz de antecipar uma resposta e tende a fazer com que o sistema reaja mais rapidamente.

4.2 Controle de Potência PID

Os DPCA-FM e DPCA-V só levam em consideração a componente integrativa do algoritmo de controle de potência PID. O DPCA-PID com base no DPCA-FM e DPCA-V pode ser obtida pela soma dos termos proporcionais e derivados. A equação de atualização de potência para a i_{th} ONU é dado por (PAUL et al., 2005);

$$p_i[n] = \beta e_i[n] + \alpha x_i[n] + \theta[e_i[n] - e_i[n-1]] \quad (4.4)$$

onde

$$x_i[n] = x_i[n-1] + e_i[n] \quad (4.5)$$

onde β , α e θ são os ganhos proporcional, integral e derivativo, respectivamente. A diferença entre o DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V é a definição da função de erro, como será visto em (4.8) e (4.11).

A função de erro do DPCA-FM é dada por;

$$e_i[n] = \left[1 - \frac{\gamma^*}{\gamma[n]} \right] p_i[n-1] \quad (4.6)$$

a equação a diferenças;

$$p_i[n] = p_i[n-1] - \alpha e_i[n] \quad (4.7)$$

No domínio z :

$$P_i(z) = \frac{-\alpha}{1 - z^{-1}} E_i(z) \quad (4.8)$$

que é essencialmente um controlador integral.

Para o DPCA-V o erro é definido como:

$$e_i[n] = \left[1 + \frac{\gamma[n]}{\gamma^*} \right] p_i[n - 1] \quad (4.9)$$

a equação a diferenças fica;

$$p_i[n] = p_i[n - 1] + \alpha e_i[n] \quad (4.10)$$

No domínio z:

$$P_i(z) = \frac{\alpha}{1 - z^{-1}} E_i(z) \quad (4.11)$$

que é também um controlador integral.

O DPCA-PID baseado nos DPCA-FM e DPCA-V, chamados respectivamente de DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V, podem ser obtidos com a adição dos termos proporcional e derivativo. O diagrama de bloco para o DPCA-PID é mostrada na figura 4.2:

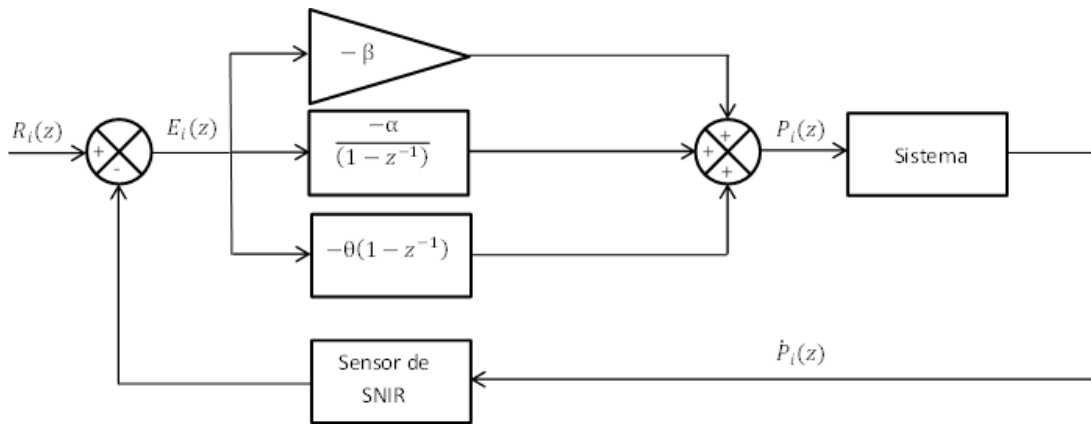


Figura 4.2: Diagrama de bloco DPCA-PID.

Fonte: (o autor)

Para DPCA-PID, a função de transferência é dada por:

$$\frac{P_i(z)}{E_i(z)} = -\beta - \frac{\alpha}{1 - z^{-1}} - \theta(1 - z^{-1}) \quad (4.12)$$

onde β , α e θ são respectivamente são os ganhos proporcional, integral e derivativo.

A equação a diferenças do DPCA-PID-FM é escrita como:

$$p_i[n] = p_i[n-1] - \beta(e_i[n] - e_i[n-1]) - \alpha e_i[n] - \theta(e_i[n] - 2e_i[n-1] + e_i[n-2]) \quad (4.13)$$

Para o DPCA-PID-V a equação a diferenças é:

$$p_i[n] = p_i[n-1] + \beta(e_i[n] - e_i[n-1]) + \alpha e_i[n] + \theta(e_i[n] - 2e_i[n-1] + e_i[n-2]) \quad (4.14)$$

4.3 Sintonia do Controlador PID

O processo de selecionar parâmetros do controlador que garantam uma dada especificação de desempenho é conhecido como sintonia do controlador (OGATA, 2010). Atualmente dispõem-se de diversas metodologias para definição dos parâmetros do controlador. Neste trabalho utilizaremos as técnicas de Ziegler-Nichols e a técnica PSO.

4.3.1 Ziegler-Nichols

Este método foi desenvolvido a partir de testes empíricos e é considerado um método clássico. Esta técnica permite a determinação dos valores de T_i tempo integrativo, T_d tempo derivativo e K_p o ganho proporcional. Basicamente existem dois métodos de ajuste de Ziegler-Nichols, e diversas variações que não apresentadas nesse trabalho, que visam obter uma resposta pré-estabelecida para o sistema, e diferem no que diz respeito à natureza da informação sobre a dinâmica do processo que é exigida por cada um deles.

No primeiro método de Ziegler-Nichols se obtém experimentalmente a resposta do processo a controlar a uma excitação em degrau unitário. Se a curva resultante apresentar formato semelhante ao da figura 4.3, em forma de S, o sistema possui condição necessária para aplicação do método.

A curva em forma de S pode se caracterizar por duas constantes, o tempo de retardo L e a constante de tempo T , conforme demonstrado na figura 4.3, o tempo de retardo e a constante de tempo podem ser determinados traçando-se uma reta tangente a curva em forma de S no ponto de inflexão e determinando-se as interseções com o eixo dos tempos e com a reta $c(t) = K$ conforme figura 4.3. Baseado nessas informações a função de transferência $C(s)/G(s)$ pode ser aproximada à um sistema de primeira ordem com retardo de transporte, como a

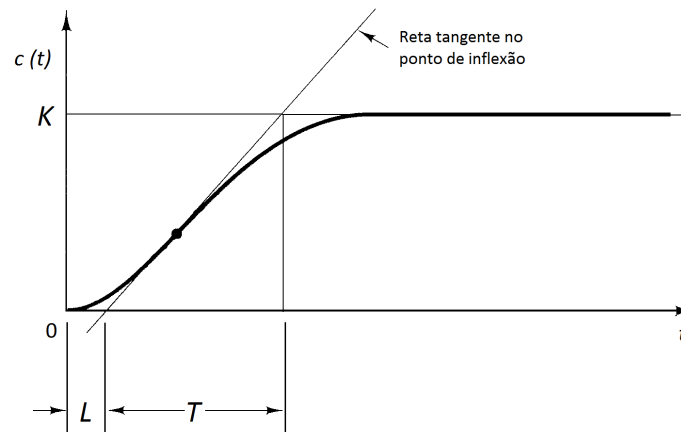


Figura 4.3: Curva de resposta ao degrau unitário em forma de S.
Fonte: (OGATA, 2000) Adaptada pelo autor

seguir (OGATA, 2010):

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (4.15)$$

Ziegler e Nichols sugeriram ajustar os valores de K_p , T_i e T_d de acordo com as fórmulas mostradas na tabela 4.1. Observe que o controlador PID sintonizado através deste método fornece:

$$C(s) = 0,6T \frac{\left(s + \frac{1}{L}\right)^2}{s} \quad (4.16)$$

Tabela 4.1: Regra de sintonia de Ziegler-Nichols

Tipo de Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0,9\frac{T}{L}$	$\frac{L}{0,3}$	0
PID	$1,2\frac{T}{L}$	$2L$	$0,5L$

Quando se tem um modelo matemático do processo, é possível aplicar outras técnicas visando a determinação dos parâmetros do controlador PID que atendam às especificações de regimes transitório e estacionário do sistema a malha fechada (OGATA, 2010)

4.3.2 Otimização por Enxame de Partículas

Como neste trabalho o modelo matemático do processo não é conhecido, será feita a sintonia dos parâmetros do controlador PID via PSO.

Está técnica é um algoritmo inspirado no comportamento dos animais que convivem em bando, tais como pássaros, insetos e peixes onde os indivíduos se favorecem das informações compartilhadas pelo bando. (EBERHART; KENNEDY, 1995). O algoritmo PSO é similar ao algoritmo genético, que inicializa com uma população aleatória de indivíduos e também assume para as soluções potenciais (DURAND; ABRAO, 2011), velocidades aleatórias, que "voam" sobre um espaço de exploração (EBERHART; KENNEDY, 1995).

O PSO resolve um problema criando uma população de soluções candidatas, também conhecidas como partículas, e movendo estas partículas em torno do espaço de pesquisa, de acordo com fórmulas matemáticas simples sobre a posição e velocidade da partícula. (EBERHART; KENNEDY, 1995). A técnica de otimização PSO é uma meta-heurística, que assume poucas ou nenhuma hipótese acerca do problema a ser otimizado e pode ser aplicado em diversas soluções candidatas. Cada partícula possui uma posição no espaço, na qual sua dimensão (2D, 3D, etc) é determinada pela quantidade de variáveis do projeto, que por conseguinte são manipuladas na função *fitness*, já que normalmente a modelagem do sistema é desconhecida. O movimento de cada partícula é influenciado pela sua posição com melhor resultado, mas, também é guiado em direção à posição do grupo com melhores resultados no espaço de pesquisa, que são atualizadas como posições melhores quando encontradas por outras partículas. Isto é esperado, quando o intuito é mover o enxame em direção da melhor solução. Em termos gerais, o algoritmo guia-se por experiências individuais P_{best} , e pela experiência global G_{best} e o movimento das partículas atuais para decidir as posições seguintes no espaço de pesquisa.

A determinação dos parâmetros, funções *fitness* e análise das respostas obtidas dependem das análises dos especialistas, e não garante soluções ótimas em todos os casos (BECCENERI, 2006).

A velocidade de deslocamento do indivíduo é dada por:

$$p_{id}(t) = p_{id}(t - 1) + v_{id}(t - 1) \quad (4.17)$$

onde p_{id} é a posição no instante t e v_{id} é a velocidade da partícula no instante

$(t - 1)$. A nova posição da partícula é determinada de acordo com a melhor posição global $p_{gd}^{best}(t)$, assim:

$$\text{Se } p_{id} > p_{gd}^{best}(t), \text{ então } v_{id}(t) = v_{id}(t - 1) - rand().\phi_1$$

$$\text{E, se } p_{id} < p_{gd}^{best}(t), \text{ então } v_{id}(t) = v_{id}(t - 1) + rand().\phi_1$$

onde, ϕ_1 é a constante de intensidade de deslocamento (melhor posição da partícula/ aceleração local/ constante cognitivo), que em termos práticos determina a influência do indivíduo sobre a sua nova posição e $rand()$ é um valor aleatório com distribuição uniforme no intervalo de $[0,0$ e $1,0]$. A nova posição da partícula também pode ser determinada de acordo com a melhor posição do indivíduo $p_{id}^{best}(t)$, assim:

$$\text{Se } p_{id} > p_{id}^{best}(t), \text{ então } v_{id}(t) = v_{id}(t - 1) - rand().\phi_2$$

$$\text{E, se } p_{id} < p_{id}^{best}(t), \text{ então } v_{id}(t) = v_{id}(t - 1) + rand().\phi_2$$

onde, ϕ_2 é a constante de intensidade de deslocamento (melhor posição global/ aceleração global/ constante social), que em termos práticos determina a influência do grupo sobre o indivíduo. Logo as expressões finais são as equações 4.16 que determina $p_{id}(t)$, e:

$$v_{id}(t + 1) = \omega v_{id}(t) + \phi_1 rand_{id}() (p_{id}^{best}(t) - p_{id}(t)) + \phi_2 rand_{id2}() (p_{gd}^{best}(t) - p_{id}(t)) \quad (4.18)$$

Onde ω é o peso inercial, que controla a capacidade de exploração do grupo, responsável pela diversificação de busca e garante que o algoritmo não fique preso a um mínimo local. A população inicial de indivíduos é gerada por meio de um vetor aleatório, cujo valores estão dentro de limites predeterminados pelo especialista, para refinar o espaço de busca. Cada parâmetro que se deseja obter configura a população de indivíduos, que são combinadas posição a posição para obter as respostas dos custos. Para ilustrar o funcionamento do PSO, na figura 4.4 é apresentado seu fluxograma.

