UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Sistemas Inteligentes Aplicados às Redes Ópticas
Passivas com Acesso Múltiplo por Divisão de Código
OCDMA-PON

José Valdemir dos Reis Júnior

São Carlos
2015

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

dos Reis Junior, José Valdemir

D722s Sistemas inteligentes aplicados às redes ópticas
passivas com acesso múltiplo por divisão de código
OCDMA-PON / José Valdemir dos Reis Junior; orientador
Ben-Hur Viana Borges. São Carlos, 2015.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
Telecomunicações -- Escola de Engenharia de São Carlos
da Universidade de São Paulo, 2015.

1. Efeitos da variação de temperatura ambiente. 2.
Acesso múltiplo por divisão de código óptico. 3. Redes
ópticas passivas. 4. Sistemas inteligentes. 5. Sistemas
fuzzy. 6. Redes neurais artificiais. 7. Mapas
auto-organizáveis de Kohonen. I. Título.

JOSÉ VALDEMIR DOS REIS JÚNIOR

**Sistemas Inteligentes Aplicados às Redes Ópticas Passivas
com Acesso Múltiplo por Divisão de Código
OCDMA-PON**

Tese apresentada à Escola de Engenharia de
São Carlos da Universidade de São Paulo
como parte dos requisitos para a obtenção do
título de Doutor em Ciências, Programa de
Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Ben-Hur Viana Borges

São Carlos
2015

Aos meus pais, Valdemir e Gorete, as minhas irmãs, Liana e Tânia, e à minha esposa Mariane, por todo o amor e carinho que tem por mim. À minha família.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, e aos meus pais, José Valdemir dos Reis e Maria Gorete Marques dos Reis, pelo total apoio, zelo, incentivo e aos ensinamentos.

Minhas irmãs, Liana e Tânia, pelo apoio e compreensão. Para todos os meus familiares que torceram pela finalização, desta importante etapa de crescimento pessoal e profissional.

À minha esposa, Mariane, pela amizade, compreensão, paciência e apoio, em todos os momentos. Às famílias Saraiva e Almeida, pelo incentivo.

Ao professor Ben-Hur Viana Borges, pela oportunidade, orientação, confiança, dedicação e pelos diversos exemplos de profissionalismo, repassados ao longo da convivência.

A todos os professores da USP, pelos conhecimentos repassados.

A todos os funcionários do departamento de Engenharia Elétrica da EESC/USP, pela presteza e eficiência.

Aos amigos Piauienses, que aqui convivi, Igor, Ronildo, Guilherme, Aldir, Helson, Rafael, Fábio e Breno, pela convivência, apoio e diversos momentos de descontração. Aos amigo(a)s que lá permaneceram. Um agradecimento especial aos amigos Hermes e Ricardo Lira, pelo apoio.

Aos colegas e amigo (a)s do departamento, Thiago, Anderson, Daniel, Luciano, Leone, Pedro, Heinz, Aquiles, Ellen e Guacira, pela convivência, conhecimentos repassados, conversas no “momento do café” e demais situações de descontração, que contribuíram para trazer alegria, ao longo da estada em São Carlos. À Larissa, pela amizade e pelo apoio.

Aos amigos de república, Fillipe Vasconcelos, Rogério Lima e Breno Silva, pela convivência e amizade.

A todos os amigos do Colégio Técnico de Teresina da UFPI, pelo incentivo. Um agradecimento especial aos professores Francisco de Assis Sinimbú Neto e José Bento de Carvalho Reis.

Aos magníficos reitores, José Arimatéia Dantas Lopes e Luiz de Sousa Santos Júnior.

A FAPEPI (Fundação de Amparo do Piauí), bem como a CAPES, pelo apoio financeiro.

"Não conheço ninguém que conseguiu realizar seu sonho, sem sacrificar feriados e domingos pelo menos uma centena de vezes.
Da mesma forma, se você quiser construir uma relação amigável com seus filhos, terá que se dedicar a isso, superar o cansaço, arrumar tempo para ficar com eles, deixar de lado o orgulho e o comodismo.
Se quiser um casamento gratificante, terá que investir tempo, energia e sentimentos nesse objetivo.
O sucesso é construído à noite!
Durante o dia você faz o que todos fazem.
Mas, para obter um resultado diferente da maioria, você tem que ser especial.
Se fizer igual a todo mundo, obterá os mesmos resultados.
Não se compare à maioria, pois, infelizmente ela não é modelo de sucesso.
Se você quiser atingir uma meta especial, terá que estudar no horário em que os outros estão tomando chope com batatas fritas.
Terá de planejar, enquanto os outros permanecem à frente da televisão.
Terá de trabalhar enquanto os outros tomam sol à beira da piscina.
A realização de um sonho depende de dedicação, há muita gente que espera que o sonho se realize por magia, mas toda magia é ilusão, e a ilusão não tira ninguém de onde está, em verdade a ilusão é combustível dos perdedores pois...
Quem quer fazer alguma coisa, encontra um MEIO.
Quem não quer fazer nada, encontra uma DESCULPA.

Roberto Shinyashiki

RESUMO

DOS REIS JR., J. V. **Sistemas Inteligentes Aplicados às Redes Ópticas Passivas com Acesso Múltiplo por Divisão de Código OCDMA-PON**. 2015. Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2015.

As redes ópticas passivas (PON), em virtude da oferta de maior largura de banda a custos relativamente baixos, vêm se destacando como possível candidata para suprir a demanda dos novos serviços como, tráfego de voz, vídeo, dados e de serviços móveis, exigidos pelos usuários finais. Uma importante candidata, para realizar o controle de acesso nas PONs, é a técnica de acesso múltiplo por divisão de código óptico (OCDMA), por apresentar características relevantes, como maior segurança e capacidade flexível sob demanda. No entanto, agentes físicos externos, como as variações de temperatura ambiental no enlace, exercem uma influência considerável sobre as condições de operação das redes ópticas. Especificamente, nas OCDMA-PONs, os efeitos da variação de temperatura ambiental no enlace de transmissão, afetam o valor do pico do autocorrelação do código OCDMA a ser detectado, degradando a qualidade de serviço (QoS), além do aumento da taxa de erro de bit (BER) do sistema. O presente trabalho apresenta duas novas propostas de técnicas, utilizando sistemas inteligentes, mais precisamente, controladores lógicos *fuzzy* (FLC) aplicados nos transmissores e nos receptores das OCDMA-PONs, com o objetivo de mitigar os efeitos de variação de temperatura. Os resultados das simulações mostram que o desempenho da rede é melhorado quando as abordagens propostas são empregadas. Por exemplo, para a distância de propagação de 10 km e variações de temperatura de 20 °C, o sistema com FLC, suporta 40 usuários simultâneos com a $BER = 10^{-9}$, enquanto que, sem FLC, acomoda apenas 10. Ainda neste trabalho, é proposta uma nova técnica de classificação de códigos OCDMA, com o uso de redes neurais artificiais, mais precisamente, mapas auto-organizáveis de Kohonen (SOM), importante para que o sistema de gerenciamento da rede possa oferecer uma maior segurança para os usuários. Por fim, sem o uso de técnica inteligente, é apresentada, uma nova proposta de código OCDMA, cujo formalismo desenvolvido, permite generalizar a obtenção de código com propriedades distintas, como diversas ponderações e comprimentos de códigos.

Palavras-chave: Acesso múltiplo por divisão de código óptico, efeitos da variação de temperatura ambiente, redes ópticas passivas, sistemas inteligentes, sistemas fuzzy, redes neurais artificiais, mapas auto-organizáveis de Kohonen, codificação OCDMA.

ABSTRACT

DOS REIS JR., J. V. **The Application of Intelligent Systems in Passive Optical Networks Based on Optical Code Division Multiple Access OCDMA-PON.** 2015. Thesis (PhD) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2015.

Passive optical networks (PON), due to the provision of higher bandwidth at relatively low cost, have been excelling as a possible candidate to meet the demand of new services, such as voice traffic, video, data and mobile services, as required by end users. An important candidate to perform access control in PONs, is the Optical Code-Division Multiple-Access (OCDMA) technique, due to relevant characteristics, such as improved security and flexible capacity on demand. However, external physical agents, such as variations in environmental temperature on the Fiber Optic Link, have considerable influence on the operating conditions of optical networks. Specifically, in OCDMA-PONs, the effects of environmental temperature variation in the transmission link affect the peak value on the autocorrelation of the OCDMA code to be detected, degrading the quality of service (QoS), in addition to increasing the Bit Error Rate (BER) of the system. This thesis presents two new proposals of techniques using intelligent systems, more precisely, Fuzzy Logic Controllers (FLC) applied on the transmitters and receivers of OCDMA-PONs, in order to mitigate the effects of temperature variation. The simulation results show that the network performance is improved when the proposed approaches are employed. For example, for the propagation distance of 10 kilometers and temperature variations of 20 °C, the FLC system supports 40 simultaneous users at $BER = 10^{-9}$, whereas without the FLC, the system can accommodate only 10. Furthermore, in this work is proposed a new technique of OCDMA codes classification, using Artificial Neural Networks (ANN), more precisely, the Self-Organizing Maps (SOM) of Kohonen, important for the network management system to provide increased security for users. Finally, without the use of intelligent technique, it is presented a new proposal of OCDMA code, whose formalism developed, allows to generalize the code acquisition with distinct properties, such as different weights and length codes.

Keywords: Optical code-division multiple-access, effect of variations in environmental temperature, passive optical network, intelligent systems, fuzzy systems, artificial neural network, Kohonen self organizing maps, OCDMA codes.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Esquema das Redes Ópticas Passivas - PON.	4
Figura 1.2: Esquema OCDMA-PON.	5
Figura 1.3: Interferência de acesso múltiplo nas redes OCDMA.	6
Figura 1.4: Esquema OCDMA com assinaturas dinâmicas [44].	10
Figura 1.5: Esquema do controlador com lógica fuzzy (FLC).....	13
Figura 2.1: Exemplo de OCDMA-PON.....	21
Figura 2.2: OLT para OCDMA-PON. Tx: Transmissor e Rx: Receptor.	22
Figura 2.3: ONU para OCDMA-PON.	23
Figura 2.4: Codificador OCDMA utilizando ODL. ($T_b = N_c \cdot T_c$).....	24
Figura 2.5: Codificador 2D-OCDMA.	25
Figura 2.6: Codificador OCDMA utilizando redes de Bragg.	29
Figura 3.1: a) Decodificação do código 2D WH/TS OCDMA, com n comprimentos de onda, λ_n , e n chips temporais, t_n , após a propagação em condições ideais num enlace de fibra com compensação total de dispersão; b) Código distorcido temporalmente após a propagação submetida a variações de temperatura externa no enlace. O pico de autocorrelação foi reduzido devido os efeitos da distorção temporal causados no código pela temperatura [40].	33
Figura 3.2: Valor do pico de autocorrelação obtido após a decodificação de um código 2D-WH/TS OCDMA com oito comprimentos de onda. Os resultados apresentados corresponde a uma variação de temperatura de $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ para as distancias de propagação de: a) <i>back-to-back</i> $L = 0$ km ($\square$ símbolo), $L = 10$ km ($\circ$ símbolo), $L = 20$ km (+ símbolo) e $L = 40$ km ($\diamond$ símbolo) [40].	34
Figura 3.3: Valores dos picos de autocorrelação obtido após a decodificação de um código 2D-WH/TS OCDMA submetido as variações de temperatura ΔT para as distâncias de propagação de $L = 10$ km ($\circ$ símbolo) e 20 km ($\square$ símbolo) [40].	36
Figura 3.4: Valor do pico de autocorrelação obtido após a decodificação de um código 2D-WH/TS OCDMA submetido as variações de temperatura $\Delta T=20^\circ\text{C}$ para a distância de propagação de $L = 10$ km ($\circ$ símbolo) [40].	37
Figura 3.5: BER versus número de usuários simultâneos, definidos analiticamente, para: a) temperatura constante (+) e sem propagação; cenários com variação de temperatura $\Delta T=20^\circ\text{C}$, b) para uma distância de propagação de $L = 7$ km ($\square$ símbolo), c) para $L = 10$ km ($\circ$ símbolo) [40].	38
Figura 4.1: Exemplo de um <i>Singleton</i>	41
Figura 4.2: Exemplo da imprecisão na aferição da velocidade de um carro.....	43
Figura 4.3: Exemplo de sistema de inferência do tipo Mamdani.	47
Figura 4.4: Exemplo de conjunto <i>fuzzy</i> de saída no processo de inferência do tipo Mamdani.	48
Figura 4.5: Exemplo de sistema de inferência do tipo Sugeno.	49
Figura 4.6: Exemplo de defuzzificação pelo método do centro de área.	50
Figura 4.7: Estrutura de um Controlador Lógico <i>Fuzzy</i>	51
Figura 4.8: Estrutura de uma Rede Neural Artificial.	53
Figura 4.9: Estrutura de uma Rede SOM [120]	55
Figura 4.10: Diagrama esquemático do <i>grid</i> bidimensional, 3x3, utilizado para o treino da rede de Kohonen.	56
Figura 5.1: Diagrama de bloco proposto para o transmissor, numa rede OCDMA-PON.	59