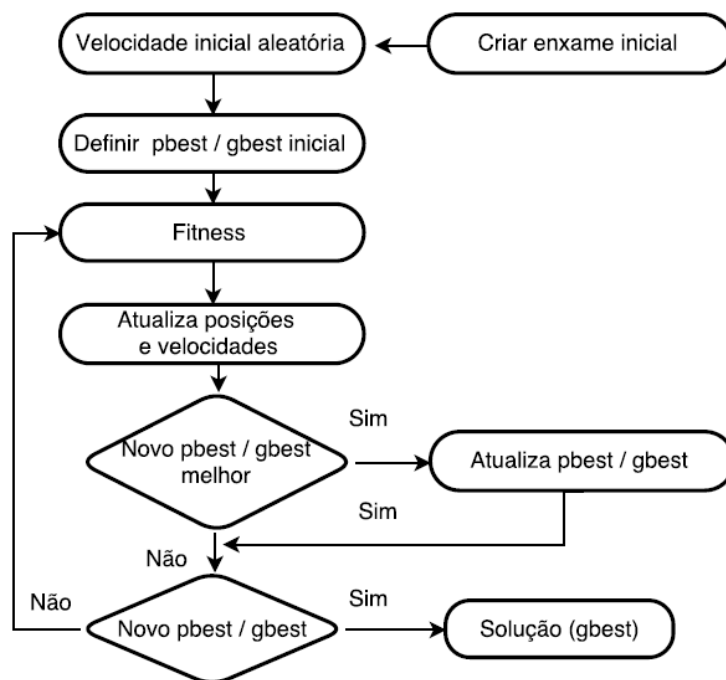


Figura 4.4: Fluxograma do algoritmo da otimização por enxame de partículas, PSO.

Fonte: (o autor)

5 Avaliação do Desempenho

Com o objetivo de alcançar uma determinada QoS, que está relacionada com um BER máximo tolerada pelo OLT, considerando uma quantidade de K ONUs, o SNIR na entrada do decodificador pode ser definida como (ZULAI; DURAND; ABRAO, 2015) (DELGADO; LUNA-RIVERA; MARTNEZ-LOPEZ, 2010) (PAUL et al., 2005):

$$\gamma_i = \frac{N^2}{\rho^2} \frac{G_{ii} p_i (n - n_{ii})}{\sum_{j=1, j \neq i}^k p_j G_{ij} (n - n_{ij}) + \sigma^2} \quad (5.1)$$

onde ρ é a variância média de *Hamming* da amplitude de correlação cruzada (LEMPEL; GREENBERGER, 1974). G_{ij} representa as conexões de pares emissor-receptor em unidades lineares:

$$G_{ij} = 2a_c L_c \exp(-\alpha_f d_{ij}) \quad (5.2)$$

sendo α_f a atenuação da fibra óptica, a_c representa a atenuação de codificador/decodificador e L_c são as perdas internas totais no caminho óptico. A ONU e a OLT criam um traçado virtual com base no código e o comprimento total de ligação, que é dado por:

$$d_{ij} = d_i^{tx} + d_j^{rx} \quad (5.3)$$

onde d_i^{tx} é o comprimento entre ONU e o RN e d_j^{rx} é o comprimento do entre o RN e o OLT. Note que a potência do ruído no receptor (σ^2) em (3.1) e conseqüentemente em (5.1), inclui o ruído térmico, ruído de disparo e o ruído do pré-amplificador (ASE - *Amplified Spontaneous Emission*). No entanto, o ASE no pré-amplificador óptico é o principal fator limitante (em adição ao MAI), em comparação com o ruído térmico e de disparo (TARHUNI et al., 2006). Neste trabalho, a potência de ruído do receptor é representada como (TARHUNI et al., 2006):

$$\sigma^2 = 2n_{sp}hf(G_{amp} - 1)B_0 \quad (5.4)$$

onde n_{sp} é o fator de emissão espontânea, adotamos nesse trabalho $n_{sp} = 2$, h é a constante de Planck, f é a frequência da portadora, G_{amp} é o ganho do amplificador e B_0 é a largura de banda óptica.

5.1 Estimativa de Erro do Canal

Nos DPCAs, a estimativa de erro de canal é baseada na estimativa da SNIR em cada atualização. Entretanto incertezas ocorrem no processo de estimativa da SNIR, que está relacionada com a estimativa de erro do canal óptico no nó receptor. No processo de estimação podem ser incluídos uma combinação de modelo analítico e/ou interpolação de medições e simulações (PAN; YU; WILLNER, 2010). A SNIR em cada nó não é perfeitamente estimada, alguns parâmetros da distribuição da amostra recebida dependem não só da forma do pulso transmitido, do tipo de filtro e da largura de banda, mas também sobre as deficiências do canal, principalmente da dispersão pela velocidade do grupo (GVD - *Group Velocity Dispersion*) e da emissão espontânea amplificada (ASE), e sobre a densidade da potência espectral (PSD - *Power Spectral Density*) (PAN; YU; WILLNER, 2010). Portanto, os valores obtidos apresentam uma característica de estimativas do erro aleatório aqui representado pela variável aleatória ε . Esta variável aleatória depende de qual informação está disponível na rede para executar a estimativa. Além disso, a estimativa do erro do canal é rapidamente incorporada adicionando um erro aleatório para a cada canal (G_{ii}) e na SNIR calculada. A razão entre a matriz de canal estimada \hat{G} e a matriz do canal real G é dada por $(1 + \varepsilon)$ onde $\varepsilon \in [-\delta; \delta]$. Assim, a matriz de canal estimada \hat{G} , em cada iteração, é dada por:

$$\hat{G} = (1 + \varepsilon)G, \quad \forall i \in [-\delta; \delta] \quad (5.5)$$

Neste trabalho, o erro na estimativa do canal é considerado como uma variável aleatória, com uma distribuição uniforme $\delta \sim U[0; 1]$.

5.2 Compensação dos Efeitos de Atraso

Em PONs o atraso da propagação de um sinal não pode ser ignorado, porque existe um tempo de propagação de ida e volta maior do que o tempo de

propagação de redes CDMA sem fio. Se o tempo de processamento (incluindo a codificação, a decodificação e a espera para a disponibilidade do canal) é considerado em adição ao atraso de propagação do sinal, o tempo de atraso pode ser dezenas de milissegundos (DURAND; ANGELICO; ABRAO, 2016). No entanto, diferentemente das redes sem fio, em PONs as informações sobre o atraso de ida e volta são conhecidos (PAN; PAVEL, 2010) (DURAND; ANGELICO; ABRAO, 2016) (YANG; CHEN, 2010). O atraso de ida e volta total entre o i th nó transmissor e o i th nó receptor é dado por $n_{ii}^{RT} = n_f + n_b + 1$, onde n_f e n_b representam respectivamente os tempos de propagação de ida e de volta para a realimentação do sistema (DURAND; ANGELICO; ABRAO, 2016). Além disso, um período de atraso extra pode ser adicionado em função do tempo de processamento. Neste contexto, se o atraso de ida e volta é conhecido, o tradicional método de predição *Smith* pode ser utilizado com os algoritmos de controle de potência para compensar o atraso total de ida e volta (LEE; CHEN; CHEN, 2004) (GUNNARSSON; GUSTAFSSON, 2003) (GUNNARSSON; GUSTAFSSON, 2001).

5.3 Análise de Complexidade

A complexidade computacional dos DPCAs é avaliada com base no tempo de execução, que quantifica o tempo gasto por um algoritmo até que a convergência ou até que determinado número de iterações pré estabelecida seja alcançada em função do número de operações matemáticas e o número de ONUs. Nos DPCAs estudados, a complexidade computacional depende do número de operações de multiplicação e soma, bem como o número de iterações para se obter a convergência do algoritmo. A complexidade computacional dos DPCAs pode ser encontrada numa mesma forma de que discutido em (SAMPAIO et al., 2011) e verifica-se que a complexidade dos DPCAs é dominada pelas operações na equação (3.1). Assim, a complexidade computacional do DPCA-FM e do DPCA-V é da ordem $\mathcal{O}(K^2)$, em que K é o número de ONUs. Além disso, os DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V não aumentam a ordem de complexidade computacional quando comparado com *Distributed Power Control Algorithm - Foschini/Miljanic* (DPCA-FM) e *Distributed Power Control Algorithm - Verhulst* (DPCA-V), uma vez que não foi introduzido nenhum termo dominante com alta complexidade computacional.

A fim de realizar uma comparação mais representativa, a complexidade do algoritmo de controle de potência centralizado (realizado pelo processo de inversão de matriz) é também avaliado. Assim, considerando que o controle centralizado baseia-se na inversão de matriz, a complexidade de tempo no melhor caso, é dado

por $\mathcal{O}(K^2 \cdot \log K)$ (SAMPAIO et al., 2011).

5.4 Resultados Numéricos

Nesta seção serão abordados os aspectos da convergência, o desempenho e os efeitos da estimativa do canal. A taxa de transmissão individual igual a 40 Gbps é considerada para cada *Optical Network Unit* (ONU) relacionada com tecnologias de rede descritas em (KODAMA et al., 2013) (YOSHIMA et al., 2013) (MATSUMOTO et al., 2014). Os principais parâmetros utilizados nas simulações numéricas utilizando o software de simulação MATLAB, estão ilustrados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do sistema

Variável	Valor
α_f - Coeficiente de perda da fibra	0.2 (dB/km)
d_{ij} - Tamanho do link	[42:90] km
h - Constante de Planck	6.63×10^{-34} (J/Hz)
f - Frequência da luz	193.1 (THz)
B_o - Banda Óptica	100 (GHz)
N_{sp} - Fator de emissão espontânea	2
G_{amp} - Ganho EDFA	20 (dB)
R_C - Taxa de chip	320 (Gchips)
N - Tamanho do Código	64
R_i - Taxa de Bit individual	40 (Gbps)
L_{AWG} - Perdas do AWG	16 (dB)
L_{Bragg} - Perdas de Bragg	6.7 (dB)
P_{min} - Potência transmitida mínima	-100 dBm
P_{max} - Potência transmitida máxima	20 dBm
γ_i^* - SNIR Alvo	20 dB

No cenário da rede de fibra óptica, o comprimento do link a partir da OLT para o nó remoto é de 40 km conforme representado na figura 5.1. As ligações entre o nó remoto e as ONUs são uniformemente distribuídas ao longo de uma distância com raios entre 2 e 50 km conforme demonstra a figura 5.2. Assim, a gama dos comprimentos totais de ligação é de 42 a 90 km. No DPCA-FM e DPCA-V o parâmetro α é igual a 0,5 para obter um equilíbrio entre a velocidade de convergência e a qualidade da solução. Por outro lado, nos DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V os ganhos devem ser ajustados para que o DPCA-PID apresente convergência (ANG; LI; CHONG, 2005). Em (PAUL et al., 2005) é sugerido um algoritmo de controle de potência genérico baseado em PID. São considerados múltiplos parâmetros de ganhos para o PID e, dependendo das condições do canal, o algoritmo escolhe os melhores ganhos (termos proporcional, integral e

derivativo), resultando em controladores com base em comutação. Para as primeiras avaliações deste trabalho, é considerado somente um conjunto de parâmetros, sendo $\beta = 0,5$, $\alpha = 0,2$ e $\theta = 0,2$, respectivamente ganho Proporcional, integral e derivativo. Esses valores foram obtidos empiricamente.

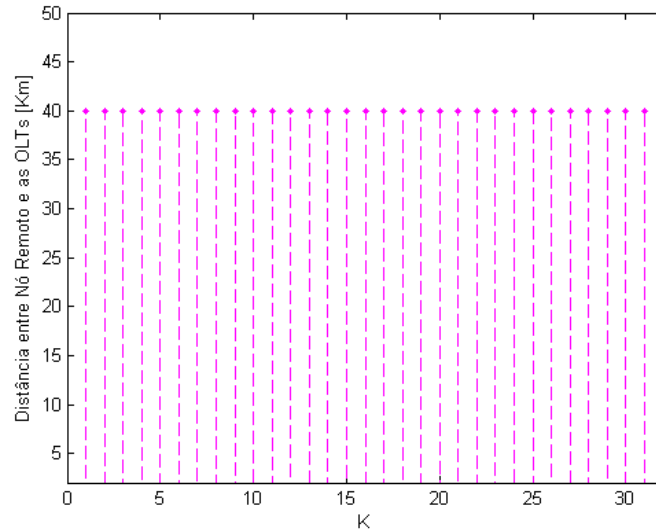


Figura 5.1: Distância entre RN e OLT.

Fonte: o autor

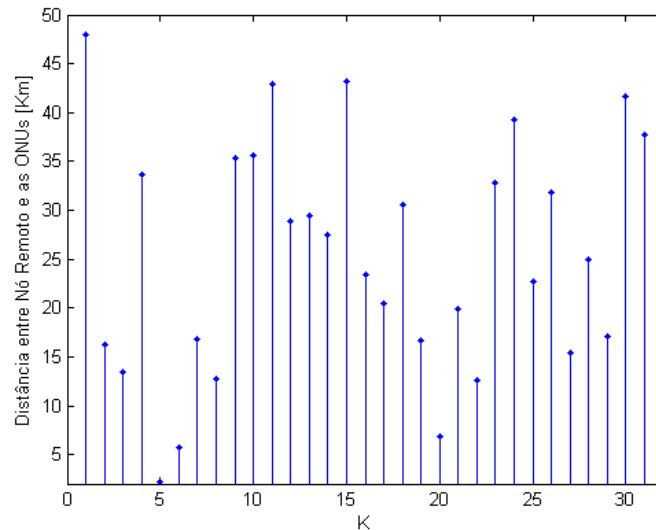


Figura 5.2: Distância entre RN e ONU.

Fonte: o autor

Inicialmente os atrasos são compensados conforme descrito no capítulo 5.2. Nesses resultados, a ideia principal é avaliar o desempenho do DPCA-FM e DPCA-V sob estimativas de SNIR reduzido. Completando a análise, a avaliação

do desempenho dos DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V serão conduzidas com as mesmas condições de SNIR. Em seguida, serão avaliados os efeitos do atraso em ambos. As linhas tracejadas horizontais representam a alocação de potência por ONU obtido através do procedimento de inversão de matriz, que representam o controle de potência centralizado e chamaremos a partir de agora de potência alvo e estão representadas na figura 5.3 e figura 5.6.

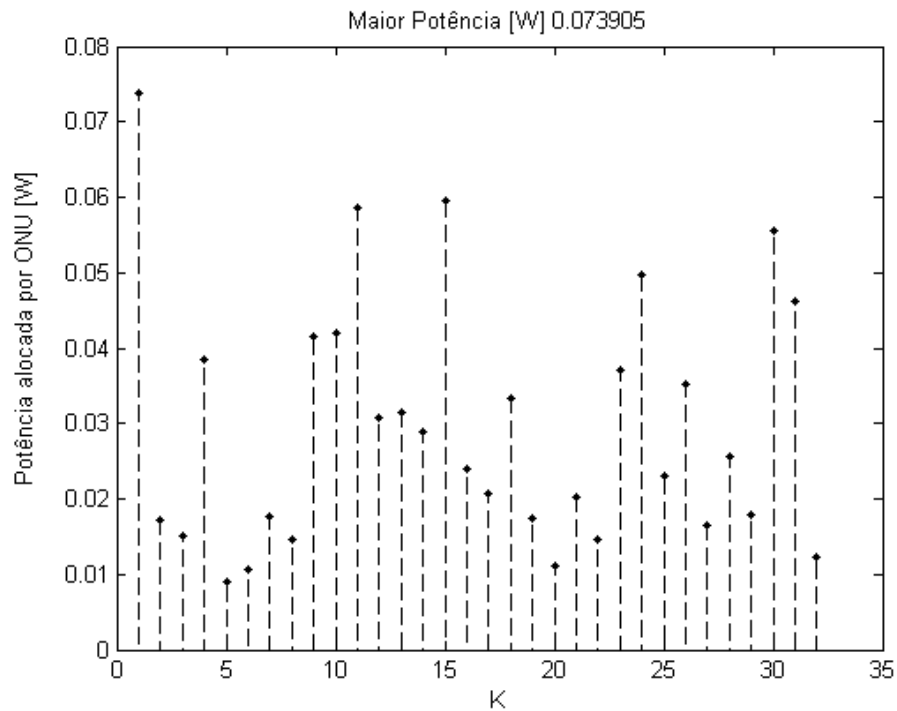


Figura 5.3: Potência alocado para 32 ONUs no controle centralizado (Inversão de Matriz).

Fonte: o autor

O processo de inversão de matriz foi utilizado para avaliar a convergência nos resultados numéricos. A fim de avaliar o desempenho da convergência relacionado aos DPCA-FM e DPCA-V, a figura 5.4 mostra a evolução de atribuição de potência por ONU para o número de iterações em considerando DPCA-FM e DPCA-V para 32 ONUs.

Pode-se observar na figura 5.4 que a alocação de potência por ONU chega à convergência em ambos os regimes, ou seja, DPCA-FM e DPCA-V com 32 ONUs. Contudo, o DPCA-FM atinge a convergência com um menor número de iterações que o DPCA-V. Quando as linhas da figura 5.4 são comparadas, observa-se uma diferença de aproximadamente 50 iterações a mais para a convergência do DPCA-V comparado ao DPCA-FM. Esta resultado está relacionado com as equações (4.5) e (4.8) pelo segundo termo da equação que é subtraído ou adicionado nos

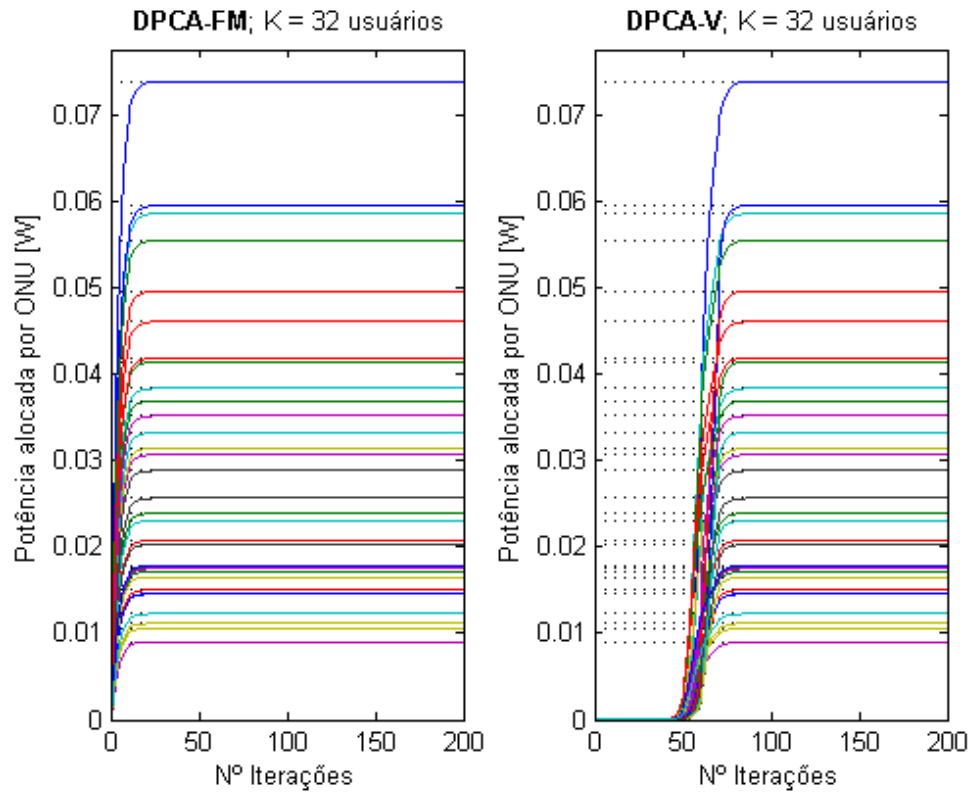


Figura 5.4: 40G-PON-OCDMA com 32 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-FM e DPCA-V.

Fonte: o autor

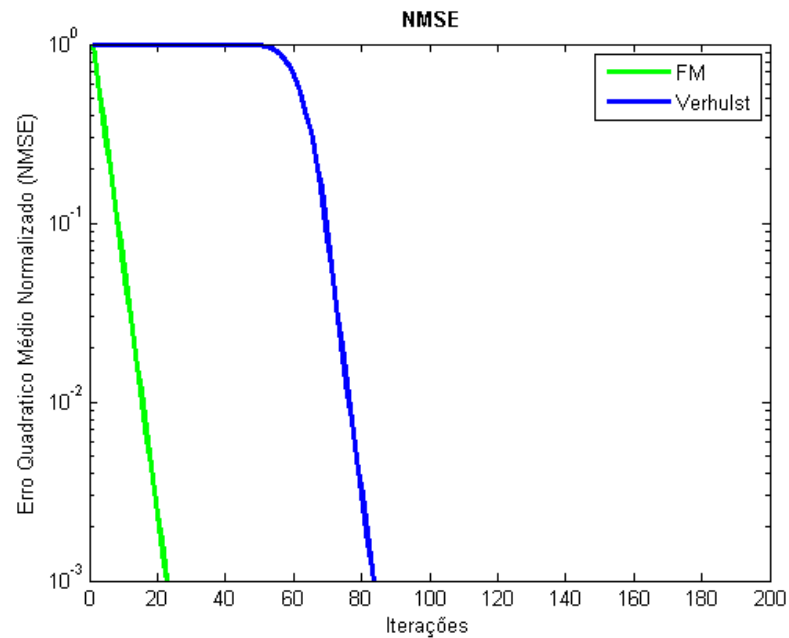


Figura 5.5: NMSE para DPCA-FM e DPCA-V com 32 ONUs.

Fonte: o autor

DPCA-FM e DPCA-V, respectivamente. Além disso, a convergência lenta dos DPCAs está relacionada com a adoção de valores baixos de α ; tal escolha foi realizada com o objetivo de se obter a solução final (após a convergência) sem degradação (DURAND; ABRAO, 2011) (DURAND; ANGELICO; ABRAO, 2016). Pode-se observar na figura 5.5 que o NMSE decresce muito rápido conforme aumenta o número de iterações. Além disso, a taxa de convergência do DPCA-FM e DPCA-V, dada pela inclinação da curva na figura 5.5, são similares. A evolução NMSE conforme cresce o número de iterações representando a melhor qualidade da solução para ambos os DPCAs e pode ser também observados na figura 5.5.

A figura 5.7 mostra a evolução da alocação de potência por ONU para o número de iterações considerando o DPCA-FM e DPCA-V para 48 ONUs. Este cenário, com aumento do número de ONUs foi proposto com o objetivo de avaliar as estimativas de SNIR reduzido. Adicionalmente, a evolução do NMSE conforme cresce o número de iterações, representa a qualidade das respostas em ambos os DPCAs e está ilustrado na figura 5.8.

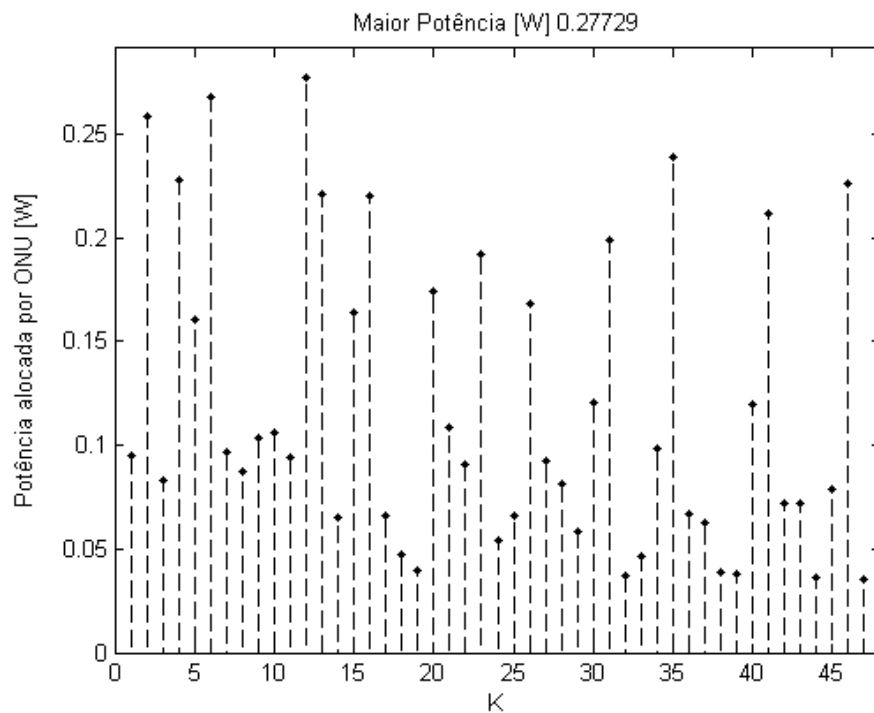


Figura 5.6: Potência alocada para 48 ONUs no controle centralizado (Inversão de Matriz).