Figura 5.2: Estrutura do: a) codificador, b) decodificador. A viabilização dos códigos OCDMA é realizada por linhas de atrasos sintonizáveis [123].	60
Figura 5.3: Exemplo do cálculo do valor de acréscimo (Δw), realizado pelo sistema fuzzy proposto.	61
Figura 5.4: Diagrama de bloco do FLC proposto para o transmissor OCDMA-PON.	62
Figura 5.5: Conjuntos fuzzy escolhidos para as variações de temperatura ΔT ($^{\circ}\text{C}$).	62
Figura 5.6: Conjuntos fuzzy escolhidos para as distâncias entre a ONU e OLT, L (km).	63
Figura 5.7: Conjuntos fuzzy escolhidos para os valores estimados do pico de autocorrelação, Std_{drop} .	63
Figura 5.8: Resultados das simulações analíticas dos efeitos de variação de temperatura, que são utilizadas para definir a composição da tabela de regras <i>fuzzy</i> .	65
Figura 5.9: Reprodução dos resultados do cálculo da BER em função do número de usuários, para um sistema com prioridade de bits, obtidos por Goldberg S. et al. [123], para um sistema com os seguintes parâmetros: $w = 20$, $\Delta w = 12$, $N_c = 71$, $u_M = 1$ e $u_L = 6$.	67
Figura 5.10: Valor do pico de autocorrelação em função das variações de temperatura. $\blackrightarrow$ e $\blackrightarrow +$ representam os resultados analíticos para $d_1=10$ km e $d_2=20$ km [40], respectivamente; $\blackrightarrow$ e $\blackrightarrow +$ representam os resultados da modelagem fuzzy proposta, para $d_1=10$ km e $d_2=20$ km, respectivamente. Ambos os métodos estão sujeitos as variações de temperatura, $0 \text{ oC} \leq \Delta t \leq 20 \text{ oC}$ [124].	68
Figura 5.11: BER versus o número de usuários simultâneos para um sistema 2D-WH/TS OCDMA, para $w=8$ e $L_c=200$. Os cenários simulados são: temperatura constante T ($\blackrightarrow$); $\Delta T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$, para as distâncias de propagação de $L = 7$ km ($\blackrightarrow$) e $L = 10$ km ($\blackrightarrow$). Para o sistema <i>fuzzy</i> proposto, os bits mais importantes u_M ($\blackrightarrow$) e menos importantes u_L ($\blackrightarrow$) foram simulados para $\Delta T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ e $L = 10$ km. A quantidade de bits escolhidas foi $u_M = 1$ e $u_L = 6$ [124].	69
Figura 5.12: Diagrama de blocos da OCDMA-PON com o sistema de controle <i>fuzzy</i> proposto para o receptor.	71
Figura 5.13: Diagrama de bloco do FLC proposto para o receptor OCDMA-PON.	72
Figura 5.14: Conjuntos fuzzy escolhidos para os valores estimados do limiar de detecção, Th_{FLC} .	72
Figura 5.15: Representação das regras <i>fuzzy</i> utilizadas.	73
Figura 5.16: Exemplo do método de inferências max-min utilizado.	73
Figura 5.17: Valores do pico de autocorrelação obtidos para um código (8,200) 2D-WH / TS após a propagação numa fibra sob a influência das variações de temperatura ambiente. Cenário para o modelo analítico com $\Delta T = 10 \text{ }^{\circ}\text{C}$ (círculos sólidos), $\Delta T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ (estrelas sólidas), e para o FLC proposto com $\Delta T = 10 \text{ }^{\circ}\text{C}$ (quadrados vazios) e $\Delta T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ (triângulos vazios).	76
Figura 5.18: Valores <i>fuzzy</i> de saída em função das duas entradas: Distância L (km) e variação de temperatura ΔT ($^{\circ}\text{C}$).	77
Figura 5.19: Valor da BER versus o número de usuários simultâneos, considerando os seguintes casos: temperatura constante (losango sólido); $\Delta T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ após $L = 7$ km de propagação sem FLC (círculos vazios) e com FLC (círculos sólidos); $\Delta T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ após $L = 10$ km de propagação sem FLC (triângulos vazios) e com FLC (triângulos sólidos); $\Delta T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ após 15 km de propagação sem FLC (quadrados vazios) e com FLC (quadrados sólidos) e $\Delta T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ após $L = 20$ km de propagação sem FLC (estrelas vazias) e com FLC (estrelas sólidos).	78
Figura 5.20: Representação das regras <i>fuzzy</i> utilizadas para o tipo Mamdani.	80
Figura 5.21: Representação das regras <i>fuzzy</i> utilizadas para o tipo Sugeno.	81
Figura 5.22: Representação dos <i>singletons</i> de saída para o tipo Sugeno.	81

Figura 5.23: Valores <i>fuzzy</i> de saída em função das duas entradas: Distância L (km) e variação de temperatura ΔT ($^{\circ}\text{C}$). a) Comparação entre os controladores do tipo Mamdani (superfície colorida) e Sugeno (superfície lisa). b) Visão superior, destacando os pontos que são mais evidentes as diferenças entre os métodos Mamdani e Sugeno.....	82
Figura 5.24: Diagrama de blocos utilizados no Simulink para comparar os controladores <i>fuzzy Mamdani e Sugeno</i> propostos.	83
Figura 5.25: Valores dos picos de autocorrelação, obtidos via Simulink, considerando que os valores de distâncias são aleatoriamente escolhidos entre $15 \text{ km} \leq L \leq 20 \text{ km}$, e as variações aleatórias de temperatura são definidas entre: a) $0^{\circ}\text{C} \leq \Delta T \leq 5^{\circ}\text{C}$; b) $0^{\circ}\text{C} \leq \Delta T \leq 10^{\circ}\text{C}$; c) $0^{\circ}\text{C} \leq \Delta T \leq 15^{\circ}\text{C}$ e d) $0^{\circ}\text{C} \leq \Delta T \leq 20^{\circ}\text{C}$	84
Figura 5.26: Disposição espacial das amostras de treinamento juntamente com os pesos $w^{(1)}$, $w^{(2)}$, $w^{(3)}$ obtidos.	87
Figura B.1: Esquema da Sub-Etapa 2.1 do algoritmo para gerar os códigos ópticos.	113
Figura B.2: Esquema da Sub-Etapa 2.2 do algoritmo para gerar os códigos ópticos.	114
Figura B.3: Resultado da 2 ^o Etapa do algoritmo para gerar os códigos ópticos.	114
Figura B.4: Esquema da Sub-Etapa 3.1 do algoritmo para gerar os códigos ópticos.	115
Figura B.5: Resultado da 3 ^o Etapa do algoritmo para gerar os códigos ópticos.	115
Figura B.6: Resumo do algoritmo de geração dos códigos T-GE-PMPC.	116
Figura B.7: Proposta de modificação da 3 ^o Etapa do algoritmo de geração dos códigos T-GE-PMPC.	117
Figura B.8: Matriz inicial MPC.	118
Figura B.9: Resultado do passo 2 do algoritmo.	118
Figura B.10: Resultado do passo 3 do algoritmo.	119
Figura B.11: Comparação entre a codificação T-MPC (lado esquerdo) e o resultado gerado no passo 4 do algoritmo T-GE-MPC (lado direito).	120
Figura B.12: Validação do formalismo para o T-MPC, para $P=61$ e $P=67$, comparado como o MPR para os mesmos valores de P e ponderação $w = 22$ [130].	123
Figura B.13: Validação do formalismo para o T-GE-MPC, para $P=61$, comparado como o MPR e o T-MPC [131] para os mesmos valores de P e $w = 22$	124
Figura B.14: Validação do formalismo para o T-GE-MPC para a PPM-OCDMA, para $P=11$, $\mu=100$, $M=8$	128

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1: Largura de Banda e latência para algumas aplicações de rede [1].	1
Tabela 1.2: Principais tecnologias adotadas nas redes de acesso [2].	2
Tabela 3.1: Coeficiente Térmico de Algumas Fibras Ópticas [34].	32
Tabela 3.2: Parâmetros do Sistema.	36
Tabela 4.1: Exemplos de Funções de Pertinência.	42
Tabela 4.2: Caracterização da Variável Linguística.	43
Tabela 4.3: Exemplo de regras aplicadas no controlador de Mamdani.	46
Tabela 4.4: Características dos principais tipos de RNAs [119].	54
Tabela 4.5: Interligações das vizinhanças, utilizando o raio igual a 1 para o grid apresentado na Figura 4.10.	57
Tabela 5.1: Base de regras <i>fuzzy</i> .	65
Tabela 5.2: Parâmetros do sistema – receptor <i>fuzzy</i> .	75
Tabela 5.3: Grupos de códigos ópticos.	86
Tabela 5.4: Amostras utilizadas para a validação da classificação dos padrões dos grupos.	86
Tabela 5.5: Neurônios ativados para cada grupo. Grupo 1: neurônios 1 e 2; Grupo 2: neurônios 3 e 6; Grupo 3: neurônios 8 e 9.	87
Tabela 5.6: Resultados na fase de operação.	88
Tabela A.1: Exemplo das sequências de códigos obtidos mediante codificação prima modificada, para número primo $P=5$ [20].	106
Tabela A.2: Exemplos de 2 grupos com as sequências de códigos obtidas mediante extensão da codificação prima modificada, para número primo $P=5$ [20].	108
Tabela A.3: Exemplos de 2 grupos com as sequências de códigos obtidas mediante extensão da codificação prima modificada, para número primo $P=5$ [20].	109
Tabela A.4: Exemplos de 3 grupos com as sequências de códigos obtidas mediante extensão da codificação prima modificada, para número primo $P = 3$ [129].	111
Tabela A.5: Resultado da codificação T-MPC para $P = 3$ [129].	112

LISTA DE ACRÔNIMOS

2D	Bidimensional
3D	Tridimensional
ACF	Função de Autocorrelação
ADSL	Digital Assimétrica para Assinante
AG	Algoritmos Genéticos
AS	Arrefecimento Simulado
ANN	Rede Neural Artificial
APON	Rede Óptica Passiva baseada em ATM
AS	Arrefecimento Simulado
ASK	Modulação em Amplitude
ATM	Modo de transferência assíncrono
BER	Taxa de Erro de Bit
BPF	Filtros Passa Faixa
BPON	PON para Banda Larga
CAPEX	Custo da Implantação
CCF	Função de Correlação Cruzada
CD	Dispersão Cromática
COA	Centro de Área
DAPPM	Modulação por Posição de Pulso com Amplitude Diferencial Adaptável
DCF	Fibras Ópticas Compensadoras de Dispersão
DFB	Fibra de Dispersão Achatada
DSL	Linha Digital para Assinante
EPON	PON baseado no Ethernet
FBG	Redes de Bragg em Fibra
FDMA	Acesso Múltiplo por Divisão Ortogonal de Frequência
FEC	Correção Posterior de Erro
FFH	Saltos Rápidos em Frequência
FH	Saltos em Frequência
FL	Lógica <i>Fuzzy</i>
FLC	Controlador Lógico <i>Fuzzy</i>
FPGA	Arranjo de Portas Programáveis em Campo

FSAN	Serviço Completo de Acesso à Rede
FWM	Mistura de Quatro Ondas
FWHM	Largura a meia Altura
GFP	Protocolo de Enquadramento Genérico
GPON	Gigabit PON
HDTV	Televisão de Alta Resolução
HFC	Rede Híbrida Fibra-Coaxial
IP	Protocolo de Internet
ITU-T	União Internacional de Telecomunicações
LCF	Fibra com Maior Núcleo
LED	Diodo Emissor de Luz
LLID	Identificação de Link lógico
MAI	Interferência de Acesso Múltiplo
MZM	Modulador <i>Mach Zehnder</i>
MPC	Codificação Prima Modificada
MPCP	Protocolo de Controle Multi-Ponto
NLE	Efeitos Não Lineares
NZ-DSF	Fibras com Dispersão Deslocada não Nula
ODN	Rede de Distribuição Óptica
ODL	Linhas de Atraso Óptico
OCDMA	Acesso Múltiplo Por Divisão De Código Óptico
OOK	Chaveamento Ligado-Desligado
OPEX	Custos Operacionais
HNN	Rede Neural de Hopfield
OHL	Limitador Óptico Abrupto
OLT	Terminal de Linha Óptica
ONU	Unidade de Rede Óptica
PIC	Cancelamento Paralelo de Interferência
PON	Rede Óptica Passiva
PPM	Modulação Por Posição de Pulso
PSCF	Fibra Óptica com Núcleo de Sílica Pura
RBF	Função de Base Radial
RNA	Redes Neurais Artificiais
SPM	Automodulação de Fase

T-EG-MPC	Transposta da Extensão Genérica da Codificação Prima Modificada
TDMA	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo
TS	Espalhamento Temporal
QoS	Qualidade de Serviço
VDSL	Linha Digital de Assinante de Velocidade Muito Alta
VOA	Atenuadores Ópticos Variáveis
VOIP	Voz sobre IP
VW-OCDMA	OCDMA com Ponderação Variável
SDTV	Televisão com Definição Padrão
SNR	Relação Sinal Ruído
SSFBG	Redes de Bragg Super Estruturadas
XPM	Modulação Cruzada de Fase
WCDMA	Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda sem Fio
WDMA	Acesso Múltiplo por Divisão de Comprimento de Onda
WH	Salto em Frequência
WI-FI	Fidelidade sem Fio

LISTA DE PUBLICAÇÕES

REVISTAS

REIS Jr, J. V.; RADDI, T. R.; SANCHES, A. L. and BORGES, B.-H. V., “A Fuzzy Logic Control for the Mitigation of Environmental Temperature Variations in OCDMA Networks,” *IEEE/OSA - Journal of Optical Communications and Networking*. (Under review: February, 2015. First Submission: September, 2014).

RADDI, T. R.; SANCHES, A. L.; **REIS Jr, J. V.** and BORGES, B.-H. V., “A New Approach for Evaluating the BER of a Multirate, Multiclass OFFH-CDMA System,” *IEEE - Communications Letters*, vol. 16, n. 2, pp. 259-261, February, 2012.

CONGRESSOS E CONFERÊNCIAS

REIS Jr, J. V.; RADDI, T. R.; SANCHES, A. L. and BORGES, B.-H. V., “Mitigation of Environmental Temperature Variation Effects using Fuzzy Systems and Source-Matched Spreading Codes for OCDMA Networks,” In *IEEE - International Conference on Transparent Optical Networks*, ICTON 2014, Graz, Austria, July, 2014.

RADDI, T. R.; SANCHES, A. L.; **REIS Jr, J. V.** and BORGES, B.-H. V., “Throughput Evaluation of Multirate, Multiservice 2-D OCDMA Packet Networks. ,In *IEEE - International Conference on Transparent Optical Networks*, ICTON 2014, Graz, Austria, July, 2014.

SANCHES, A. L.; RADDI, T. R.; **REIS Jr, J. V.** and BORGES, B.-H. V., “Highly Efficient FFH-OCDMA Packet Network with Coherent Advanced Modulation Formats”. In *IEEE - International Conference on Transparent Optical Networks*, ICTON 2014, Graz, Austria, July, 2014.

RADDI, T. R.; SANCHES, A. L.; **REIS Jr, J. V.** and BORGES, B.-H. V., “Multiservice, multirate IP transmission over OCDMA network”. In *IEEE - International Conference on Transparent Optical Networks*, ICTON 2013, Cartagena, Espanha, 2013.

RADDI, T. R.; SANCHES, A. L.; **REIS Jr, J. V.** and BORGES, B.-H. V., “Performance Evaluation of a Multirate, Multiclass OCDM/WDM Optical Packet Switch”. In *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, IMOC 2011, Natal, Brazil, 2011.