Fonte: o autor

Pode-se observar na figura 5.7 que a alocação de potência por ONU não chega à convergência para a DPCA-FM. Por outro lado, a DPCA-V atinge a convergência, mas com o número de iterações para 48 ONUs maior do que o

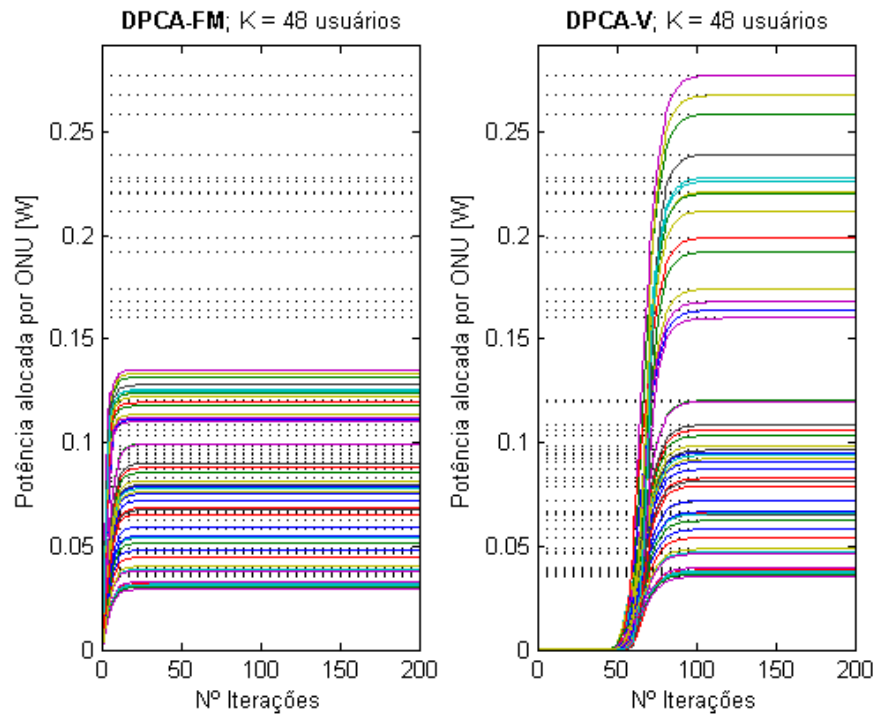


Figura 5.7: 40G-PON-OCDMA com 48 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-FM e DPCA-V).

Fonte: o autor

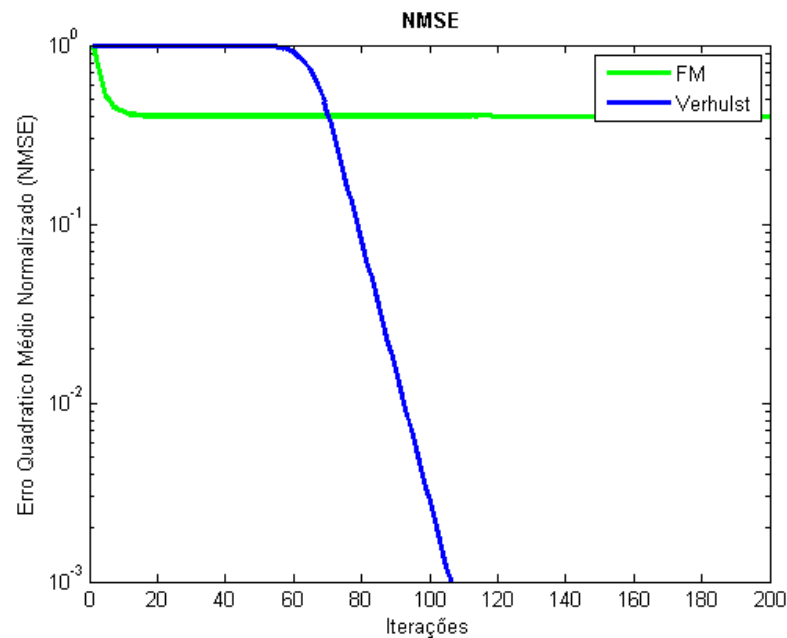


Figura 5.8: NMSE para DPCA-FM e DPCA-V com 48 ONUs.

Fonte: o autor

número de iterações para o caso com 32 ONUs. O problema da convergência DPCA-FM está relacionado com o formalismo da equação (4.5). Nesta, o SNIR

(γ) está no denominador e poderia ser representada por uma função como $\phi = k\gamma^{-1}$, pois este tipo de função tem um incremento diferencial $d\phi = -k\gamma^{-2} d\gamma$, ou seja, a quantidade de ϕ variação de pequenos desvios γ depende do valor real de γ . Por outro lado, o DPCA-V apresenta o SNIR (γ) no numerador e poderia ser representado pela função $\phi = k\gamma$, pois esse tipo de função tem incremento diferencial $d\phi = kd\gamma$ que é independente do valor real de γ .

Esta propriedade faz a sensibilidade do DPCA-V independente do valor real da SNIR. Enfraquecendo o sinal estimado, como resultado, o DPCA-V apresenta pequena discrepância da solução do vetor ótimo potência e melhor convergência do que o DPCA-FM. Vale ressaltar que a DPCA-FM não alcançou seu SNIR alvo, porque a potência máxima de transmissão é atingida. Portanto, considerando a ação integral deste algoritmo, a potência transmitida será constantemente elevada até que o erro de regulação na equação (4.5) seja igual a zero. No entanto, o aumento deste valor irá resultar no aparecimento de efeitos não lineares na fibra óptica (DURAND; ABRAO, 2011). Os efeitos não lineares irão degradar o sinal óptico e danificar o desempenho da rede óptica. A fim de avaliar o desempenho dos DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V relacionado com a convergência e a qualidade da solução, a figura 5.9 mostra a evolução da alocação de potência por ONU para o número de iterações em considerando 32 ONUs. Além disso, a evolução NMSE para o número de iterações que representa a qualidade da solução para ambos os DPCAs está ilustrado na figura 5.10.

Pode-se observar na figura 5.9 que a alocação de potência por ONU chega a convergir na figura 5.9 que a alocação de potência por ONU chega a convergir em ambos os cenários, ou seja, DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V. No entanto, o DPCA-PID-FM atinge a convergência com menor número de iterações do que o DPCA-PID-V. Este comportamento está diretamente relacionado com a DPCA-FM e DPCA-V, que são as origens dos DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V. A adição dos elementos proporcionais e diferenciais com os parâmetros definidos empiricamente não alteram a tendência de atraso na convergência do DPCA-V comparado com DPCA-FM. Ambos os DPCAs apresentam a mesma inclinação na NMSE, isto é, a mesma taxa de convergência quando o número de iterações aumenta.

A figura 5.11 mostra a evolução da alocação de potência por ONU para o número de iterações em para 48 ONUs. Além disso, a evolução NMSE para o número de iterações que representa a qualidade da solução em ambos os *Distributed Power Control Algorithm* (DPCA)s está ilustrado na figura 5.12.

Pode-se observar na figura 5.11 que a alocação de potência por ONU chega

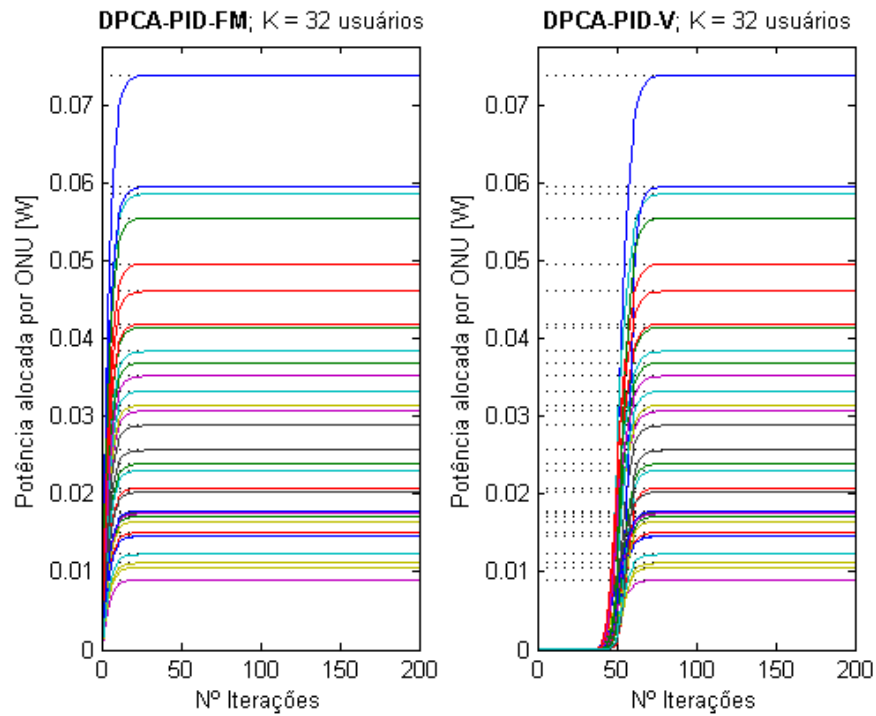


Figura 5.9: 40G-PON-OCDMA com 32 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.

Fonte: o autor

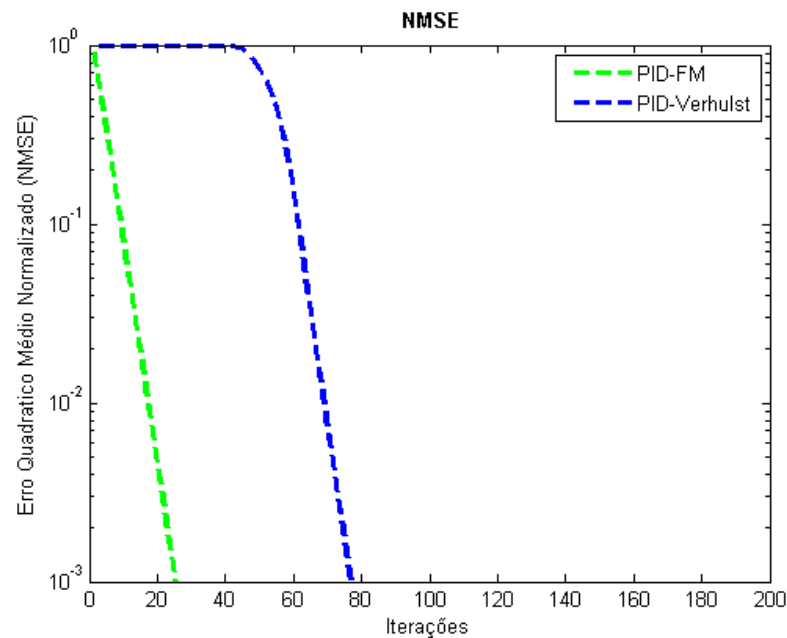


Figura 5.10: NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com 32 ONUs.

Fonte: o autor

à convergência em ambos os modelos, ou seja, DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V. Conforme ilustrado anteriormente, o DPCA-PID-FM atinge convergência total

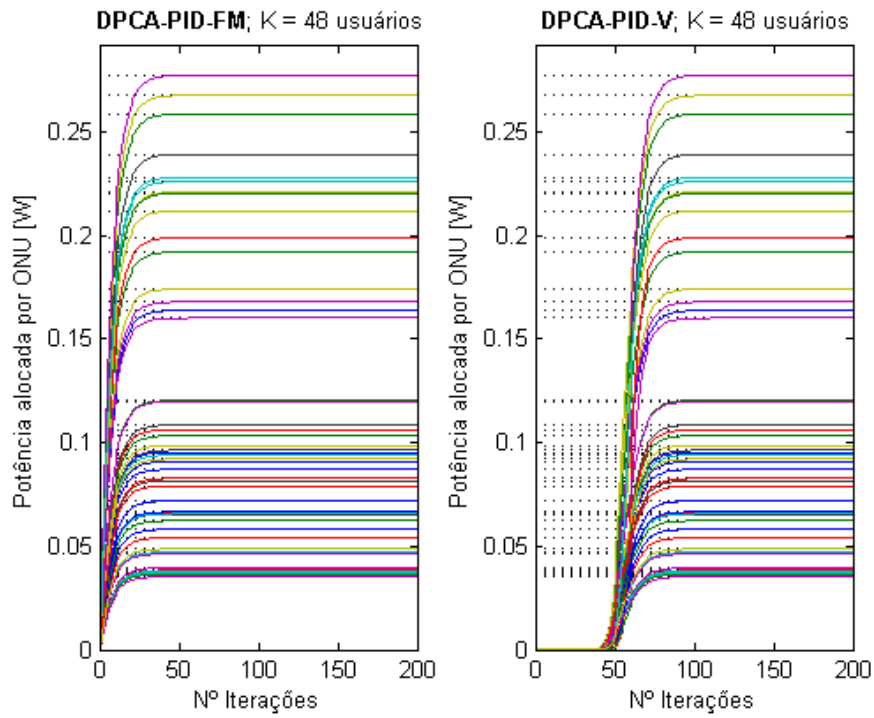


Figura 5.11: 40G-PON-OCDMA com 48 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.

Fonte: o autor

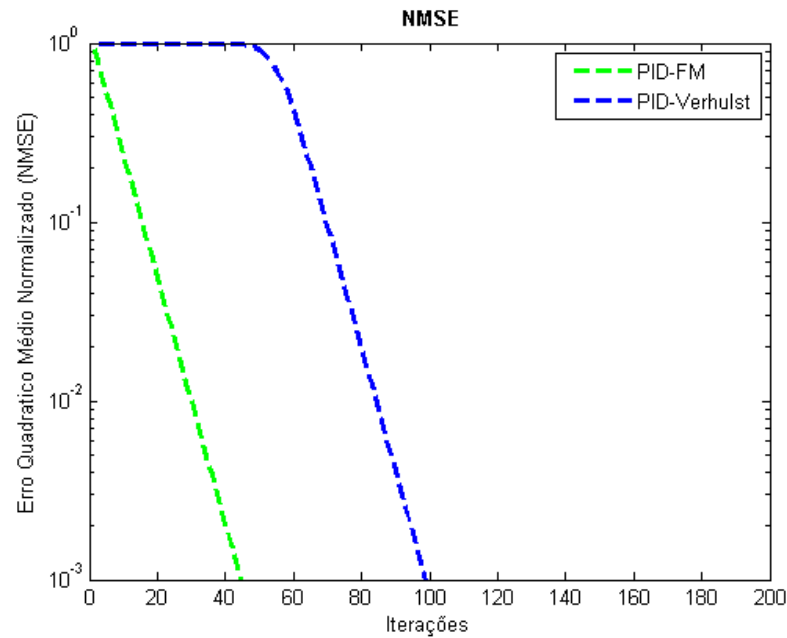


Figura 5.12: NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com 48 ONUs.

Fonte: o autor

com menor número de iterações do que o DPCA-PID-V. Além disso, o ponto principal da figura 5.11 é a convergência total do DPCA-PID-FM no mesmo ambiente

de enfraquecimento do sinal e do DPCA-FM ilustrado na figura 5.7. Por conseguinte, a adição dos elementos proporcionais e diferenciais não altera o comportamento de convergência DPCA-V. Para complementar a análise, uma comparação entre a velocidade e a tendência da convergência para os DPCAs anteriormente discutidas nesta secção são representados na figura 5.13 para 40G-PON-OCDMA com 32 ONUs e figura 5.14 para 40G-PON-OCDMA com 48 ONUs.

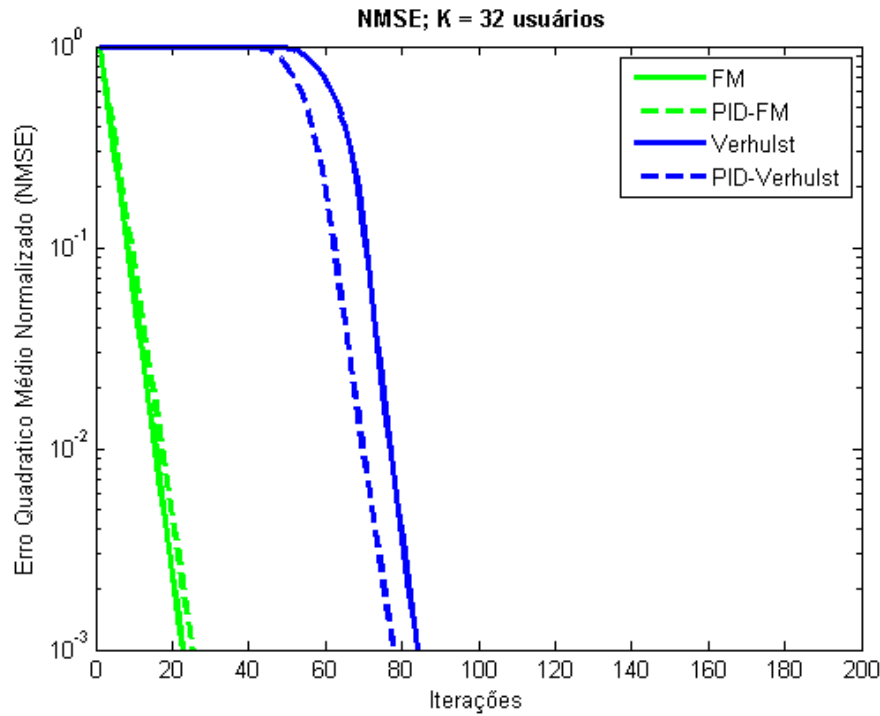


Figura 5.13: NMSE para DPCA-FM, DPCA-PID-FM, DPCA-V e DPCA-PID-V para 32 ONUs..

Fonte: o autor

Pode-se observar na figura 5.13 que o NMSE para DPCA-FM e DPCA-PID-FM apresentam o mesmo desempenho em termos de taxa de convergência para 32 ONUs, mas com um ganho de convergência (número de iterações para o mesmo NMSE) para o DPCA-PID-V relacionado com o DPCA-V. No entanto, na figura 5.14 o NMSE para DPCA-FM é elevado e não representa a convergência para um sistema com 48 ONUs. Em contra partida, para este número de ONUs, o DPCA-PID-FM alcança convergência total. Adicionalmente, pode-se observar na figura 5.13 e figura 5.14 que o NMSE para DPCA-PID-V apresenta um desempenho um pouco melhor quando comparado com convergência do DPCA-V. A diferença na velocidade de convergência entre DPCA-PID-V e DPCA-V é apenas marginal, sendo de aproximadamente de 5 iterações. A adição dos elementos proporcionais e diferenciais na DPCA-V não altera a taxa de convergência.

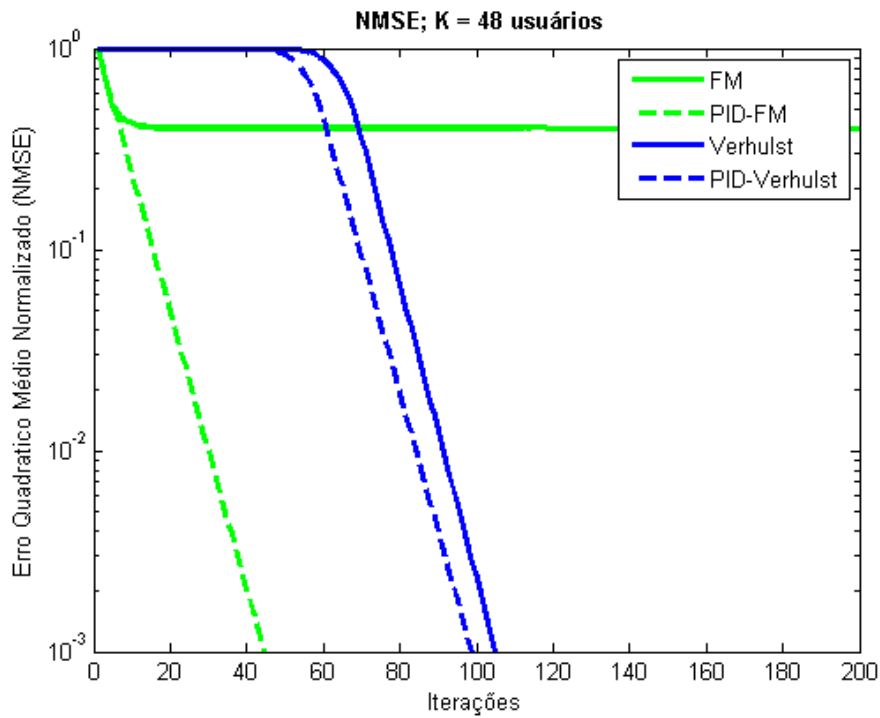


Figura 5.14: NMSE para DPCA-FM, DPCA-PID-FM, DPCA-V e DPCA-PID-V para 48 ONUs..

Fonte: o autor

Em seguida, será analisado o efeito da estimativa de canal na convergência dos DPCAs. A figura 5.15 representa a evolução do NMSE para o número de iterações considerando DPCA-FM e DPCA-V para 32 ONUs e a figura 5.16 representa a evolução do NMSE para 48 ONUs. Nestes resultados, considerou-se o erro de estimativa de canal de $\delta = 0, 0,1, 0,2$ e $0,3$. Será avaliada também a evolução do NMSE para o número de iterações considerando DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V que estão ilustradas na figura 5.17 e figura 5.18 para 32 e 48 ONUs, respectivamente.

Pode-se observar o impacto da estimativa de erro de canal sobre o desempenho dos DPCAs. Aumentando a incerteza provoca-se a degradação de convergência da alocação de recurso por ONU representada pelo aumento do NMSE. Destacando que os erros de estimativa de canal apresenta o mesmo impacto em ambos os DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.

A fim de avaliar o desempenho dos *Distributed Power Control Algorithm - Proportional-Integral-Derivative - Foschini/Miljanic* (DPCA-PID-FM) e *Distributed Power Control Algorithm - Proportional-Integral-Derivative - Verhulst* (DPCA-PID-V) quanto o desempenho de convergência e qualidade da solução sob os efeitos do atraso, na figura 5.19 está ilustrada a evolução da alocação de

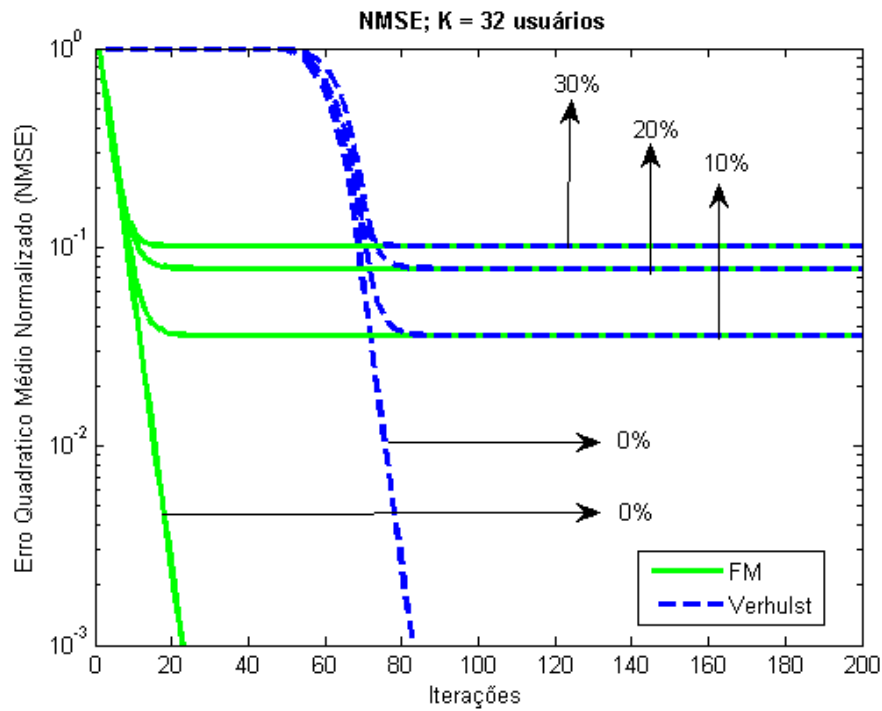


Figura 5.15: NMSE para DPCA-FM e DPCA-V com 32 ONUs. Estimativa de erro do canal em 0%, 10%, 20% e 30%.