RADDI, T. R.; SANCHES, A. L.; **REIS Jr, J. V.** and BORGES, B.-H. V., “Influence of the MAI Distribution over the BER Evaluation in a Multirate, Multiclass OOC-OCDMA System”. In *OSA - Access Networks and In-house Communications*, ANIC 2011, Toronto, Canada, 2011.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	V
RESUMO.....	VII
ABSTRACT.....	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABELAS	XII
LISTA DE ACRÔNIMOS.....	XIII
LISTA DE PUBLICAÇÕES	XVI
CAPÍTULO 1	1
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 MOTIVAÇÃO	15
1.2 OBJETIVOS.....	17
1.3 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO	19
1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE	20
CAPÍTULO 2	21
2 REDES OCDMA-PON E TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO.....	21
2.1 SISTEMA OCDMA-PON	21
2.2 CÓDIGOS ÓPTICOS CDMA	23
2.2.1 CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO	25
2.2.2 CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	27
2.2.3 CODIFICAÇÃO SIMULTÂNEA NO DOMÍNIO DO TEMPO E DA FREQUÊNCIA	28
CAPÍTULO 3	31
3 EFEITOS DAS VARIAÇÕES DE TEMPERATURA AMBIENTE NAS OCDMA-PONS.....	31
3.1 DESCRIÇÃO DO PROBLEMA.....	31
3.2 MODELAGEM ANALÍTICA DO PROBLEMA DAS VARIAÇÕES DE TEMPERATURA EXTERNA NAS REDES OCDMA.....	35
CAPÍTULO 4	39
4 SISTEMAS INTELIGENTES	39
4.1 INTRODUÇÃO.....	39
4.2 SISTEMAS FUZZY	39
4.2.1 CONJUNTOS FUZZY	40
4.2.2 VARIÁVEIS LINGUÍSTICAS - FUZZY.....	43
4.2.3 OPERAÇÕES E PROPRIEDADES EM CONJUNTOS FUZZY	44
4.2.4 REGRAS FUZZY	45
4.2.5 SISTEMAS DE INFERÊNCIAS FUZZY	46
4.2.5.1 SISTEMAS DE INFERÊNCIAS DO TIPO MAMDANI	46
4.2.5.2 SISTEMAS DE INFERÊNCIAS DO TIPO SUGENO	48
4.2.6 ETAPA DE DEFUZZIFICAÇÃO.....	50
4.2.7 CONTROLADOR LÓGICO FUZZY (FLC).....	51
4.3 REDES NEURAIS ARTIFICIAIS	52
4.3.1 MAPA AUTO-ORGANIZÁVEL DE KOHONEN (SOM).....	54
CAPÍTULO 5	58
5 APLICAÇÃO DOS SISTEMAS INTELIGENTES NAS OCDMA-PONS.....	58

5.1	SISTEMAS <i>FUZZY</i> APLICADOS NOS TRANSMISSORES OCDMA	59
5.1.1	FORMALISMO PARA O CÁLCULO DA BER.....	66
5.1.2	RESULTADOS DA PROPOSTA DO TRANSMISSOR <i>FUZZY</i>	68
5.2	SISTEMAS <i>FUZZY</i> APLICADOS NOS RECEPTORES OCDMA	70
5.2.1	FORMALISMO PARA O CÁLCULO DA BER.....	74
5.2.2	RESULTADOS DA PROPOSTA <i>FUZZY</i> PARA O RECEPTOR OCDMA	75
5.3	COMPARAÇÕES ENTRE OS RECEPTORES <i>FUZZY</i> OCDMA-PON DO TIPO MAMDANI E SUGENO	79
5.3.1	SIMULAÇÕES COMPARATIVAS UTILIZANDO O TOOLBOX <i>FUZZY</i> DO MATLAB.....	80
5.3.2	SIMULAÇÕES UTILIZANDO A FERRAMENTA SIMULINK.....	82
5.4	RESULTADOS DO USO DOS MAPAS AUTO-ORGANIZÁVEIS DE <i>KOHONEN</i> PARA A CLASSIFICAÇÃO DOS CÓDIGOS OCDMA	85
CAPÍTULO 6.....		89
6	CONCLUSÕES.....	89
6.1	PERSPECTIVAS FUTURAS.....	91
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		92
APÊNDICE A – EVOLUÇÕES DOS CÓDIGOS OCDMA UNIDIMENSIONAIS.....		105
A.1 EVOLUÇÕES DOS CÓDIGOS OCDMA UNIDIMENSIONAIS.....		105
A.1.1	CÓDIGO PRIMO MODIFICADO (MPC)	106
A.1.2	EXTENSÃO DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (PMP)	107
A.1.3	DUPLA EXTENSÃO DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (DPMPC)	109
A.1.4	TRANSPOSTA DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (T-MPC)	110
APÊNDICE B – PROPOSTA DOS CÓDIGOS ÓPTICOS UNIDIMENSIONAIS DENOMINADOS DE “TRANSPOSTA DA EXTENSÃO GENÉRICA DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (T-GE-MPC)”		113
B.1	FORMALISMO PARA A OBTENÇÃO DA T-GE-MPC.....	113
B.2	MODELAGEM NUMÉRICA DA T-GE-MPC.....	121
B.3	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES TG-MPC OCDMA.....	122
B.4	MODELAGEM DA TG-MPC PARA OS SISTEMAS PPM-OCDMA	125
B.4	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES TGE-MPC PPM-OCDMA	128
B.5	CONCLUSÕES PARCIAIS E TRABALHOS FUTUROS	129

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

A evolução dos serviços prestados pelo mercado de telecomunicações aos usuários finais, tais como o denominado *quadruple-play*, que representa tráfego de voz, vídeo, dados e de serviços móveis, utilizando um único canal de comunicação, tem exigido notadamente uma maior capacidade de transmissão de dados, suporte para maior quantidade de usuários, qualidade de serviço e segurança das informações. Para atender satisfatoriamente estas exigências, as operadoras de serviços de telecomunicações estão sendo compelidas a migrar suas redes de acesso, denominação dada as redes encarregadas da interligação entre as operadoras e os usuários finais, para tecnologias com maior capacidade de tráfego de informações.

A Tabela 1.1 apresenta a exigência da largura de banda e latência estimada para os principais serviços demandados pelos usuários, tais como voz sobre IP, videoconferência e jogos interativos [1].

Tabela 1.1: Largura de Banda e latência para algumas aplicações de rede [1].

Aplicação	Largura de Banda	Latência
Voz sobre IP (VOIP)	64 Kb/s	200 ms
Videoconferência	2 Mb/s	200 ms
Compartilhamento de Arquivos	3 Mb/s	1 s
SDTV	4.5 Mb/s/ch	10 s
Jogos Interativos	5 Mb/s	200 ms
Telemedicina	8 Mb/s	50 ms
Vídeos em Tempo Real	10 Mb/s/ch	200 ms
Vídeos sobre Demanda	10 Mb/s/ch	10 s
HDTV	10 Mb/s	10 s
Serviços de Hospedagem na Internet	25 Mb/s	200 ms

Neste contexto, as principais tecnologias de acesso disponibilizadas pelas operadoras para suprir às crescentes demandas de serviços requeridos pelos clientes, como as apresentadas na Tabela 1.1, contemplam a Linha Digital para Assinante (DSL), cuja principal subdivisão é a Linha Digital Assimétrica para Assinante (ADSL) e a Linha Digital de Assinante de Velocidade Muito Alta (VDSL), a Rede Híbrida Fibra-Coaxial (HFC), a fidelidade sem fio (WI-FI) e a Interoperabilidade Mundial para Acesso de Micro-ondas (WIMAX) [2]. Contudo, nenhuma destas estruturas proporciona a largura de banda, Qualidade de Serviço (QoS), e baixo custo operacional proporcionados pela rede de fibras ópticas por intermédio das Redes Ópticas Passivas (PONs) [3]. A Tabela 1.2 apresenta um comparativo das taxas de *download*, *upload* e o alcance máximo proporcionado por estes meios de transmissão.

Tabela 1.2: Principais tecnologias adotadas nas redes de acesso [2].

Serviço	Meio de Transmissão	Download (Mb/s)	Upload (Mb/s)	Alcance Máximo (km)
ADSL	Par trançado	15	3.8	5.5
VDSL	Par trançado	100	30	0.5
HFC	Cabo coaxial	40	9	25
Wi-Fi	Espaço Livre	54	54	0.1
Wi-Max	Espaço Livre	134	134	5
B-PON	Fibra Óptica	622	155	20
E-PON	Fibra Óptica	1000	1000	20
G-PON	Fibra Óptica	2488	1244	20

Conforme apresentado na Tabela 1.2, as PONs são possíveis alternativas por permitirem altas taxas de transmissão e maiores distâncias de transmissão, além de também permitir o compartilhamento do meio, no caso à fibra óptica, entre os diversos usuários.

Outras vantagens competitivas das redes ópticas passivas são [4]:

- As distâncias entre o escritório central e os assinantes podem chegar a 20 km, enquanto que via ADSL a maior distancia é de aproximadamente 5,5 km;

- maior largura de banda, devido a maior proximidade das fibras às casas dos clientes;
- utilização de equipamentos sem alimentação elétrica (por conta de sua natureza passiva), que não só facilita sua instalação, mas também, provoca uma redução nos custos de manutenção e gerenciamento.

As PONs foram originalmente desenvolvidas nos anos 80, como um método para compartilhamento da infra-estrutura das fibras destinadas à telefonia para os estabelecimentos comerciais [5]. A primeira geração de PON, denominada de ATM PON (APON), definida pela ITU-T G.983 [6], utilizava taxas de transmissão dos dados de 12 Mb/s a 155 Mb/s. A geração posterior foi definida pela reguladora do serviço completo de acesso à rede (FSAN) [7], consórcio criado para definir um padrão PON [8], e foi denominada *Broadband* PON (BPON) por utilizar taxas de transmissão de dados de 155 Mb/s a 622 Mb/s.

Posteriormente, surgiram os sistemas EPON (*Ethernet* PON), utilizando taxas de dados de aproximadamente 1 Gb/s, projetados para transportar quadros no formato Ethernet e permitir transporte de tráfego do Protocolo de Internet (IP) na rede de acesso. Esta tecnologia utiliza o mecanismo do Protocolo de Controle Multi-Ponto (MPCP) para transformar sua topologia ponto-multiponto em ponto-a-ponto. Isso acontece porque na direção *downstream*, cada Unidade de Rede Óptica (ONU), recebe todos os pacotes e examina a Identificação de Link lógico (LLID) para extrair os quadros Ethernet direcionados aos seus usuários, descartando os demais. A transmissão na direção *upstream* é baseada na tecnologia de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (TDMA) [9].

Em seguida, surgiu uma nova denominação, conhecida como *Gigabit* PON (GPON), a qual é baseada no Protocolo de Enquadramento Genérico (GFP). Esta é considerada a segunda geração de protocolo publicado pelo ITU-T (G.984) [10]. Redes GPON, comumente, apresentam taxas de transmissão de 2,488 Gb/s para *downstream* e 1,244 Gb/s para *upstream*.

A estrutura das redes PONs, Figura 1.1, é composta por três elementos principais: o Terminal de Linha Óptica (OLT), localizado nos escritórios centrais das operadoras; as Unidades de Redes Ópticas, localizadas na casa ou próximas ao usuário final; e entre o OLT e as ONUs, encontra-se a Rede de Distribuição Óptica (ODN), composta somente por elementos passivos, como os *splitters*, fibras e conectores [11].

Figura 1.1: Esquema das Redes Ópticas Passivas - PON.

No que diz respeito ao tráfego nessas redes, o sentido *downstream* parte do OLT para as ONUs, realizando um *broadcast* para todas as unidades ópticas de rede, por meio dos *splitters* (divisores) de potência óptica. O sentido *upstream*, por sua vez, é direcionado das ONUs para os OLTs. Neste caso, trechos das fibras ópticas são utilizados em comum pelas ONUs [4], o que demanda a utilização de técnicas para controle de acesso múltiplo, a fim de evitar possíveis colisões entre dados dos usuários, resultando em perda de informações e degradação do desempenho e gerenciamento da rede [12].

Para evitar problemas como esses, diversas técnicas de acesso múltiplo vêm sendo investigadas para uso nas redes PON, destacando-se principalmente quatro técnicas: o acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA) [13], o acesso múltiplo por divisão de comprimento de onda (WDMA) [14], o acesso múltiplo por divisão ortogonal de frequência (FDMA) [15] e o acesso múltiplo por divisão de código óptico (OCDMA) [16].

A tecnologia OCDMA-PON é considerada uma importante alternativa para implantação nas futuras redes ópticas de acesso [17]. Nesta rede, a cada usuário é atribuída uma assinatura (código óptico) única. No processo de recepção, apenas o código de interesse apresentará nível aceitável de sinal (autocorrelação) enquanto que os outros códigos se manifestarão como interferentes (correlação cruzada).

Deste modo, este tipo de rede pode apresentar uma degradação maior do sinal, em função da quantidade de usuários admitidos no sistema. As principais características deste sistema são [16-17]:

- Todos os usuários transmitem simultaneamente, compartilhando toda a largura de banda disponível no canal óptico, e cada um possui um código próprio ortogonal ao código dos outros usuários;
- o enlace é estabelecido entre o transmissor e o receptor, sendo que ambos utilizam um mesmo código óptico;
- os algoritmos geradores dos códigos buscam maximizar a autocorrelação e minimizar a correlação cruzada a fim de extrair o máximo de ortogonalidade (grau de diferenciação) e cardinalidade (quantidade de códigos disponíveis);
- exibe alto nível de segurança comparado ao TDMA e WDMA, que necessitam de encriptação no domínio elétrico;
- permite transmissão assíncrona, o que simplifica o controle de acesso ao meio;
- permite múltiplas taxas de transmissão para diferentes usuários na mesma rede.

As definições de OCDMA-PONs convencionais apresentam em cada ONU um codificador e um decodificador configurados para um mesmo código óptico (uma vez que cada usuário apresenta sua única assinatura). Já no OLT, o decodificador deve conter uma cópia do código de todos os assinantes, para que possa realizar a correta decodificação dos respectivos dados de usuário, Figura 1.2.

Figura 1.2: Esquema OCDMA-PON.