Fonte: o autor

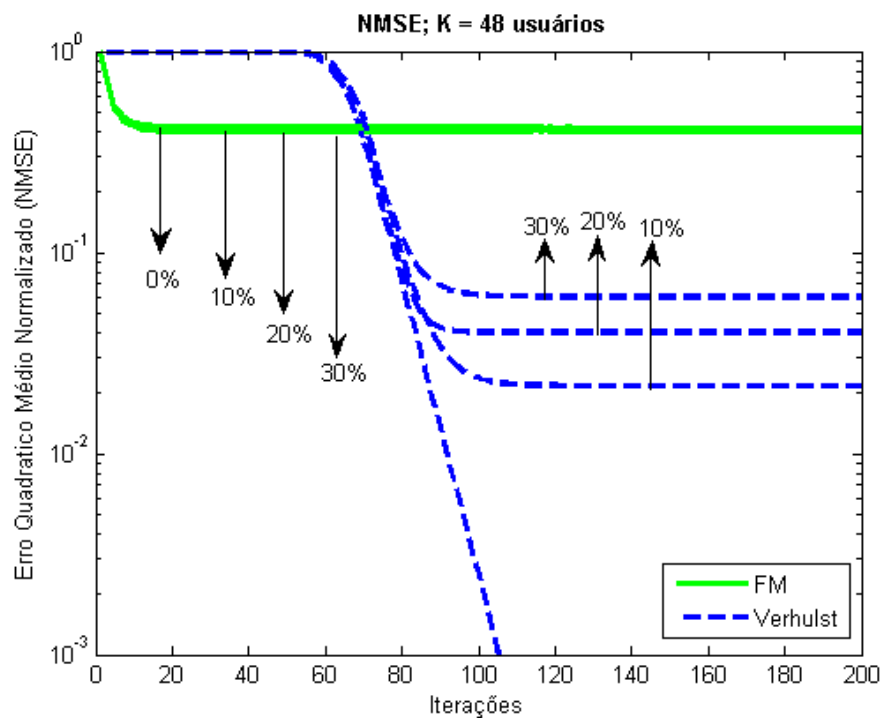


Figura 5.16: NMSE para DPCA-FM e DPCA-V com 48 ONUs. Estimativa de erro do canal em 0%, 10%, 20% e 30%.

Fonte: o autor

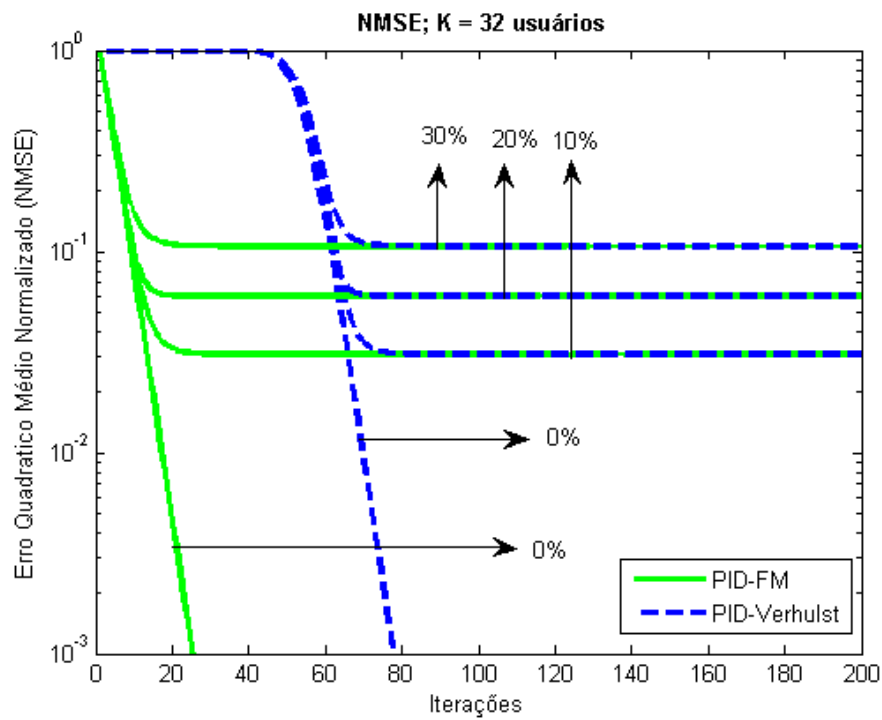


Figura 5.17: NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com 32 ONUs. Estimativa de erro do canal em 0%, 10%, 20% e 30%.

Fonte: o autor

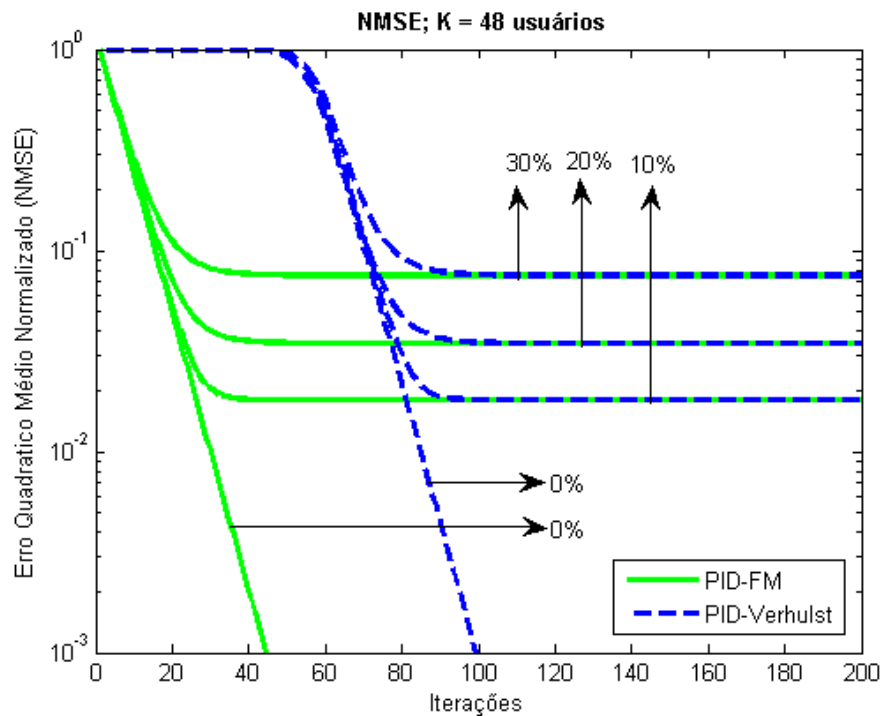


Figura 5.18: NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com 48 ONUs. Estimativa de erro do canal em 0%, 10%, 20% e 30%.

Fonte: o autor

potência por ONU para o número de iterações considerando DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V para 32 ONUs. No restante desta seção, no cálculo do total de atrasos de ida e volta considerou-se que a luz se propaga em aproximadamente $\mathcal{V} = 2 \cdot 10^5 km/s$ na fibra óptica e o algoritmo de controle de potência é atualizado a cada 5 ms. Pode-se observar o impacto do tempo de atraso sobre o desempenho do DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V. Quando o atraso é considerado, há um transiente na potência transmitida por cada ONU durante as iterações iniciais. Em outras palavras, a potência transmitida por cada ONU converge em direção ao valor objetivo após apresentar comportamento oscilatório. Em outra análise, quando compara-se as figuras 5.9 e 5.19, observa-se que com efeito do atraso presente, é necessário mais iterações do algoritmo DPCA-FM para alcançar a convergência total para o mesmo valor de potência transmitida.

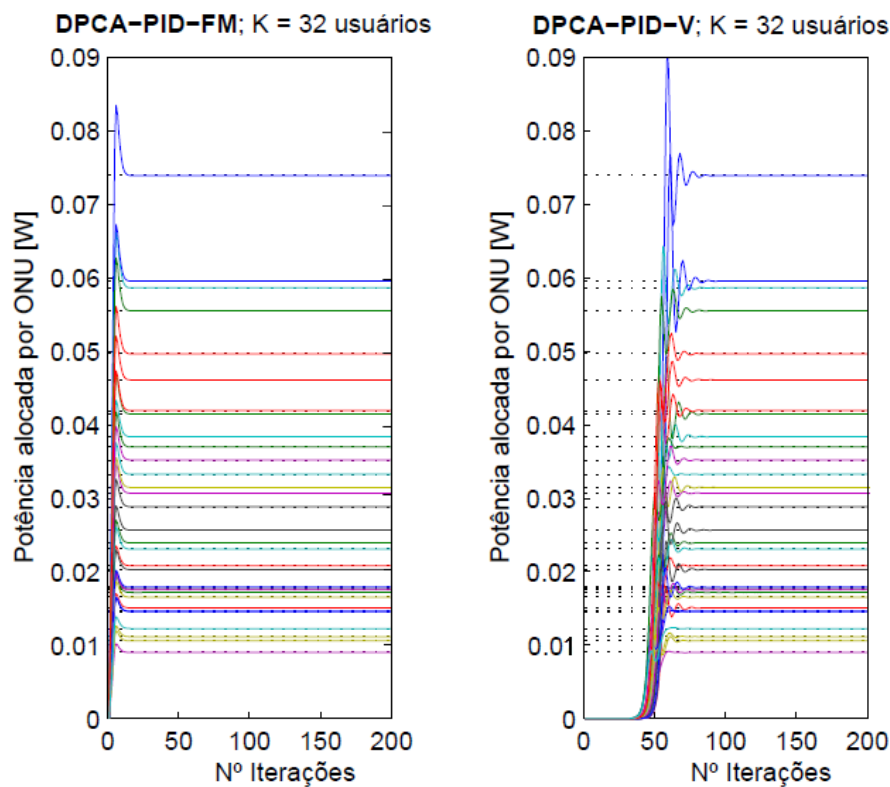


Figura 5.19: 40G-PON-OCDMA com 32 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.

Fonte: o autor

A figura 5.20 ilustra a evolução da alocação de potência por ONU para o número de iterações em consideração para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V para 48 ONUs.

Na figura 5.20 pode-se observar um comportamento semelhante ao apresentado na figura 5.19, no entanto, existem algumas diferenças no comporta-

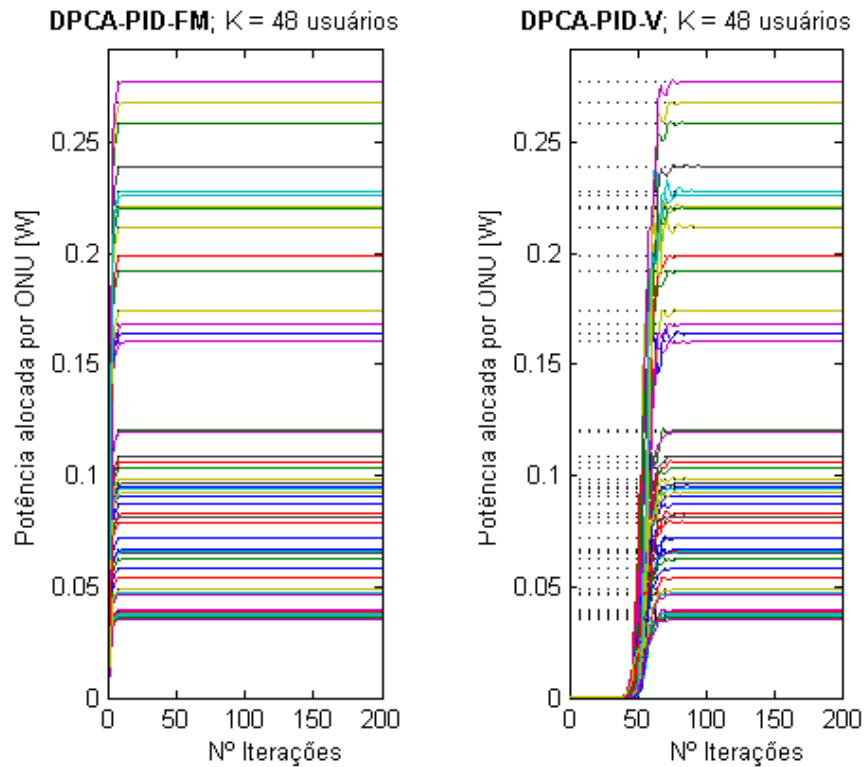


Figura 5.20: 40G-PON-OCDMA com 48 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V.

Fonte: o autor

mento oscilatório e a amplitude da potência transmitida. Completando a avaliação, uma comparação entre a velocidade e a tendência da convergência para o DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V previamente discutidos nesta seção e os DPCAs com efeitos do atraso estão representados na figura 5.21 para 32 ONUs e 48 ONUs.

Pode-se observar na figura 5.21 que a NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V apresenta quase o mesmo desempenho em termos de taxa de convergência para 32 ONUs, no entanto o comportamento oscilatório introduzido pelo efeito do atraso influencia o NMSE. Na figura 5.21 o NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-FM com atraso para um sistema com 48 ONUs apresenta tendência semelhante e a convergência é ligeiramente acelerada em comparação com o sistema sem atraso.

Após as análises realizadas nos DPCA-PIDs com os parâmetros obtidos empiricamente, será empregada a técnica de PSO para encontrar os parâmetros de ajuste para o PID, ou seja, a sintonia do PID. A topologia adotada será a DPCA-PID-FM. Na tabela 5.2 estão descritos os parâmetros adotados para a realização do PSO.

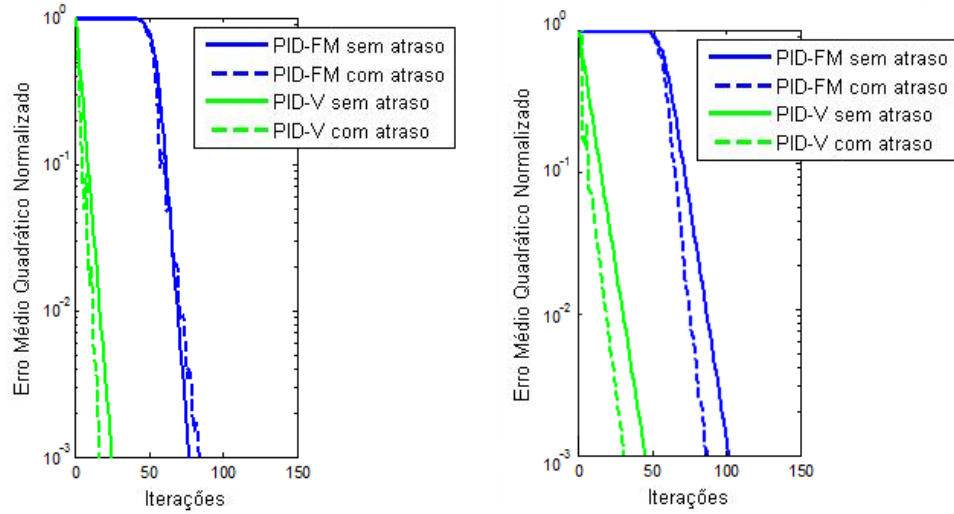


Figura 5.21: NMSE para DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V com e sem atraso com 32 e 48 ONUs.

Fonte: o autor

Tabela 5.2: Parâmetros do PSO

Variável	Valor
ω - Peso inercial	0,85
ϕ_1 - Aceleração Individual	0,8
ϕ_2 - Aceleração do Grupo	0,15
<i>Fitness</i>	$(NMSE)^2$

O PSO traz como resultados diversos melhores pontos, ou seja, vários melhores pontos de ajuste do PID e os resultados são apresentados na tabela 5.3.

O valor encontrado que apresentou o melhor desempenho de foi $NMSE^2 = 1,0006$ com parâmetros $\beta = 1,8159$, $\alpha = 0,0498$ e $\theta = -0,0422$, com a sintonia do PID a alocação de potência no DPCA-PID-FM com 32 ONUs está representada na figura 5.22.

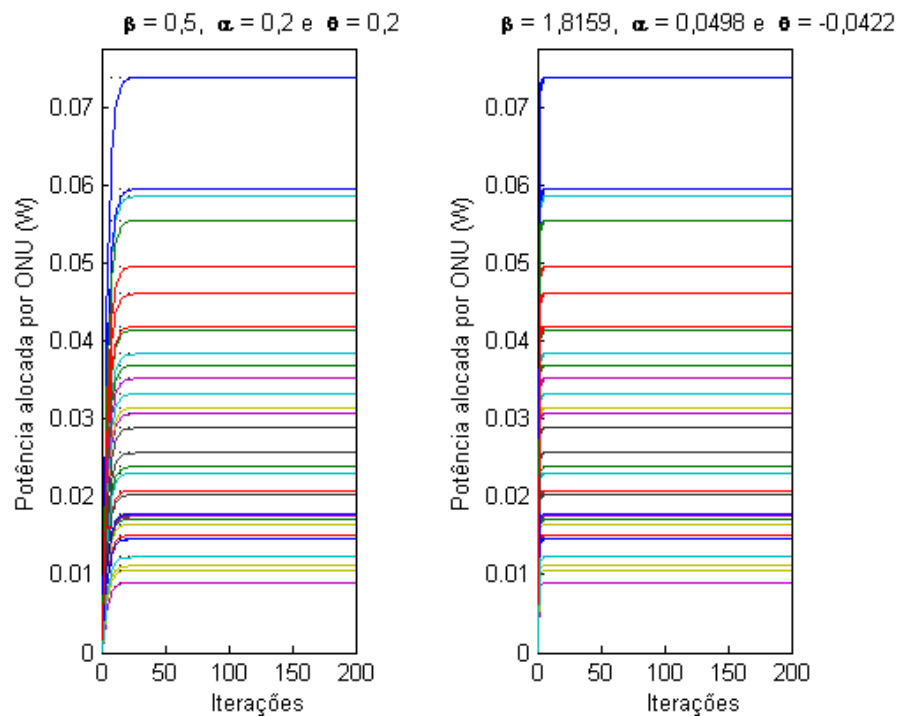
Pode-se observar na figura 5.22 que a alocação de potência por ONU chega à convergência em menos de 5 iterações, apresentando melhora significativa quando comparado a alocação com sintonia empírica.

A sintonia do PID para redes 40G-PON-OCDMA com 48 ONUs foi realizada utilizando a técnica do PSO e apresentou os seguintes melhores pontos de ajuste apresentados na tabela 5.4.

O valor encontrado que apresentou o melhor desempenho de foi $NMSE^2 = 1,0212$ com parâmetros $\beta = 3,1571$, $\alpha = -0,3014$ e $\theta = -0,1542$, com a sintonia do PID a alocação de potencia no DPCA-PID-FM com 48 ONUs apresenta o

Tabela 5.3: Sintonia do PID via PSO.(Sistema com 32 ONUs)

β	α	θ	$(NMSE)^2$
1,8159	0,0498	-0,0422	1,0006
1,7852	0,0056	0,0018	1,0007
1,8072	-0,0222	-0,0218	1,0008
1,8597	-0,0837	0,0699	1,0018
1,9083	0,0434	-0,0089	1,0022
1,8076	0,1562	-0,0835	1,0037
1,8076	0,1562	-0,0835	1,0037
1,7994	0,0872	-0,1097	1,0039
1,7181	-0,0102	0,0332	1,0043
1,7845	-0,0532	-0,0665	1,0055
1,7408	0,1398	-0,0467	1,0058

**Figura 5.22:** 40G-PON-OCDMA com 32 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM, empiricamente e com sintonia via PSO.

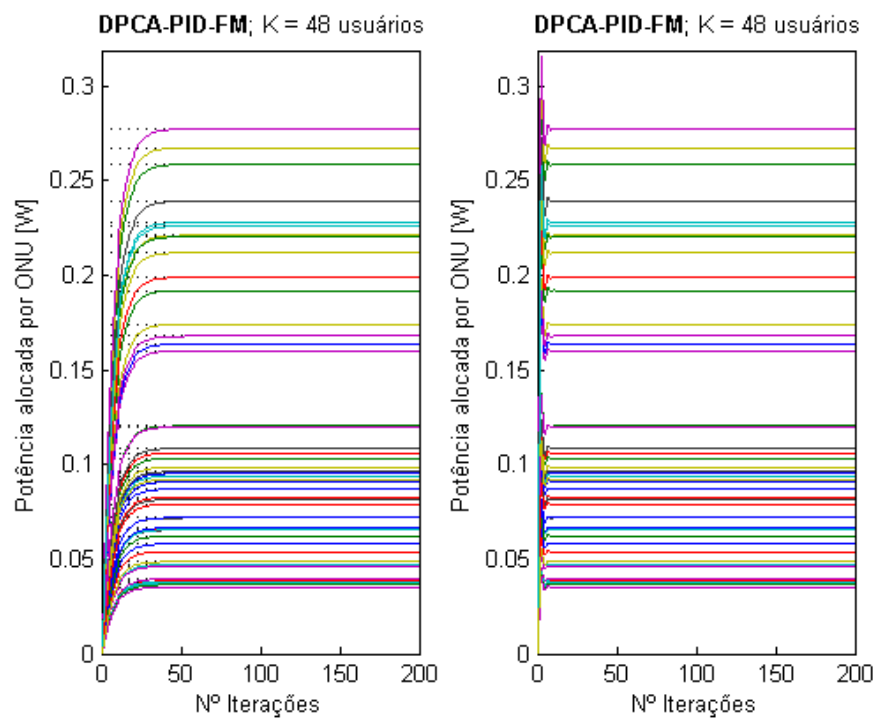
Fonte: o autor

resultado apresentado na figura 5.23.

Observa-se na figura 5.23 que a alocação de potência por ONU chega a convergência em menos de 5 iterações, apresentando melhora significativa quando comparado a alocação com sintonia empírica.

Tabela 5.4: Sintonia do PID via PSO. (Sistema com 48 ONUs)

β	α	θ	$(NMSE)^2$
3,1571	-0,3014	-0,1542	1,0212
2,8228	-0,2154	-0,1277	1,0212
2,9267	-0,1685	-0,2414	1,0222
2,7514	-0,1160	-0,2181	1,0267
2,7502	-0,2614	-0,1640	1,0298
2,7235	-0,3095	-0,2047	1,0369
2,5397	-0,3093	-0,2133	1,0519
2,4680	0,0373	-0,3044	1,0577
2,3936	-0,2328	-0,0349	1,0649
2,3394	0,3118	-0,3586	1,0893

**Figura 5.23:** 40G-PON-OCDMA com 48 ONUs. Alocação de potência por ONU para DPCA-PID-FM, empiricamente e com sintonia via PSO.

Fonte: o autor

6 Conclusão

6.1 Conclusões

Os algoritmos de controle de potência distribuído (DPCAs) baseados nos modelos de Foschini/Miljanic (FM), Verhulst (V) e proporcional-integral-derivativo (PID) foram investigados neste trabalho para a próxima geração de redes ópticas passivas 40G-PON-OCDMA. Os DPCA-FM e V são representados pela teoria de controle clássico como um controle integrador. O DPCA-FM apresenta limitação na estimativa em relação ao SNIR em ambientes de sinal fraco, demonstrado pela não convergência. O desenvolvimento de DPCA-PID-FM e DPCA-PID-V baseado em topologias PID são originados de DPCA-FM e DPCA-V, respectivamente, e foram sugeridos neste trabalho para ultrapassar a limitação desta estimativa. Os resultados numéricos mostraram que o DPCA-FM atinge a convergência com um número menor de iterações do que a DPCA-V para valores de SNIR aceitáveis. No entanto, quando estima-se cenários com o sinal fraco, o DPCA-V apresentou menor discrepância da solução ótima e uma melhor convergência do que DPCA-FM.

A implementação das parcelas proporcional e diferencial no DPCA-V para originar o DPCA-PID-V não apresentou impacto significativo na tendência e somente um pequeno ganho na taxa de convergência comparado ao DPCA-V puro. Em contra partida, o DPCA-PID-FM foi capaz de alterar a tendência e a taxa de convergência parcial do DPCA-FM, melhorando substancialmente seu desempenho, principalmente quando a sintonia do PID foi realizada via técnica heurística PSO que acelerando a convergência nos cenários de 32 e 48 ONUs. O incremento da estimativa de erro do canal fez com que a convergência apresentasse erro (ou com convergência parcial) em todos os DPCAs estudados nesse trabalho.

6.2 Propostas de Trabalho Futuros

A maturidade e o conhecimento técnico conquistados pelo longo período de pesquisa e estudo abre caminho para avanços nas pesquisas e abordar outros pontos de investigação. Em continuidade ao trabalho, a rede proposta carece de investigação do compromisso desempenho x complexidade. Outra frente de pesquisa é o estudo do erro na estimativa do canal com faixas que variam de 1% a 10% de erro. Adicionalmente o estudo das redes ópticas passivas, deixa evidente a superior capacidade de transferência de informação dos sistemas ópticos, as redes Fi-Wi utilizam essas redes e são promissoras candidatas para as futuras redes 5G.