Nos sistemas OCDMA, cada bit é dividido em intervalos de tempo denominados *chips*. Uma sequência específica de *chips* permite a formação de uma assinatura óptica, distinta para cada usuário da rede. A quantidade total de *chips* de um código é denominada de comprimento do código, e a quantidade de chips iluminados é denominada de ponderação do

código. Assim, os bits “1” a serem transmitidos são codificados no formato da assinatura dos usuários. Para os bits “0”, geralmente, não se transmite nada, no entanto, há propostas que sugerem transmitir o complemento da assinatura [17]. No OLT, os sinais recebidos são correlacionados com uma sequência de assinatura já conhecida, de modo a permitir a decodificação dos dados originados das diferentes ONUs [12].

Um importante fator que limita o desempenho dos sistemas CDMA-PON é a Interferência de Acesso Múltiplo (MAI) [18]. A MAI ocorre quando usuários coexistem simultaneamente no canal, de modo que sinais codificados de outros usuários causam interferência no sinal do usuário de interesse, Figura 1.3. Com o aumento do número de usuários, a interferência aumenta proporcionalmente, degradando a relação sinal-ruído do usuário de interesse [19].

Figura 1.3: Interferência de acesso múltiplo nas redes OCDMA.

Da Figura 1.3, considerando que o usuário de interesse é o #1, e os *chips* iluminados para este código estão nas posições (0,3,6), observa-se que os códigos do usuário #2 pode contribuir com um *chip* interferente na posição 6, referente ao *chip* do usuário de interesse #1, bem como, os códigos dos usuários #3 e #N, podem interferir nas posições 0 e 3 de #1, respectivamente.

Assim, para minimizar os efeitos da MAI é importante a escolha de códigos com boa ortogonalidade. Um importante mecanismo empregado para mitigar este efeito consiste na

utilização de códigos ópticos otimizados, que proporcionam a maior ortogonalidade possível sem sacrificar a quantidade de usuários atendida. Logo, a escolha do código óptico a ser utilizado é de fundamental importância para o desempenho do sistema.

Neste contexto, existem na literatura diversas pesquisas que apresentam novas propostas de códigos ópticos que possam, principalmente, reduzir a BER, possibilitar a oferta de uma maior quantidade de usuários, bem como apresentar custos reduzidos para a implantação e manutenção das redes OCDMA-PON [20].

Adicionalmente, podem também ser utilizados os limitadores ópticos abruptos (OHLs) [21], que fornecem dois valores de intensidade óptica de saída em resposta à intensidade óptica de entrada, eliminando diversos padrões de interferência que possam causar decisões errôneas dos bits de informação.

Além disso, outra técnica que vem encontrando grande aplicação consiste no Cancelamento Paralelo de Interferências (PIC) [22,23]. Neste caso, aproximações dos padrões de interferências gerados pelos usuários indesejados são efetuadas via decodificadores paralelos, para que em seguida estas possam ser subtraídas do sinal do usuário de interesse. Para complementar as técnicas mitigadoras de erros citadas anteriormente, podem ser acrescentadas técnicas avançadas de Correção Posterior de Erro (FEC) [24].

Outro fator limitante, refere-se a fabricação dos componentes de redes OCDMA que representa um desafio, pois necessita de tecnologia optoeletrônica avançada, tendo em vista que alguns componentes, ainda não estão disponíveis para fabricação em nível comercial, como por exemplo, codificadores/decodificadores sintonizáveis.

Para mitigar os problemas apresentados, diversas abordagens têm sido propostas e investigadas, como novas técnicas de codificação e decodificação [25,26]; novos algoritmos de codificação [27]; e novas arquitetura de rede e aplicações, como as redes de múltiplos serviços e múltiplas taxas, visando melhorar a performance e qualidade dos serviços prestados [28,29].

Ao analisar as PONs, é importante considerar as influências deletérias ao sinal propagado, oriundos dos efeitos lineares e não lineares nas fibras ópticas. Neste contexto, foram anteriormente analisados em [30-32] o impacto da Dispersão Cromática (CD), que ocorre devido à diferença de velocidade de propagação dos diferentes comprimentos de onda na fibra óptica, e dos Efeitos Não Lineares (NLE), incluindo Automodulação de Fase (SPM), Modulação Cruzada de Fase (XPM) e da Mistura de Quatro Ondas (FWM), no desempenho de sistemas OCDMA. Os efeitos SPM, XPM e FWM têm origem na refração não-linear

(efeito *Kerr*), um fenômeno que se caracteriza pela dependência entre o índice de refração e a intensidade óptica [33], onde a SPM é responsável pela modulação da fase do próprio pulso, o que acarreta um desvio da frequência instantânea em relação à frequência central, comumente chamado de *chirp* de frequência [32]. No caso de XPM, o mesmo efeito é observado, mas provocado por pulsos vizinhos. Já no caso de FWM, contribuições significativas ocorrem quando a condição de casamento de fase é satisfeita, resultando em um batimento entre canais e na geração de novas frequências ópticas, que pode ser minimizado através de uma escolha adequada do espaçamento entre canais, da potência de entrada por canal, do tipo de fibra óptica empregado, do posicionamento dos canais em relação ao comprimento de onda do zero de dispersão da fibra, assim como da taxa e distância de transmissão [33]. Neste contexto, utiliza-se baixa potência nos sistemas OCDMA para evitar a ativação dos efeitos não lineares [34].

Agentes externos ao meio físico, por sua vez, como as variações de temperatura do ambiente, influenciam consideravelmente as condições de operações das redes ópticas. Shalaby [35] concluiu que o ruído térmico degrada o desempenho do sistema à medida que a temperatura aumenta, no entanto, verificou que o acréscimo de aproximadamente 10 dB na potência média do laser é suficiente para compensar a degradação devido ao ruído térmico e ruídos de batimento, para um sistema OCDMA com receptor utilizando dois OHLs. Em [36], Shalaby desconsiderou os efeitos do ruído térmico por considerar mínima a sua influência no desempenho do sistema, além da possibilidade de serem mitigados. Fathallah e Rusch [37] investigaram a influência das variações de temperatura ambiental nos transmissores dos códigos por eles propostos, denominado de códigos CDMA com Saltos Rápidos em Frequência (FFH-CDMA), e provaram que estes são mais robustos, quando comparados a um codificação bidimensional (2D) convencional [38], e que, os seus desempenhos foram similares ao caso do ambiente com temperatura controlada.

Esses efeitos da variação de temperatura ambiente, nos codificadores e decodificadores, podem ser desprezados quando estão em condições de temperatura controlada. Diversos estudos e testes experimentais fizeram uso da condição de temperatura controlada, como em Matsumoto [39], que utilizou um sistema de controle de temperatura para um cenário com codificador e decodificador utilizando Redes de Bragg Super Estruturadas (SSFBG).

Neste sentido, é aceitável que problemas de variação de temperatura ambiental para os dispositivos, codificadores e decodificadores, podem ser desprezados. Infelizmente, este não é o caso para as fibras ópticas, considerando que, normalmente, estão submetidas a diferentes condições climáticas ao longo do enlace, o que torna este problema extremamente difícil de

lidar. Kato, et al. [34] verificaram que a dispersão cromática na fibra óptica é dependente da temperatura, e que nos enlaces ópticos terrestres as variações de temperatura externa podem chegar a algumas dezenas de graus célsius ($^{\circ}\text{C}$), conseqüentemente, nos sistemas com altas taxas de transmissão os seus efeitos não podem ser desprezados.

Recentemente, T. B. Osadola, et al. [40] avaliaram analiticamente os efeitos da variação de temperatura externa nos códigos 2D WH/TS ao longo da fibra óptica, e demonstraram que uma consequência destes efeitos é o decréscimo nos valores dos picos de autocorrelação, dependendo das distâncias de propagação e variação de temperatura. Para sistemas com limiares de detecção fixa, que geralmente é configurado para o valor igual à ponderação do código, o processo de detecção da informação poderá não ocorrer adequadamente, refletindo diretamente no desempenho do sistema acarretando um acréscimo na BER.

Alguns estudos apontam que o limiar de detecção não deve ser fixo [41-43]. Em [41] os autores concluem que o valor de limiar deve ser obtido via aproximação numérica, considerando a estimativa da potência média na saída do detector. Já em [42], foi sugerido o uso de limiar com decisão adaptativa, enquanto que, o limiar dinâmico foi obtido via atenuadores ópticos variáveis (VOA), antes da conversão óptico-elétrica nos receptores, em [43]. Curiosamente, todas estas abordagens, de proposição de limiares ótimos, desconsideram os efeitos das variações de temperatura ambiente durante a propagação do código OCDMA.

Compreendida a importância da escolha do limiar de detecção para o desempenho do sistema, outra preocupação para aumentar ainda mais a segurança das redes OCDMA é a possibilidade de oferecer codificação dinâmica para aos usuários da rede [44-51]. Essas assinaturas OCDMA dinâmicas são importantes para combater possíveis bisbilhoteiros, denominados de *eavesdroppers*, melhorando a confidencialidade na rede, obtidos, por exemplo, atribuindo a cada usuário um conjunto de códigos OCDMA e, aleatoriamente, selecionar um entre eles para representar a assinatura de cada usuário. Para tal, uma estação de controle central é utilizada para controlar o tráfego da rede e sinalizar aos codificadores e decodificadores para executarem as mudanças de assinatura, Figura 1.4. Huang J. F., et al. [45] demonstraram que a probabilidade de detecção de código livre de erros piora quando se aumenta a quantidade de códigos disponíveis, aleatoriamente, na rede, no entanto, a detecção de códigos pelos bisbilhoteiros torna-se mais difícil. Assim, a confidencialidade da rede é acrescida.

Uma vez explorados os fatores físicos e da segurança das redes OCDMA, é importante também compreender o que se tem desenvolvido no quesito gerencial, considerando que a

resolução rápida dos problemas na rede é importante no processo de manutenção, que envolve localizar e identificar qualquer fonte de falha.

Figura 1.4: Esquema OCDMA com assinaturas dinâmicas [44].

Neste contexto, algumas soluções de monitoramento da infra-estrutura nas PONs foram propostas e analisadas em [52-54]. Um fator importante no monitoramento nas PONs é o custo, incluindo as despesas iniciais da tecnologia por cliente (CAPEX), e custos operacionais (OPEX). Como o mercado de telecomunicações é altamente sensível aos custos, especialmente para os componentes não compartilhados entre clientes, exige que a tecnologia de monitoramento possibilite um design simples, processo de fabricação e implantação com custos reduzidos [52]. Neste contexto, Poves E., et al. [53] apresentaram um sistema sem fio de monitoramento, onde os nós autônomos estabelecem comunicação remota com um nó central, utilizando códigos OCDMA aleatórios para a codificação de dados. Recentemente, uma abordagem que considerou a verificação da temperatura do ambiente no enlace foi proposta por Wang Z., et al. [54], utilizando um sensor que permite medir a umidade relativa do ar e a temperatura [55], enviando os dados detectados nos sensores sem fio para a estação base da rede. O sensor utilizado realiza a captura dos dados ambientais a cada 50 ms e gera um pacote de dados de 8 bits, e os envia a uma taxa de 2.4 kb/s.

Após essa descrição dos cenários de pesquisas envolvendo redes OCDMA, não se pode desprezar o auxílio dos sistemas inteligentes, que tem sido utilizados para otimizar e auxiliar na solução de diversos problemas complexos. Neste contexto, diversas técnicas inteligentes têm sido empregadas com sucesso nas redes OCDMA, por exemplo, para mitigar problemas como a MAI.

Alguns exemplos de técnicas inteligentes que estão sendo adotadas para melhorias do desempenho dos sistemas são os Algoritmos Genéticos (AG), Lógica *Fuzzy* (FL) e Redes Neurais Artificiais (RNA) [56-63]. Riziotis C., et al. [56] realizou um estudo de levantamento das perspectivas futuras sobre as aplicações da inteligência computacional em tecnologias nas áreas de fotônica e redes ópticas.

Neste sentido, os Algoritmos Genéticos, que foram inspirados na teoria da evolução de Darwin, utilizam um processo evolucionário para a solução de problemas, destacando-se como algoritmos de busca e otimização de funções, baseados nos mecanismos de seleção natural e da genética. A população inicial é formada por um conjunto de indivíduos, os quais são representados genotipicamente por vetores binários, onde cada elemento de um vetor, que denota a presença, bit 1, ou ausência, bit 0, para uma determinada característica, determina como é o seu genótipo. Desta população inicial são selecionados os melhores representantes para formar uma nova população, que passa a substituir a anterior, e a cada nova etapa de iteração é gerada uma nova população, que apresenta novas e melhores soluções para o problema em questão, repetido até que alguma condição seja satisfeita, como o número de populações ou o aperfeiçoamento da melhor solução [56].

Com o auxílio desta técnica inteligente, Sadot, et al. [64] apresentou um novo método para o desenvolvimento de códigos óptico CDMA, utilizando algoritmos genéticos para obter sequências com menor correlação cruzada. Em [65,66] novos códigos ópticos ortogonais foram obtidos, diferenciando-se da proposta anterior, por utilizarem uma técnica denominada de *Simulating Annealing* (SA) para determinar a população inicial do algoritmo genético. Já Chen, et al. [67] utilizaram AG para selecionar códigos com a menor interferência dentre um conjunto de códigos a serem atribuídos para os usuários, pelo nó de controle central da rede, vide cenário apresentado na Figura 1.4, enquanto que em [68], um processo de síntese de codificadores e decodificadores é apresentado, considerando que os parâmetros físicos de diferentes redes de Bragg são obtidos via algoritmo genético.

Já as redes neurais artificiais são técnicas computacionais que apresentam um modelo matemático inspirado na estrutura neural de organismos inteligentes, onde o neurônio artificial é uma estrutura lógico-matemática que procura simular a forma, o comportamento e

as funções de um neurônio biológico. Para tal, os dendritos são substituídos por entradas, cujas ligações com o corpo celular artificial são realizadas através de elementos denominados de pesos, que são processados pela função de soma, e os limiares de disparo do neurônio biológico foram substituídos por funções de transferência [69,70].

Diversas abordagens de RNA aplicadas em OCDMA foram propostas na literatura, tais como, em [69], onde foi apresentado um receptor OCDMA com técnicas de mitigação da MAI utilizando redes neurais artificiais; Kechriotis G. I., et al. [69] definiram um novo sistema de processamento de sinal híbrido para detecção, utilizando redes neurais para as redes OCDMA; em [71] foi proposta outra abordagem de aplicação de um tipo especial de RNA, denominada de *Hopfield neural network* (HNN), para os problema de detecção e mitigação da MAI; enquanto que em [72], Yoo S. H., et al. utilizaram uma otimização da RNA, denominada de *Annealed neural network*, para abordar o mesmo problema. Já em [73], Das K., et al. utilizaram RNA para suprimir interferências na detecção em redes CDMA sem fio, enquanto que Min S. S. [74], utilizou uma rede neural artificial com retro-propagação para otimizar a geração de códigos OCDMA com menores valores de MAI.

No caso da lógica *fuzzy*, também conhecida como lógica difusa, em particular, verifica-se que está evoluindo rapidamente para resolver problemas complexos de controle e automação, tais como robôs autônomos [60], o controle de temperatura [61], ambientes inteligentes [62], e sistemas de controle e comunicação em tempo real [63]. Essas aplicações só tem sido possíveis graças ao avanço contínuo da indústria microeletrônica e de sua capacidade de integração, que permitem a realização de controle *fuzzy*, como num Arranjo de Portas Programáveis em Campo (FPGA) [75,76].

Originalmente, o conceito de FL foi proposto por L. A. Zadeh, como uma forma de processar os dados computando a relevância parcial de um determinado elemento em um conjunto, via funções de pertinência, diferentemente da lógica binária que aceita apenas a pertinência total ou não pertinência do elemento no conjunto [77-79].

O modelo básico de um Controlador Lógico *Fuzzy* (FLC) é apresentado na Figura 1.5, que consiste em um fuzzificador, um motor de inferência, uma base de regras difusa e um defuzzificador.

Primeiramente, as entradas são submetidas à Interface de Fuzzificação, onde as entradas *crisps*, definição atribuída às entradas que não apresentam incertezas quando à localização dos limiares do conjunto, são transformadas em entradas *fuzzy* com suas respectivas funções de pertinência.

Figura 1.5: Esquema do controlador com lógica fuzzy (FLC).

Cada entrada *crisp* é delimitada dentro de um universo de discurso, ou seja, dentro de um conjunto de possíveis valores que uma variável *crisp* pode aceitar. O próximo passo é a da lógica de decisão, onde é realizada a inferência *fuzzy*, com o auxílio da base de regras, que são predefinidas pelo especialista. Um exemplo dessa inferência *fuzzy* é o método de Mamdani, onde antecedente e consequente da regra SE-ENTÃO, são proposições *fuzzy* [80]. Por fim, a interface de defuzzificação, converte as conclusões do mecanismo de inferência para uma saída pontual, novamente *crisp*.

Assim, o FLC implementa estratégia derivada de regras linguísticas, que são ajustadas em termos matemáticos através dos conceitos de conjuntos *fuzzy* e lógica *fuzzy*.

Diversas abordagens de sistemas *fuzzy*, aplicadas em OCDMA, foram propostas na literatura, como Wu. J. M., et al. [81], que apresentaram uma arquitetura difusa para o controle de potência para redes wireless CDMA com múltiplas taxas (WCDMA), onde o controle fuzzy é utilizado para ajustar adaptativamente a potência de transmissão, e selecionar adequadamente a taxa de transmissão, utilizando a relação sinal ruído como parâmetros de entrada para o sistema; enquanto que [82], propuseram um novo esquema de assinaturas ópticas, baseados em matemática combinatória, que foi empregado juntamente com a Modulação por Posição de Pulso (PPM) para melhorar o desempenho do sistema, e com auxílio da lógica fuzzy, apresentaram uma forma para fornecer diferentes graus de confiabilidade na transmissão com múltiplas taxas, permitindo assim, a prestação de serviços distintos para aplicações multimídia.

Continuando com os exemplos de aplicações de sistemas inteligentes *fuzzy* em OCDMA, tem-se o caso da seleção dos parâmetros do modulador *Mach Zehnder* (MZM), obtido via lógica *fuzzy*, proposto em [83]; já uma nova técnica de modulação híbrida, chamada de Modulação por Posição de Pulso com Amplitude Diferencial Adaptável (DAPPM) foi apresentada em [84], para melhorar a utilização do canal, e a lógica *fuzzy* foi utilizado para

auxiliar na tomada de decisões em relação aos parâmetros do modulador. Um novo esquema de cancelamento adaptativo de interferência serial, para sistemas *wireless*, foi proposto em [85] com o auxílio da técnica *fuzzy*, que adotou a Relação Sinal Ruído (SNR) como variável para estimar o cancelamento de interferência.

Os trabalhos citados, nesta seção, mostram uma ampla variedade de propostas de aplicações dos sistemas inteligentes para soluções, ou otimizações, de diversos problemas nos sistemas CDMA. Logo, é possível concluir que o estudo e utilização dos sistemas inteligentes tornaram-se um atrativo campo de pesquisa.

Assim, nesta tese são analisados os efeitos das variações de temperatura do ambiente no enlace das OCDMA-PONs, que acarretam o decréscimo nos valores dos picos de autocorrelação, e para mitigar estes efeitos, são apresentadas duas novas propostas de soluções, utilizando sistemas inteligentes, mais precisamente, sistemas *fuzzy*.

A primeira abordagem consiste em um novo sistema de controle *fuzzy* para os transmissores OCDMA incoerentes, que com o auxílio de sensores externos ao longo da rede óptica, define o esquema de prioridade de bits, onde para o bit, considerado de maior prioridade, é realizada uma pré-compensação no código a ser transmitido, ao passo que para o bit de menor prioridade, a ponderação inicial é mantida. Desta forma, é possível mitigar os efeitos da variação de temperatura do enlace, para os bits de maior prioridade, considerando que o decodificador, convencionalmente, é configurado para um valor de limiar fixo, no caso, a ponderação inicial do código.

A segunda abordagem proposta neste trabalho consiste na utilização de um novo sistema de controle *fuzzy* para os receptores OCDMA, cujo objetivo principal é ajustar dinamicamente o valor do limiar de detecção, de acordo com as variações de temperatura ambientais, fornecidas pelos sensores externos, que ocorrem nos links de transmissão entre a OLT e a ONU. Com isto, melhora-se o desempenho da rede, possibilitando a redução da taxa de erro de bit, considerando que o limiar fixo não funciona corretamente, principalmente devido às características dinâmicas e aleatórias das variações de temperatura no enlace.

Ainda nesta tese, é proposta uma nova forma da utilização de redes neurais artificiais, mais precisamente com o uso dos mapas auto-organizáveis de *Kohonen*, para reconhecer padrões entre os códigos OCDMA ativos na rede. Desta forma, é possível fornecer uma métrica para a estação de controle central, com o objetivo de realizar adequadamente o gerenciamento do tráfego da rede, uma vez que, as assinaturas OCDMA distribuídas, dinamicamente, passam a ser alocados para os usuários, com melhores propriedades de distinção dentre os códigos, acarretando menores valores de MAI, que conseqüentemente,

além da confidencialidade, passa a oferecer uma melhor qualidade de serviço, e acaba com a aleatoriedade da escolha destes códigos.

Adicionalmente, sem utilizar técnicas de sistemas inteligentes, este trabalho também apresenta uma nova proposta de geração de códigos ópticos unidimensionais, denominada de Transposta da Extensão Genérica da Codificação Prima Modificada (T-EG-MPC), que possibilita oferecer uma maior quantidade de códigos ópticos, além de generalizar o formalismo para a obtenção de famílias de códigos unidimensionais, derivadas da codificação prima modificada, já apresentada na literatura.

1.1 MOTIVAÇÃO

A oferta de novos serviços para os usuários finais, como o denominado *quadruple-play*, que representa tráfego de voz, vídeo, dados e de serviços móveis, utilizando um único canal de comunicação, vem exigindo que as estruturas de rede das operadoras ofereçam largura de banda adequada, bem como melhor qualidade de serviço. Nesse contexto, as redes ópticas passivas (PON) vêm se destacando em virtude de oferecerem maior largura de banda a custos relativamente baixos. Nas PONs, trechos de fibras ópticas podem ser compartilhados entre diversos assinantes, o que demanda a utilização de técnicas de controle de acesso múltiplo. Destaque maior é dado à técnica de acesso múltiplo por divisão de códigos ópticos (OCDMA), por apresentar características tais como maior segurança e capacidade flexível sob demanda.

Neste contexto, as PONs estão sujeitas aos agentes físicos externos, como as variações de temperatura ambiental no enlace, que exercem uma influência considerável sobre as condições de operação das redes ópticas. Especificamente, nas OCDMA-PONs, os efeitos da variação de temperatura ambiental no enlace de transmissão, afetam o valor do pico do autocorrelação do código OCDMA a ser detectado, dependendo das distâncias de propagação e variação de temperatura, degradando a qualidade de serviço (QoS), logo, os sistemas com limiares de detecção fixa não são robustos para as OCDMA-PONs, quando submetidos aos efeitos de variação de temperatura externa ao longo do enlace. Diversas abordagens na literatura apresentam propostas para definição de limiares de detecção dinâmica [41-43], no entanto, todas desconsideram os efeitos das variações de temperatura ambiente durante a propagação do código OCDMA.

Neste cenário, seria bastante interessante o uso de técnicas que possam mitigar os efeitos de variação de temperatura nos códigos OCDMA, bem como, oferecer alternativa para realizar ajustes dinâmicos no valor do limiar de detecção, em tempo real.

No que diz respeito à segurança da informação na OCDMA-PON, a possibilidade de oferecer codificação dinâmica para os usuários da rede é uma técnica importante para combater possíveis bisbilhoteiros, denominados de *eavesdroppers*. Assim, as propostas atuais utilizam sistemas OCDMA com codificação dinâmica, onde para cada usuário é atribuído um conjunto de códigos OCDMA, e aleatoriamente, é selecionado um entre eles para representar a assinatura. Neste aspecto, seria interessante apresentar uma métrica específica, para que, o sistema de gerenciamento possa adotar critérios específicos para destinar os códigos, por exemplo, menor padrão de interferência entre estes, e como a estratégia da aleatoriedade, isto não é possível.

O uso de técnicas de inteligência computacional, como sistemas fuzzy e redes neurais artificiais, têm se destacado nos processos de otimização de sistemas em geral, como nos problemas complexos de controle e automação, tais como robôs autônomos [60], o controle de temperatura [61], ambientes inteligentes [62], e sistemas de controle e comunicação em tempo real [63]. Logo, o uso de sistemas inteligentes, poderia apresentar soluções interessantes para os problemas de variações de temperatura nos códigos, bem como, para a classificação de códigos, auxiliando na métrica de escolha adequada dos códigos, nas OCDMA-PONS.

Adicionalmente, a interferência entre códigos, denominada de interferência de acesso múltiplo (MAI), é outro importante fator de degradação no desempenho dos sistemas CDMA-PON. Para minimizar a influência da MAI, no desempenho dos sistemas, é importante a utilização de códigos ópticos com boas propriedades de ortogonalidade e correlação.

1.2 OBJETIVOS

Os objetivos principais dessa pesquisa consistem em analisar os efeitos das variações de temperatura ambiente no enlace das OCDMA-PONs, que acarretam o decréscimo dos valores dos picos de autocorrelação, conseqüentemente, interferem na qualidade de serviço e no desempenho do sistema. Para mitigar os efeitos deste problema, duas novas propostas, utilizando sistemas inteligentes, mais precisamente sistemas *fuzzy*, são apresentados neste trabalho. A primeira proposta consiste num novo sistema de controle *fuzzy* para os transmissores OCDMA incoerentes, que com o auxílio de sensores externos ao longo da rede óptica, define o esquema de prioridade de bits, onde para o bit, considerado de maior prioridade, é realizada uma pré-compensação no código a ser transmitido, ao passo que o bit de menor prioridade a ponderação inicial é mantida. Desta forma, é possível mitigar os efeitos da variação de temperatura do enlace para os bits de maior prioridade, considerando que o decodificador é configurado para valor de limiar fixo, no caso, a ponderação inicial do código. Já a segunda abordagem, consiste na utilização de um novo sistema de controle *fuzzy* para os receptores OCDMA, com o objetivo de ajustar dinamicamente o valor do limiar de detecção, de acordo com as variações de temperatura ambientais que ocorrem nos links de transmissão entre a OLT e a ONU, fornecidos pelos sensores externos. Com isto, melhora-se o desempenho do sistema, e elimina-se o sistema de limiar fixo, que dada à característica dinâmica e aleatória da variação de temperatura no enlace, não funcionam corretamente para os sistemas OCDMA.

Outro objetivo desta tese é apresentar uma nova abordagem para reconhecer padrões e classificar os códigos OCDMA, ativos na rede, utilizando redes neurais artificiais, mais precisamente, os mapas auto-organizáveis de *Kohonen*. Com isto é possível auxiliar a estação de controle central, que realiza o gerenciamento do tráfego na rede, a distribuir as assinaturas OCDMA dinamicamente, permitindo, além da segurança na rede, uma melhora na qualidade de serviço, uma vez que, estes códigos passam a serem alocados para os usuários, considerando menores valores de MAI entre estes, além de fornecer uma métrica para acabar com a distribuição aleatória de códigos, que, geralmente, era adotada na literatura.

Complementarmente, sem utilizar técnica inteligente, outro objetivo deste trabalho é apresentar uma nova proposta de geração de códigos ópticos unidimensionais, denominada de Transposta da Extensão Genérica da Codificação Prima Modificada (T-EG-MPC), que

possibilita uma maior quantidade de códigos ópticos, além de generalizar o formalismo para a obtenção de famílias de códigos unidimensionais já apresentados na literatura.

1.3 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

A principal contribuição desta tese é o desenvolvimento de sistemas inteligentes, mais precisamente, sistemas *fuzzy*, que permitem mitigar os efeitos da variação de temperatura do enlace das redes ópticas passivas baseadas no acesso múltiplo por divisão de códigos OCDMA-PON. Pelos resultados obtidos é possível realizar o uso desses sistemas inteligentes para realizar ajustes em tempo real nas redes ópticas, considerando a característica dinâmica e aleatória da variação de temperatura no enlace, dispensando assim, configurações manuais, reduzindo os custos de manutenção e aumentando a robustez do sistema. Outra contribuição desta tese é a apresentação de uma nova abordagem para reconhecimento de padrões e classificação dos códigos OCDMA, ativos na rede, utilizando redes neurais artificiais, mais precisamente, os mapas auto-organizáveis de *Kohonen*. Com os resultados obtidos é possível auxiliar no gerenciamento do tráfego na rede, permitindo a adequada distribuição das assinaturas OCDMA, aumentando assim, a segurança na rede, bem como, melhorando a qualidade de serviço, uma vez que, estes códigos passam a serem alocados para os usuários, considerando menor valor para a possível interferência de acesso múltiplo, além de fornecer uma métrica a sistema de controle, acabando com a distribuição aleatória de códigos, nos sistemas OCDMA dinâmicos. Por fim, uma nova proposta de códigos ópticos é desenvolvida, possibilitando uma maior quantidade de códigos, além de generalizar o formalismo para a obtenção de famílias de códigos unidimensionais já apresentados anteriormente na literatura

1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

O Capítulo 2 contempla o estudo teórico das OCDMA-PONs, descrevendo os seus principais componentes, bem como, também apresenta uma descrição detalhada dos principais tipos de codificação, mais representativos para os sistemas OCDMA.