Referências

- AGUIRRE, L. A. *Enciclopédia de automática: Controle e automação. Volume II*, São Paulo: Blucker, 2007.
- ANDRADE, M. D.; MAIER, M.; MCGARRY, M. P.; REISSLEIN, M. Passive optical network (PON) supported networking. In: OPTICAL SWITCHING AND NETWORKING, Vol. 14. [S.l.], 2014. p. 1–10.
- ANG, K. H.; LI, Y.; CHONG, G. PID control system analysis, design and technology. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 13, n. 4, 2005.
- BECCENERI, J. C. Meta heurísticas bioinspiradas aplicadas a problemas de otimização. 2006.
- BINDHAIQ, S.; SUPAAT, A. S. M.; ZULKIFLI, N.; MOHAMMAD, A. B.; SHADDAD, R. Q.; ELMAGZOUN, M. A.; FAISAL, A. Recent development on time and wavelength-division multiplexed passive optical network (TWDM-PON) for next-generation passive optical network stage 2 (NG-PON2). In: OPTICAL SWITCHING AND NETWORKING, Vol. 15. [S.l.], 2015. p. 53–66.
- BUYSSE, J.; GEORGAKILAS, K.; TZANAKAKI, A.; LEENHEER, M. D.; DHOEDT, B.; DEVELDER, C. Energy-efficient resource-provisioning algorithms for optical clouds. In: JOCN, Vol. 5. n.3, 2013. p. 226–239.
- CARMO, M. J. Centro federal de educação tecnológica de Minas Gerais. Tese de mestrado. *Ambiente educacional multifuncional integrado para sintonia e avaliação do desempenho de malhas industriais de controle*, CEFET, 2006.
- DELGADO, D. U. C.; LUNA-RIVERA, J.; MARTNEZ-LOPEZ, F. Distributed power control algorithms in the uplink of wireless code-division multiple-access systems. *IET Control Theory Applications*, v. 4, n. 5, p. 795–805, 2010.
- DIXIT, S. IP over WDM: Building the next-generation optical internet. *Wiley-Interscience*, 2003.
- DURAND, F. R.; ABRÃO, T. Distributed SNIR optimization based on the verhulst model in optical code path routed networks with physical constraints. *Journal of Optical Communications and Networking*, v. 3, n. 9, p. 683–691, Sep 2011.
- DURAND, F. R.; ANGÉLICO, B.; ABRÃO, T. Analysis of delay and estimation uncertainty in power control model for optical CDMA network. *Optical Switching and Networking*, v. 21, p. 67–78, 2016.
- DURAND, F. R.; FILHO, M. S.; ABRÃO, T. The effects of power control on the optical CDMA random access protocol. *Optical Switching and Networking*, v. 9, p. 52–60, 2011.

- EBERHART, R. C.; KENNEDY, J. A new optimizer using particle swarm theory. *Proceedings of the sixth international symposium on micro machine and human science*, v. 1, p. 39–43, 1995.
- FILHO, M. S.; DURAND, F. R.; CIRIACO, F. Controle de potência em redes OCDMA estrela de múltiplo acesso via modelo de verhulst. *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, p. 1–6, 2009.
- FOSCHINI, G.; MILJANIC, Z. A simple distributed autonomous power control algorithm and its convergence. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 42, n. 4, p. 641–646, 1993.
- GROSS, T. J.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Algoritmo de controle de potência distribuído fundamentado no modelo populacional de Verhulst. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, v. 20, n. 2, p. 59–74, 2006.
- GROSS, T. J.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Distributed power control algorithm for multiple access systems based on Verhulst model. *International Journal of Electronics and Communications*, v. 65, n. 4, p. 361–372, 2011.
- GUNNARSSON, F.; GUSTAFSSON, F. Dynamical effects of time delays and time compensation in power controlled DS-CDMA. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, v. 19, n. 1, p. 141–151, 2001.
- GUNNARSSON, F.; GUSTAFSSON, F. Control theory aspects of control in UMTSs. *Control Eng. Practice*, v. 11, n. 10, p. 1113–1125, 2003.
- HEDDEGHEM, W. V.; IDZIKOWSKI, F.; VEREECKEN, W.; COLLE, D.; PICKAVET, M.; DEMEESTER, P. Power consumption modeling in optical multilayer networks. In: JOCN, Vol. 24. n.2, 2012. p. 86–102.
- ILYAS, M.; MOUFTAH, H. T. The handbook of optical communication networks. *CRC Press*, 2003.
- INATY, E.; RAAD, R.; FORTIER, P.; SHALABY, H. M. H. A fair QoS-based resource allocation scheme for a time-slotted optical OV-CDMA packet networks: a unified approach. *Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 21, p. 1–10, 2009.
- INATY, E.; SHALABY, H.; FORTIE, P.; RUSCH, L. Optical fast frequency hopping CDMA system using power control. *Journal of Lightwave Technology*, v. 20, n. 2, p. 166–177, 2003.
- KHALEGHI, S.; PAKRAVAN, M. R. Quality of service provisioning in optical CDMA packet networks. *Journal of Optical Communications and Networking*, v. 2, n. 5, p. 283–292, 2010.
- KHOTIMSKY, D. A.; ZHANG, D.; YUAN, L.; HIRAFUJI, R. O. C. Unifying sleep and doze modes for energy-efficient PON systems. *IEEE Communications Letters*, v. 32, n. 4, p. 1132–1143, 2014.
- KIM, K.; SCHAEFER, R. C. Tuning a PID controller for a digital excitation control system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 2, p. 485–492, 2005.
- KITAYAMA, K.-I. Optical code division multiple access: A practical perspective internet. *Cambridge University Press*, 2014.

- KODAMA, T.; TANAKA, Y.; YOSHIMA, S.; KATAOKA, N.; NAKAGAWA, J. ichi; SHIMIZU, S.; WADA, N.; KITAYAMA, K. ichi. Scaling the system capacity and reach of a 10G-TDM-OCDM-PON system without an en/decoder at an ONU. *J. Opt. Commun. Netw.*, OSA, v. 5, n. 2, p. 134–143, 2013.
- LEE, B.-K.; CHEN, H.-W.; CHEN, B.-S. Power control of cellular radio systems via robust smith prediction filter. *Trans. Wireless. Comm.*, IEEE Press, v. 3, n. 5, p. 1822–1831, 2004.
- LEMPEL, A.; GREENBERGER, H. Families of sequences with optimal Hamming correlation properties. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 20, p. 90–94, 1974.
- LI, Y.; ANG, K.; CHONG, G. PID control system analysis and design. *IEEE Control Systems Magazine*, v. 26, n. 1, p. 32–41, 2006.
- MATSUMOTO, R.; KODAMA, T.; SHIMIZU, S.; NOMURA, R.; OMICHI, K.; WADA, N.; KITAYAMA, K.-I. 40G-OCDMA-PON system with an asymmetric structure using a single multi-port and sampled SSFBG encoder/decoders. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 32, n. 6, p. 1132–1143, Mar 2014.
- MAYERS, A. M.; BENAVIDEZ, P. J.; RAJU, G. V. S.; AKOPIAN, D.; JAMSHIDI, M. M. A closed-loop transmission power control system using a nonlinear approximation of power-time curve. *IEEE Systems Journal*, v. 9, n. 3, p. 1011–1019, 2015.
- MIYAZAWA, T.; SASASE, I. Multi-rate and multi-quality transmission scheme using adaptive overlapping pulse-position modulator and power controller in optical network. *12th IEEE International Conference on Network*, v. 1, p. 127–131, 2004.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*, v. 3a, n. ed. Rio de Janeiro:LTC, 2000.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*, v. 3a, n. São Paulo: Prentice Hall, 2010.
- PAN, T. A. Y.; PAVEL, L. A system performance approach to OSNR optimization in optical networks. *IEEE Transactions on Communications*, v. 58, n. 4, p. 1193–1200, 2010.
- PAN, Y.; PAVEL, L. OSNR game optimization with link capacity constraints in general topology WDM networks. *Optical Switching and Networking*, v. 11, n. A, p. 1–15, 2014.
- PAN, Z.; YU, C.; WILLNER, A. E. Optical performance monitoring for the next generation optical communication networks. *Optical Fiber Technology*, v. 16, p. 20–45, 2010.
- PAUL, A.; AKAR, M.; SAFONOV, M. G.; MITRA, U. Adaptive power control for wireless networks using multiple controllers and switching. *IEEE Trans. Neural Netw.*, v. 16, n. 5, p. 1212–1218, 2005.
- PAULA, M. de M.; DURAND, F.; ABRÃO, T. WDM/OCDM energy-efficient networks based on heuristic ant colony optimization. *IEEE System Journal*, PP, n. 99, p. 1–12, 2014.

- PEPPER, R. The internet of things is now: M2M devices forecast 2013-2018. *Cisco Visual Networking Index 2014 Forecast*, 2014.
- RAAD, R.; INATY, E.; FORTIER, P.; SHALABY, H. M. H. Optimal resource allocation scheme in a multirate overlapped optical CDMA system. *Journal Lightwave Technology*, v. 25, n. 8, p. 2044–2053, 2007.
- RYOSUKE, M.; TAKAHIRO, K.; KOJI, M.; NAOYA, W.; KEN-ICHI, K. Scalable two and three-dimensional optical labels generated by 128-port encoder/decoder for optical packet switching. *Optics express 23 (20): 25747-61*, 2015.
- SAMPAIO, L. D. H.; ABRÃO, T.; ANGÁLICO, B. A.; LIMA, M. F.; JR., M. L. P.; JESZENSKY, P. J. E. Hybrid heuristic-waterfilling game theory approach in MC-CDMA resource allocation. *Applied Soft Computing*, v. 12, p. 1902–1912, 2011.
- SHADDAD, R.; MOHAMMED, A.; AL-GEELANI, S.; AL-HETAR, A.; ELMAGZOUB, M. A survey on access technologies for broadband optical and wireless networks. *J. Netw. Comput. Appl.*, v. 41, p. 459–472, 2014.
- SONG, H.; KIM, B.-W.; MUKHERJEE, B. Long-reach optical access networks: A survey of research challenges, demonstrations, and bandwidth assignment mechanisms. In: *IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS E TUTORIALS*. n.1, 2010. p. 112–123.
- SRIVASTAVA, A. K. Next generation PON evolution. *SPIE OPTO*, 2013.
- STEFANOVIC, N.; PAVEL, L. An analysis of stability with time-delay of link level power control in optical networks. *Automatica*, v. 45, n. 1, p. 149–154, 2009.
- TARHUNI, N. G.; KORHONEN, T. O.; ELMUSRATI, M. S.; MUTAFUNGWA, E. Power control of optical CDMA star networks. *Optics Communications*, v. 256, p. 655–664, Mar 2006.
- TZANAKAKI, A.; KATRINIS, K.; POLITI, T.; STAVDAS, A.; PICKAVET, M.; DAELE, P. V.; SIMEONIDOU, D.; O'MAHONY, M. J.; ALEKSIĆ, S.; WOSINSKA, L.; MONTI, P. Dimensioning the future pan-european optical network with energy efficiency considerations. *J. Opt. Commun. Netw.*, OSA, v. 3, n. 4, p. 272–280, 2011.
- VERHULST, P. F. Notice sur la loi que la population poursuit dans son accroissement. *Correspondance mathematique et physique*, p. 113–121, 1838.
- VIZCAÑO, J. L.; YE, Y.; MONROY, I. T. Energy efficiency analysis for flexible-grid OFDM-based optical networks. In: *COMPUTER NETWORKS*, Vol. 56. n.2, 2012. p. 2400–2419.
- WANG, X.; WADA, N.; MIYAZAKI, T.; CINCOTTI, G.; KITAYAMA, K. Field trial of 3-WDM / 10-OCDMA / 10.71-Gb/s asynchronous WDM/DPSK-OCDMA using hybrid e/d without fec and optical thresholding. *Journal Lightwave Technology*, n. 25, p. 207–215, 2007.
- WONG, E. Next-generation broadband access networks and technologies. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 30, n. 4, p. 597–608, 2012.

- YANG, C. C.; HUANG, J. F.; HSU, T. C. Differentiated service provision in optical CDMA network using power control. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 20, n. 20, p. 1664–1666, 2008.
- YANG, C.-Y.; CHEN, B. S. Robust power control of cdma cellular radio systems with time-varying delays. *Signal Processing*, v. 90, n. 1, p. 363–372, 2010.
- YASHIMA, H.; KOBAYASHI, T. Optical cdma with time hopping and power control for multirate networks. *Journal Lightwave Technology*, v. 21, p. 695–702, 2003.
- YOSHIMA, S.; TANAKA, Y.; KATAOKA, N.; WADA, N.; NAKAGAWA, J.; KITAYAMA, K.-I. Full-duplex, extended-reach 10G-TDM-OCDM-PON system without en/decoder at ONU. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 31, n. 1, p. 43–49, Jan 2013. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-31-1-43>>.
- ZACCARIN, D.; KAVEGARD, M. An optical CDMA system based on spectral amplitude encoding of an LED. *IEEE Photon. Technol. Lett*, v. 9, p. 479–482, 1993.
- ZULAI, L. G. *Estudo de Mecanismo de Eficiência Energética e Alocação de Recursos em Redes Ópticas Passivas de Próxima Geração*, Dissertação (Mestrado), 2015.
- ZULAI, L. G. T.; DURAND, F. R.; ABRAO, T. Energy-efficient next-generation passive optical networks based on sleep mode and heuristic optimization. *Fiber and Integrated Optics*, v. 34, n. 3, p. 117–137, Jul 2015.