O Capítulo 3, por sua vez, apresenta a análise dos efeitos de variações de temperatura ambiente no enlace nas OCDMA-PONs, bem como a sua modelagem analítica.

O Capítulo 4 apresenta detalhes sobre os principais sistemas inteligentes, com foco nos sistemas *fuzzy* e nas redes neurais artificiais utilizados neste trabalho.

Já o Capítulo 5, contempla os resultados das aplicações de sistemas *fuzzy* propostos para mitigar os efeitos das variações de temperatura externa no enlace, utilizando abordagem de implementação para o transmissor e para o receptor das OCDMA-PONs; bem como os resultados da proposta da utilização das redes neurais artificiais, mais precisamente com o uso dos mapas auto-organizáveis de *Kohonen*, para reconhecer padrões entre os códigos OCDMA ativos na rede, e desta forma, auxiliar a estação de controle central a gerenciar os códigos alocados dinamicamente, otimizando o tráfego da rede.

Posteriormente, são apresentadas as conclusões obtidas neste trabalho e os objetivos para trabalhos futuros.

A nova proposta de geração de códigos ópticos unidimensionais, denominada de Transposta da Extensão Genérica da Codificação Prima Modificada (T-EG-MPC) é apresentada no Apêndice desta tese, por não ser desenvolvida utilizando técnicas de sistemas inteligentes.

2 REDES OCDMA-PON E TÉCNICAS DE CODIFICAÇÃO

Neste capítulo, é apresentado um estudo teórico das OCDMA-PONs, descrevendo os seus principais componentes, bem como, uma descrição detalhada dos tipos de codificação mais representativos para os sistemas OCDMA.

2.1 SISTEMA OCDMA-PON

As OCDMA-PON, Figura 2.1, apresentam em cada ONU, um codificador e um decodificador configurados para um mesmo código óptico. Já no OLT, o decodificador deve conter uma cópia do código de todos os assinantes para que possa realizar a correta decodificação dos respectivos dados de usuário.

Figura 2.1: Exemplo de OCDMA-PON.

Nos sistemas OCDMA-PON, cada bit é dividido em intervalos de tempo denominado de *chip*. Uma sequência específica de *chips* permite a formação de uma assinatura (código OCDMA), distinta para cada usuário da rede. Assim, para a modulação convencional, denominada de chaveamento liga-desliga (OOK), os bits “1” a serem transmitidos são

codificados no formato da assinatura dos usuários. Para os bits “0”, não se transmite nada, ou há propostas que sugerem enviar o complemento da assinatura.

No OLT, os sinais recebidos são correlacionados com uma sequência de assinatura já conhecida, de modo a permitir a decodificação dos dados originados das diferentes ONUs [17]. Para isto, os sinais de dados dos usuários são multiplexados com sinais de controle para serem transmitidos na fibra até o detector das ONUs, onde cada usuário é separado e identificado pela operação de correlação óptica, como pode ser visto na Figura 2.2.

Figura 2.2: OLT para OCDMA-PON. Tx: Transmissor e Rx: Receptor.

No caso dos dados oriundos das ONUs para os OLTs, Figura 2.3, no circulador óptico são multiplexados sinais de controle e dados. Posteriormente, nos OLTs, tais sinais são novamente separados em sinais de dados e de controle no decodificador, permitindo a recuperação dos dados transmitidos pelo usuário.

Figura 2.3: ONU para OCDMA-PON.

Os tráfegos *downstream* e *upstream* ocorrem em diferentes comprimentos de onda, geralmente, 1550 nm e 1310 nm, respectivamente [17].

2.2 CÓDIGOS ÓPTICOS CDMA

Um das características mais marcante da rede OCDMA está no fato de que as informações dos usuários são codificadas antes de serem enviadas no canal, e cada usuário apresenta sua própria assinatura (ou código). Assim, muito esforço tem sido dedicado na literatura para o desenvolvimento de códigos ópticos robustos, que buscam alcançar uma maior cardinalidade, ou seja, uma maior quantidade disponível de códigos, e melhor ortogonalidade, que ocorre quando há um maior grau de diferenciação entre os códigos.

Há diversas técnicas disponíveis para efetuar a codificação e decodificação dos dados dos usuários nos sistemas OCDMA. As primeiras a serem utilizadas são conhecidas como técnicas de codificação temporal, que manipulam somente o domínio do tempo para codificar o bit de informação do usuário, conhecidos como códigos de uma dimensão ou

unidimensionais (1D) [86]-[87]. O bit “1” apresenta alguns chips iluminados em determinadas posições específicas do conjunto, podendo para determiná-las, utilizar linhas de atrasos ópticos (ODL), exemplificado na Figura 2.4 [88]. O período de bit (T_b) é subdividido em N_c períodos menores, conhecidos como períodos de *chip* (T_c). O valor de N_c representa o tamanho do código, ou seja, a quantidade de *chips*, acesos e apagados, presentes na codificação.

Figura 2.4: Codificador OCDMA utilizando ODL. ($T_b = N_c \cdot T_c$)

Para aumentar a quantidade de códigos disponíveis para os usuários, mantendo boas propriedades de correlação e apresentando melhor grau de diferenciação entre códigos, é necessário aumentar o tamanho dos códigos, acarretando em altas taxas *chips*.

Visando contornar essa ineficiência do uso da largura de banda com altas taxas de codificação, foi acrescentando mais uma dimensão para manipulação no sistema, no caso, o comprimento de onda, passando a serem conhecidos como códigos de duas dimensões ou bidimensionais (2D) [38]-[89]. Neste esquema de codificação, além dos deslocamentos temporais, ocorrem seleções de comprimentos de onda específicos para ocuparem chips pré-determinados, de acordo com o algoritmo de formação do código. Para a determinação das posições dos *chips* e seus comprimentos de onda, podem ser utilizados filtros passa faixa (BPF) associados às ODLs [89], Figura 2.5, bem como redes de Bragg em fibra (FBG), utilizada em [90]-[91].

A codificação bidimensional proporciona maior flexibilidade na escolha dos códigos ópticos, permitindo melhores propriedades de correlação e maior quantidade de usuários, resultando no aumento da capacidade do sistema [32].

Figura 2.5: Codificador 2D-OCDMA.

Há proposta de esquemas híbridos tridimensionais (3D), como o proposto por Mendez et. al.[92] que manipulam tempo, comprimento de onda e espaço, no entanto, apresentarem elevado grau de complexidade para sua configuração.

A seguir serão apresentadas as características básicas das principais técnicas de codificação encontrados em aplicações O-CDMA.

2.2.1 CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO

No sistema convencional de transmissão, um bit corresponde a um pulso retangular com duração T_b . Ao passar pelo processo de codificação, esse período é subdividido em N_c subintervalos T_c , denominados *chips*.

As primeiras implementações em OCDMA deste tipo de codificação utilizavam linhas de atraso óptico (ODL) para a alocação temporal dos pulsos.

Neste esquema, a duração de cada *chip*, T_c , está relacionada à ponderação, que representa a quantidade de *chips* iluminados, adotada pelo código. Assim, a largura temporal de um *chip* é dada por $T_c = N_c/L$, sendo N_c o número de *chips* em que T_b será fragmentado, também conhecido como comprimento do código.

A codificação corresponde a uma sequência de pulsos curtos, proporcionais à ponderação do código, w . Os demais usuários, representados por seus respectivos trens de pulsos, serão multiplexados em um acoplador estrela. Um conjunto de linhas de atraso, em configuração invertida em relação à utilizada no codificador, é utilizado no receptor para reconstruir o pulso original.

A operação de decodificação é realizada por correlação de intensidade. Pulsos posicionados corretamente formarão um padrão definido pela propriedade de autocorrelação (ACF), caso contrário, formarão um sinal interferente, definidos pela propriedade de correlação cruzada (CCF).

Além dos tradicionais decodificadores que utilizam ODLs [93], têm sido sugeridos outros artifícios, como o emprego de cristais fotônicos [94] e óptica integrada [95]. Assim, cada bit é codificado em uma forma de onda $s(t)$, que corresponde à sequência de assinatura do código [96]. Cada receptor correlaciona à máscara do seu código, $f(t)$, com o sinal enviado, $s(t)$ [86]. A saída no receptor $r(t)$ é uma operação de correlação que mostra o grau de similaridade entre elas, e é calculada por,

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) f(\tau - t) d\tau \quad (2.1)$$

Os algoritmos, normalmente, buscam maximizar a autocorrelação, $s(t) = f(t)$, e minimizar a correlação cruzada entre códigos, $s(t) \neq f(t)$, a fim de extrair o máximo em ortogonalidade (grau de diferenciação entre eles) e cardinalidade (quantidade de códigos disponibilizados).

As condições gerais para a ortogonalidade dos códigos são [97]:

- Cada versão pode ser distinguida de uma versão deslocada de si mesma;
- Cada versão pode ser distinguida de cada uma das outras sequências no conjunto de códigos.

Assim, considere duas sequências de comprimento N , $(X) = \{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ e $(Y) = \{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}$. Para esses casos, os seguintes resultados de correlação discreta, que representam as interações entre elas, podem ser obtidos [18]:

i) Para a seqüência $(X)=x(k)$:

$$|Z_{x,x}| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i x_{i+k} \right| = \begin{cases} w, & \text{para } k = 0 \\ \leq \lambda_a, & \text{para } 1 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (2.2)$$

ii) Para cada par de seqüências $(X)=x(k)$ e $(Y)=y(k)$:

$$|Z_{x,y}| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i y_{i+k} \right| \leq \lambda_c, \quad \text{para } 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.3)$$

onde $Z_{x,x}$ e $Z_{x,y}$ correspondem à autocorrelação e correlação cruzada, respectivamente, N é o comprimento do código, w a ponderação, λ_a é o pico de autocorrelação fora de fase (lóbulos laterais correspondentes às versões deslocadas de uma mesma seqüência, $k \neq 0$) e λ_c o pico de correlação cruzada (entre seqüências diferentes).

Ortogonalidade estrita seria obtida para $\lambda_c=0$. Porém, esse caso não seria possível, uma vez que a manipulação dos pulsos ópticos ocorre em intensidade de sinal.

Por fim, um inconveniente deste tipo de codificação diz respeito à redução da duração temporal dos *chips*, quando a taxa de transmissão dos usuários torna-se muito alta (centenas de Mb/s ou superiores).

2.2.2 CODIFICAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Zaccarin e Kavehrad foram os primeiros a desenvolver uma implementação de codificação baseada em intensidade espectral não-coerente (pulsos unipolares) [98][99]. A principal motivação é que a largura de faixa do sinal independe da largura de faixa da fonte, que pode ser, por exemplo, um diodo emissor de luz (LED) não-coerente. Desse modo, os parâmetros que definem o código se tornam independentes da informação a ser transmitida.

O processo é similar à codificação de fase coerente, no sentido em que as componentes espectrais da fonte óptica de faixa larga são inicialmente resolvidas. Cada canal usa um codificador de amplitude espectral para bloquear ou transmitir seletivamente certos componentes de frequências.

Um receptor balanceado com dois fotodetectores é utilizado como parte do receptor. O receptor filtra o sinal recebido com o mesmo filtro de amplitude espectral utilizado no

transmissor, denominado filtro direto, $A(w)$, bem como seu complementar, $\bar{A}(w)$. As saídas dos filtros complementares são detectadas por dois fotodetectores conectados de modo balanceado. Para um transmissor descasado, metade dos componentes espectrais transmitidos estará relacionada ao filtro direto, e a outra metade, ao filtro complementar. Uma vez que a saída do receptor balanceado representa a diferença entre as saídas dos dois fotodetectores, sinais descasados serão cancelados, ao passo que o sinal casado é demodulado. O sinal recuperado encontra-se modulado em amplitude (ASK) e um dispositivo de decisão por limiar conclui sobre o bit enviado [32].

2.2.3 CODIFICAÇÃO SIMULTÂNEA NO DOMÍNIO DO TEMPO E DA FREQUÊNCIA

A fim de superar os problemas, com a ineficiência no uso de largura de faixa e potência, das primeiras implementações de codificação utilizando sequências unipolares pseudo-ortogonais, foram propostas formas de conversão destas sequências unidimensionais em bidimensionais (2D), manipulando tempo e espectro (T/S), por Mendez et al. em [100], ou tempo e frequência, por Fathallah H. et al. em [37].

Codificar em tempo e frequência proporciona maior flexibilidade na escolha dos códigos ópticos, resultando em aumento da capacidade do sistema. Neste tipo de codificação as sequências de códigos são caracterizadas por saltos em frequência (FH). Quando os saltos acontecem no tempo menor que o período do sinal de informação tem-se o que se convencionou chamar de salto rápido em frequência (FFH) [37].

A Figura 2.6 ilustra um esquema FFH-OCDMA utilizando múltiplas redes de Bragg (FBG). Esse esquema de codificação baseia-se na convolução de um pulso curto não-coerente modulado pela fonte de dados com a resposta de cada FBG, que é definida como a transformada inversa de Fourier da refletividade complexa da rede, onde os pulsos incidentes, associados aos dados transmitidos, normalmente são muito mais estreitos que a duração da resposta da rede. A operação de decodificação no receptor consiste, por sua vez, de um somatório de potências. Logo, implica em lei quadrática de detecção, onde uma corrente/tensão elétrica é gerada diretamente proporcional à intensidade óptica incidente. Portanto, o espectro de fase das redes não precisa ser adicionado coerentemente.

Figura 2.6: Codificador OCDMA utilizando redes de Bragg.

Na codificação FFH, a largura de faixa disponível é subdividida em intervalos de frequência contíguos, onde o sinal transmitido ocupa um intervalo de frequência em cada intervalo de *chip*, $T_c = ((2 * (neff^*) L_s) / c)$, onde L_s é o espaçamento entre as redes, $neff^*$ é o índice efetivo do núcleo da guia e c a velocidade da luz [101]. A largura de faixa, associada à taxa de dados, é $B = 1/T_b$ e $T_b = ((2 * neff^* (L_{tot})) / c)$, sendo L_{tot} o comprimento total do conjunto de redes. As redes são escritas no comprimento de onda λ_B e sintonizadas em diferentes comprimentos de onda ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$) que são alocados em intervalos de tempo, de acordo o algoritmo adotado. O comprimento de onda de Bragg de cada rede ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$) deve, portanto, obedecer à necessidade do código, e são alocados em intervalos de tempo de acordo o algoritmo adotado.

Vale ressaltar que os códigos 2D W/T OCDMA têm representação matricial $m \times n$, com o número de linhas, m , associado aos comprimentos de onda disponíveis, e o número de colunas, n , relacionado com os intervalos de *chips*, comprimento do código temporal. Assim, com $0 < \tau < n$, segue-se os seguintes resultados para as funções de correlação discreta binária 2D [89]:

i) Para a autocorrelação, fora de fase, de x :

$$Z_{x,x} = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} x_{i,j \oplus \tau} \right) = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} x_{i,(j+\tau) \bmod(n)} \right) \leq \lambda_a \quad (2.4)$$

ii) Para a correlação cruzada de x e y:

$$Z_{x,y} = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} y_{i,j \oplus \tau} \right) = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} x_{i,j} y_{i,(j+\tau) \bmod(n)} \right) \leq \lambda_c \quad (2.5)$$

Para esta codificação, a cardinalidade vai depender do algoritmo utilizado em WH e TS. A notação adotada segue o padrão de identificação $(m \times n, w, \lambda_a, \lambda_c)$ ou $(mn, w, \lambda_a, \lambda_c)$ utilizado para o OOC, sendo o comprimento do código $N=mn$.

É importante ressaltar que a evolução observada nos últimos anos para redes OCDMA, juntamente com as vantagens inerentes a esta tecnologia, conforme discutido ao longo deste trabalho vem pavimentando o caminho para tornar esta tecnologia uma alternativa viável em futuros cenários de redes ópticas.

A seguir é apresentado um estudo dos efeitos das variações de temperatura ambiente nos enlaces das OCDMA-PONs.

3 EFEITOS DAS VARIAÇÕES DE TEMPERATURA AMBIENTE NAS OCDMA-PONs

Neste capítulo é apresentado um estudo dos efeitos das variações de temperatura ambiente nos enlaces das OCDMA-PONs, bem como, o formalismo para modelagem analítica deste problema.

3.1 DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

Sistemas OCDMA-PONs possibilitam a exploração da ampla largura de banda oferecida por fibras ópticas, aumentando a capacidade de redes já existentes. No entanto, para uma análise realística de sua implantação é importante considerar os fatores físicos degradantes nos meios de propagação, como os efeitos decorrentes das variações da temperatura externa.

Neste contexto, Kharazi, et al.[31] analisaram sistemas OCDMA com codificação de ponderação variável (VW-OCDMA) com taxa de transmissão de 1.25 Gb/s na presença dos efeitos não lineares e da dispersão cromática, e concluíram que este último é o efeito que pode ter a maior contribuição para o aumento da BER, e que os efeitos não lineares podem ser desprezados, considerando uma potência controlada para a transmissão, no caso 0 dBm, para distâncias de propagação até 150 km.

Assim, verifica-se que nas fibras ópticas monomodo a dispersão cromática é resultado da superposição de dois efeitos, no caso, a dispersão material e a dispersão de guia de onda, onde a primeira está relacionada à variação do índice de refração do meio em relação ao guia de onda, e a segunda é dependente da estrutura geométrica da fibra óptica [102]. A dispersão cromática pode ser estimada pela expressão:

$$D_{tot} \approx - \frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_{eff}(\lambda)}{d\lambda^2} , \quad (3.1)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo e $n_{eff(\lambda)}$ é o índice efetivo em função do comprimento de onda λ [103].

Kato T., et al. [34] analisaram os coeficientes térmicos de vários tipos de fibras ópticas e concluíram que estes dependem diretamente da inclinação da dispersão S , conforme apresentado na Tabela 3.1. O valor de S pode ser calculado por [102]:

$$S = \frac{dD_{tot}}{d\lambda}, \quad (3.2)$$

Tabela 3.1: Coeficiente Térmico de Algumas Fibras Ópticas [34].

Tipo de Fibra	Comprimento (km)	Dispersão [ps/nm . km]	Inclinação da Dispersão, S [ps/nm ² . km]	Área Efetiva A_{eff}	Coeficiente Térmico [ps/nm/km/°C]
NZ-DSF	10	-2.2	+0.090	55	-0.0025
LCF	9.2	-2.2	+0.121	72	-0.0038
DFF	8.4	+3.6	+0.026	47	-0.0005
PSCF	10.5	+20.8	+0.061	110	-0.0016
DCF1	10.5	-48.6	-0.053	21	+0.0009
DCF2	10	-50.8	-0.154	17	+0.0008
PSCF+DCF1	30+15	-2.3	+0.023	-	-0.0008
PSCF+DCF2	30+15	-3.1	-0.011	-	+0.0003

As características dos tipos de fibra ópticas que foram apresentadas na Tabela 3.1 podem ser encontradas em [102, 104] para as fibras com dispersão deslocada não nula (NZ-DSF), [105] para a versão NZ-DSF com maior núcleo (LCF), [106] para a fibra de dispersão achatada (DFF), [107] para a fibra óptica com núcleo de sílica pura (PSCF), [102] para as fibras ópticas compensadoras de dispersão (DCF).

Uma vez apresentados os principais tipos de fibras ópticas e seus respectivos coeficientes térmicos, é importante compreender os efeitos das variações de temperatura externa nos códigos OCDMA. Neste contexto, o estudo desse problema, foi investigado primeiramente por Osadola, et al. em [40], que verificou a relação das variações de temperatura externa com o sinal de autocorrelação decodificado, constatando que, as variações de temperatura podem deixar o código OCDMA temporalmente fora de esquadro, Figura 3.1. Consequentemente, o

decodificador poderá obter um valor de autocorrelação distorcido, e o grau desta distorção está diretamente relacionado com as variações de temperatura ΔT ($^{\circ}\text{C}$) sofridas ao longo da propagação L (km) no enlace óptico.

Figura 3.1: a) Decodificação do código 2D WH/TS OCDMA, com n comprimentos de onda, λ_n , e n chips temporais, t_n , após a propagação em condições ideais num enlace de fibra com compensação total de dispersão; b) Código distorcido temporalmente após a propagação submetida a variações de temperatura externa no enlace. O pico de autocorrelação foi reduzido devido os efeitos da distorção temporal causados no código pela temperatura [40].

Um exemplo do efeito de variação de temperatura externa de $\Delta T = 20^{\circ}\text{C}$, para um código 2D WH/TS com ponderação $w = 8$, pode ser observado na Figura 3.2, onde para o caso ideal sem propagação (*back-to-back*), $L = 0$ km, o pico de autocorrelação obtido no decodificador é de 8 a.u. No entanto, se o mesmo código, nas mesmas condições de ΔT , propagar a uma distância $L = 10$ km o valor do pico de autocorrelação obtido decai para um valor próximo a 6 a.u.; e para a distância $L = 20$ km o valor é reduzido para próximo a 2 a.u.; enquanto que, para a distância $L = 40$ km o valor é reduzido para próximo a 1 a.u.

Figura 3.2: Valor do pico de autocorrelação obtido após a decodificação de um código 2D-WH/TS OCDMA com oito comprimentos de onda. Os resultados apresentados correspondem a uma variação de temperatura de $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ para as distâncias de propagação de: a) *back-to-back* $L = 0$ km ($\square$ símbolo), $L = 10$ km ($\circ$ símbolo), $L = 20$ km (+ símbolo) e $L = 40$ km ($\diamond$ símbolo) [40].

Conforme observado na Figura 3.2 os valores de autocorrelação são afetados significativamente à medida que se aumenta as distâncias de propagação no enlace óptico para uma determinada variação de temperatura externa. Isso implica que, para um receptor OCDMA configurado com um limiar de decisão fixo, no exemplo o $Threshold = 8$ a.u., que é o mesmo valor da ponderação w código, o processo de detecção da informação não iria funcionar corretamente, o que acarretaria no aumento da BER [40].

A seguir é apresentada a modelagem analítica do problema das variações de temperatura externa nas redes OCDMA.

3.2 MODELAGEM ANALÍTICA DO PROBLEMA DAS VARIAÇÕES DE TEMPERATURA EXTERNA NAS REDES OCDMA

A modelagem analítica dos efeitos de variação de temperatura ambiente nos códigos 2D WH/TS OCDMA, foi apresentada, originalmente, em [40], conforme está descrita a seguir.

Inicialmente, o cálculo do deslocamento temporal Δt , implicado pela variação de temperatura ΔT para uma distância de propagação L , pode ser calculado como

$$\Delta t = D_{temp} \times \Delta T \times \Delta \lambda \times L \quad (3.3)$$

onde D_{temp} (ps/nm.km/oC) é o coeficiente térmico da fibra e $\Delta \lambda$ (nm) é o espaçamento espectral entre dois pulsos de comprimentos de onda no código 2D-WH/TS OCDMA [40].

Já o cálculo do estreitamento da largura de pulso $\Delta \tau$, para cada comprimento de onda, pode ser obtido por

$$\Delta \tau = D_{temp} \times \Delta T \times \Delta \lambda \times L \quad (3.4)$$

onde $\Delta \lambda$ (nm) é a largura espectral de cada pulso de comprimento de onda dentro do código OCDMA [40].

O cálculo do envelope resultante do sinal de autocorrelação $S_t(L)$ pode ser obtido pela soma incoerente dos w pulsos de comprimentos de onda presentes no código na saída do decodificador [40], conforme

$$S_t(L) = \sum_{k=0}^{w-1} P_p \exp \left\{ -2.77 \left[\frac{t - k\Delta t}{\tau - \Delta \tau} \right]^2 \right\} \quad (3.5)$$

onde cada pulso de comprimento de onda tem o formato Gaussiano, com pico de potência constante P_p , e a soma dos pulsos de comprimentos de onda são espaçados $t - k\Delta t$, cuja largura de pulso inicial foi reduzida de τ para $\tau - \Delta \tau$.

A largura inicial do pulso τ é considerada igual à largura do chip do código, $t_c = t_b/N_c$, onde t_b é o período de bit e N_c é o numero de chips do código.

A figura Figura 3.3 apresenta os valores de autocorrelação obtidos, via Eq. 3.5, com variação de temperatura ΔT até 20 °C para as distâncias de propagação $L = 10$ km e 20 km.

Figura 3.3: Valores dos picos de autocorrelação obtido após a decodificação de um código 2D-WH/TS OCDMA submetido as variações de temperatura ΔT para as distâncias de propagação de $L = 10$ km ($\circ$ símbolo) e 20 km ($\square$ símbolo) [40].

Da Figura 3.3, observa-se que, para o código OCDMA submetido à variação de temperatura externa de $\Delta T = 10$ °C após $L = 20$ km de propagação, o valor de autocorrelação obtido é de aproximadamente 3.5 a.u. Ainda da Figura 3.3, observa-se que à medida que a variação de temperatura aumenta o valor do pico de autocorrelação decai significativamente. Os parâmetros adotados nas simulações estão apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros do Sistema.

Símbolo	Parâmetro	Valor
w	Ponderação do código	8
N_c	Comprimento do código	200
$\Delta\lambda$	Largura espectral de cada pulso de comprimento de onda dentro do código	1.4 nm
τ	Valor da largura de pulso inicial	2 ps
$\Delta\Lambda$	Espaçamento espectral entre pulso de comprimento de onda no código	0.8 nm
D_{temp}	Coefficiente térmico da fibra	0.0025 ps/nm.km/°C

A Figura 3.4 apresenta outro exemplo para variação de temperatura $\Delta T=20^\circ\text{C}$ com a distância de propagação até 10 km [40].

Figura 3.4: Valor do pico de autocorrelação obtido após a decodificação de um código 2D-WH/TS OCDMA submetido as variações de temperatura $\Delta T=20^\circ\text{C}$ para a distância de propagação de $L = 10\text{ km}$ ($\circ$ símbolo) [40].

Considerando um sistema OCDMA de detecção convencional, cujo valor de limiar de detecção fixo, geralmente definido com o valor igual ao da ponderação do código, no exemplo igual a 8, verifica-se que o mesmo não iria funcionar corretamente, e este bit de informação seria descartado por estar abaixo do valor de limiar predefinido, o que consequentemente, reduz a performance do sistema [18] [40].

Deste modo, para a verificação de desempenho do sistema 2D WH/TS OCDMA, inicialmente é preciso obter a probabilidade de superposição (P_{hit}) entre dois códigos, com comprimento de código N_c e ponderação w , calculado por [40],

$$P_{hit} = \frac{w}{2N_c}, \quad (3.6)$$

O cálculo da BER do sistema para N usuários simultâneos pode ser calculado por

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{Th} (-1)^i \binom{w}{i} \left(1 - \frac{i \cdot P_{hit}}{w} \right)^{N-1} \quad (3.7)$$

onde T_h representa o limiar de decisão do receptor, geralmente ajustado para o valor de w [18].

Assim, na Figura 3.5 são apresentados os resultados da BER do sistema, considerando N usuários simultâneos, para três cenários distintos: o primeiro avalia apenas a influência da MAI, ao considerar o sistema sem propagação, *back-to-back*, e sem variação de temperatura ambiente; enquanto o segundo e o terceiro cenários consideram a variação de temperatura ambiente de $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ com as distâncias de propagação de $L = 7\text{ km}$ e 10 km , respectivamente. Os parâmetros adotados são os mesmos apresentados na Tabela 3.2.

Figura 3.5: BER versus número de usuários simultâneos, definidos analiticamente, para: a) temperatura constante (+) e sem propagação; cenários com variação de temperatura $\Delta T = 20^\circ\text{C}$, b) para uma distância de propagação de $L = 7\text{ km}$ ($\square$ símbolo), c) para $L = 10\text{ km}$ ($\circ$ símbolo) [40].

Dos resultados apresentados na Figura 3.5, verifica-se que, para uma BER de 10^{-12} , a quantidade de usuários é reduzida de aproximadamente 20 para 10, após a propagação de 7 km de propagação, submetidas à variação de temperatura de $\Delta T = 20^\circ\text{C}$. Já para 10 km de propagação, a quantidade é reduzida para, aproximadamente, 6 usuários.

No capítulo seguinte é apresentada a ferramenta inteligente, mais precisamente, sistemas *fuzzy*, que é adotada, de forma inovadora nesta tese, para mitigar os problemas da variação de temperatura externa nos códigos OCDMA.

4 SISTEMAS INTELIGENTES

Neste capítulo é apresentada uma descrição de sistemas inteligentes. A maior ênfase será dada aos sistemas *fuzzy* e as redes neurais artificiais, mais precisamente aos mapas auto-organizáveis de *Kohonen*, considerando que, duas contribuições dessa tese são oriundas das suas aplicações.

4.1 INTRODUÇÃO

Sistemas inteligentes são ferramentas e metodologias computacionais que apresentam características similaridade a capacidade racional do ser humano de resolver problemas, inferir ou, de forma ampla, ser capaz de tomar decisões. Neste contexto, o presente trabalho apresenta dois tipos principais de sistemas inteligentes, no caso, os sistemas *fuzzy* e as redes neurais artificiais, mais precisamente, os mapas auto-organizáveis de *Kohonen*.

4.2 SISTEMAS *FUZZY*

A lógica convencional ou clássica usa distinções bem definidas e específicas para separar os conjuntos. Por exemplo, pode-se dizer que a velocidade de um carro a 78 km/h é considerada média ou alta, nunca os dois simultaneamente. Desta forma, é preciso construir linhas de delimitação que separam os membros dos não membros dos elementos em um conjunto. Essa separação, muitas vezes, é um processo complicado e que não reflete a realidade de alguns problemas a serem modelados. Assim, nos sistemas baseados em lógica *fuzzy*, ao contrário dos sistemas lógicos clássicos, procura-se modelar a forma imprecisa de raciocínio, visando aproximar, o processo de decisões computacional da decisão do ser

humano, geralmente, o especialista no problema a ser abordado, considerando a extração das variáveis do problema em ambientes passíveis de incerteza e imprecisão.

Em um sentido mais amplo, um sistema *fuzzy*, consiste num sistema baseado em lógica *fuzzy*, onde esta pode ser utilizada como base para a representação de diferentes formas de conhecimento do sistema, ou como forma de representar as relações entre suas variáveis.

Neste contexto, o conceito de conjunto *fuzzy* foi desenvolvido por Lotfi A. Zadeh, em 1965 [77], como uma forma de descrever e manipular formalmente informações linguísticas, por exemplo, (“Qual a sua concepção de velocidade alta e baixa?”), visando resolver problemas de naturezas diversas, como os das engenharias e industriais. A compreensão de situações ambíguas não é passível de processamento através da lógica computacional clássica, fundamentada na lógica booleana.

Além disso, esta teoria tem sido largamente aplicada em sistemas de controle. Para isto, o desenvolvimento do controlador lógico *fuzzy* (FLC), foi importante para viabilizar que os sistemas *fuzzy*, pudessem ser aplicados a uma variedade de processos, podendo obter vantagens competitivas em relação a outros algoritmos de controle. Desse modo, o FLC é um método alternativo para aplicações onde as estratégias de controle clássico não encontram resultados satisfatórios. Dentre as áreas onde lógica *fuzzy* tem sido aplicada, podem-se citar os problemas complexos de controle, os de automação, tais como robôs autônomos [60], o controle de temperatura [61], aplicações em ambientes inteligentes [62], e sistemas de controle e comunicação em tempo real [63].

A palavra “*fuzzy*” também pode ser encontrada na literatura com a denominação de “nebuloso (a)” e “difuso (a)” [108].

Nas próximas seções serão apresentados os principais conceitos concernentes aos conjuntos *fuzzy* e a lógica *fuzzy*, bem como as principais regras de inferência presentes nesse contexto.

4.2.1 CONJUNTOS *FUZZY*

Na teoria clássica dos conjuntos, um determinado elemento só poder ser classificado como, pertencente ou não pertencente a um determinado conjunto. Assim, pode-se indicar a pertinência, μ , de um elemento particular x , em um conjunto A , definido para um universo U , através da seguinte função característica:

$$\mu(A(x)) = \begin{cases} 1, & \text{se } x \in A \\ 0, & \text{se } x \notin A \end{cases}, \quad (4.1)$$

Já um conjunto *fuzzy* A , definido no universo de discurso U , é caracterizado por uma função de pertinência $\mu(A(x))$, a qual mapeia os elementos de U para o intervalo de pertinência de $[0,1]$:

$$\mu(A(x)): U \rightarrow [0,1]; x \in U, \quad (4.2)$$

Desta forma, a função de pertinência associa cada elemento x , pertencente a U , a um número real $\mu(A(x))$ no intervalo $[0,1]$, que representa o grau de pertinência do elemento x ao conjunto A , ou seja, o quanto é possível para o elemento x pertencer ao conjunto A .

Neste contexto, as funções de pertinência de um conjunto *fuzzy* podem ser representadas utilizando diversos formatos, como triangular, trapezoidal e gaussiano. A escolha deste está ligada diretamente ao tipo de problema a ser representado, logo, o especialista deve determinar qual o melhor formato para representar o problema. A Tabela 4.1 apresenta o formalismo matemático para as funções de pertinência como o formato triangular, trapezoidal e gaussiano.

Uma vez apresentados os principais tipos de funções de pertinência, é importante compreender que um conjunto *fuzzy* é considerado normalizado, se pelo menos um de seus elementos possuir grau de pertinência igual a, $\mu(A(x))=1$. Outra importante definição é a do suporte de um conjunto *fuzzy*, que é formado pelo conjunto de pontos x , do universo U , para os quais $\mu(A(x)) > 0$. Desta forma, um conjunto fuzzy é chamado de *singleton*, se seu suporte é um único ponto em U e com grau de pertinência igual a 1, $\mu(A(x))=1$, Figura 4.1.

Figura 4.1: Exemplo de um *Singleton*.

Tabela 4.1: Exemplos de Funções de Pertinência.

Formato	Formalismo Matemático	Exemplo de Função de Pertinência
Triangular	$\mu(A(x)) = \begin{cases} 0, & \text{se } x \leq a \\ \frac{x-a}{m-a}, & \text{se } x \in [a, m] \\ \frac{b-x}{m-x}, & \text{se } x \in [m, b] \\ 0, & \text{se } x \geq b \end{cases}$	
Trapezoidal	$\mu(A(x)) = \begin{cases} 0, & \text{se } x \leq a \\ \frac{x-a}{m-a}, & \text{se } x \in [a, m] \\ 1, & \text{se } x \in [m, n] \\ \frac{b-x}{m-x}, & \text{se } x \in [n, b] \\ 0, & \text{se } x \geq b \end{cases}$	
Gaussiano	$\mu(A(x)) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2},$ <p>onde m e σ representa o centro e a largura da gaussiana, respectivamente.</p>	

4.2.2 VARIÁVEIS LINGUÍSTICAS - *FUZZY*

Uma variável linguística tem a função de fornecer uma maneira sistemática para uma caracterização aproximada de fenômenos complexos ou mal definidos, assim, pode ser definida como uma variável, cujos valores são nomes de conjuntos fuzzy [109]. Por exemplo, a velocidade de um carro pode ser uma variável linguística assumindo valores, “Baixa”, “Média” e “Alta”. Estes valores são descritos por intermédio de conjuntos fuzzy, representados por funções de pertinência, conforme demonstrado na Figura 4.2.

Figura 4.2: Exemplo da imprecisão na aferição da velocidade de um carro.

Formalmente, uma variável linguística é caracterizada por uma quintupla (NOME, T(NOME), UNIVERSO, REGRA_SINTÁTICA, REGRA_SEMÂNTICA), conforme Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Caracterização da Variável Linguística.

Tupla	Significado	Exemplo
NOME	Nome da Variável	Velocidade
T(NOME)	Conjunto de termos de NOME	{ “Baixa”, “Média”, “Alta” }
UNIVERSO	Universo de discurso	0 a 120 km
REGRA_SINTÁTICA	Regra para gerar os valores de NOME como uma composição de termos de T(NOME), podendo utilizar conectivos lógicos	velocidade é alta
REGRA_SEMÂNTICA	Regra para associar cada valor gerado por REGRA_SINTÁTICA fuzzy em UNIVERSO	Conjunto fuzzy cuja função de pertinência exprime o significado oriundo da REGRA_SINTÁTICA

4.2.3 OPERAÇÕES E PROPRIEDADES EM CONJUNTOS *FUZZY*

De forma similar a teoria clássica, os conjuntos *fuzzy* obedecem a certas propriedades e podem ser operados de diversas maneiras. As operações entre conjuntos são extremamente importantes para os sistemas que se utilizam dessa lógica, pois os cálculos proposicionais, por exemplo, são baseados nessas operações [110]. As operações mais relevantes são apresentadas a seguir [111].

Um conjunto *fuzzy* A em U é vazio, se e somente se, sua função de pertinência é igual a zero sobre todo o universo U :

$$\mu(A(x)) = 0, \quad \forall x \in U \quad (4.3)$$

O complemento de um conjunto *fuzzy* A é normalmente representado como A' , dado por:

$$\mu(A'(x)) = 1 - \mu(A(x)), \quad \forall x \in U \quad (4.4)$$

Dois conjuntos *fuzzy* A e B , em U , são iguais se suas funções de pertinência forem iguais sobre todo U :

$$\mu(A(x)) = \mu(B(x)), \quad \forall x \in U \quad (4.5)$$

Um conjunto *fuzzy* A é um subconjunto de B se sua função de pertinência for menor ou igual à de B sobre todo U :

$$\mu(A(x)) \leq \mu(B(x)), \quad \forall x \in U \quad (4.6)$$

A união de dois conjuntos *fuzzy* A e B pode ser caracterizada por uma operação, que é formada por todos os valores máximos (“Max”) entre $\mu(A(x))$ e $\mu(B(x))$, como

$$\mu A(x) \cup \mu B(x) = \mu A(x) \vee \mu B(x) = \text{Max}[\mu A(x), \mu B(x)], \quad \forall x \in U \quad (4.7)$$

Na teoria dos conjuntos *fuzzy*, a união é tratada por uma família de operadores chamados de norma-S. Assim, uma norma-S deve satisfazer um conjunto de propriedades, como a comutativa e a associativa, que podem ser encontradas em [112].

Já a intersecção de dois conjuntos *fuzzy* A e B pode ser caracterizadas por uma operação, que é formada por todos os valores mínimos (“Min”) entre $\mu(A(x))$ e $\mu(B(x))$, como

$$\mu A(x) \cap \mu B(x) = \mu A(x) \wedge \mu B(x) = \text{Min}[\mu A(x), \mu B(x)], \quad \forall x \in U \quad (4.8)$$

As principais operações realizadas com as variáveis linguísticas são feitas por meio de conectivos “E”, “OU” e “NÃO” [113]. Estes são utilizados para realizar os relacionamentos lógicos entre os elementos das variáveis linguísticas, onde o termo “E” é definido pelo operador de intersecção, Eq. 4.8, e o “OU” utiliza o operador de união, Eq. 4.7, enquanto que, o “NÃO” é implementado pela operação de complemento, Eq. 4.4.

4.2.4 REGRAS FUZZY

Nos sistemas *fuzzy* a representação do conhecimento é mapeada utilizando as variáveis linguísticas, e os seus valores lingüísticos, que estão definidos no contexto de conjuntos *fuzzy*, são definidos com base nas funções de pertinência. Assim, a lógica *fuzzy* utiliza uma base de regras para representar o relacionamento entre as variáveis linguísticas do problema.

Assim, as regras *fuzzy* são do tipo “SE < condição > ENTÃO < ação >”, onde os elementos da < condição > são denominados de antecedentes, enquanto que, os elementos da < ação > são e conseqüentes [114].

Na regra *fuzzy*, o ENTÃO é definido como o responsável pela operação de implicação *fuzzy*, que é realizada pelo processo de inferência.

Neste contexto, o tópico seguinte aborda os principais tipos de sistemas de inferência *fuzzy*.

4.2.5 SISTEMAS DE INFERÊNCIAS *FUZZY*

O sistema de inferência usa os valores *fuzzy* oriundos da interface de fuzzificação, e com o auxílio da base de regras, realiza o processo de tomada de decisão ou raciocínio.

Neste contexto, o mais conhecido estilo de inferência é o de Mamdani, que foi desenvolvido pelo professor Ebrahim Mamdani, da Universidade de Londres (Reino Unido) em 1975 [110]. Em 1983, Takagi e Sugeno, com base no processo de decisão adotado no controlador de Mamdani, propuseram um método de tomada de decisão denominado de sistema de inferência Takagi-Sugeno, ou comumente chamada de Sugeno [109]. Os métodos de inferência de Mamdani e Sugeno são apresentados a seguir.

4.2.5.1 SISTEMAS DE INFERÊNCIAS DO TIPO MAMDANI

O sistema de inferência do tipo Mamdani, também denominado de controlador de Mamdani, utiliza conjuntos *fuzzy* para mapear, os antecedentes < condição >, bem como os conseqüentes < ação >, oriundos das regras do tipo “SE < condição > ENTÃO < ação >”. Para exemplificar o sistema de inferência do tipo Mamdani, a Tabela 4.3 apresenta 3 regras para um problema fictício, no caso, o ajuste da pressão do freio de um veículo, categorizada como pressão mínima, média e elevada, representada, respectivamente, por {*Pmin*, *Pmé*, *Palt*}, em função da velocidade {*baixa*, *média*, *alta*}, e da massa do veículo {*Pequena* e *Grande*}.

Tabela 4.3: Exemplo de regras aplicadas no controlador de Mamdani.

REGRAS	Definição da REGRA	Tradução da REGRA
Regra 1	SE x é <i>Alta</i>	SE <i>velocidade</i> é <i>Alta</i>
	OU y é <i>Pequena</i>	OU <i>massa</i> é <i>Pequena</i>
	ENTÃO z é <i>Elevada</i>	ENTÃO <i>pressão</i> é <i>Elevada</i>
Regra 2	SE x é <i>Média</i>	SE <i>velocidade</i> é <i>Média</i>
	E y é <i>Grande</i>	E <i>massa</i> é <i>Grande</i>
	ENTÃO z é <i>Média</i>	ENTÃO <i>pressão</i> é <i>Média</i>
Regra 3	SE x é <i>Baixa</i>	SE <i>velocidade</i> é <i>Baixa</i>
	ENTÃO z é <i>Mínima</i>	ENTÃO <i>pressão</i> é <i>Mínima</i>

A representação fuzzy das regras apresentadas na Tabela 4.3 é apresentada na Figura 4.3.

Figura 4.3: Exemplo de sistema de inferência do tipo Mamdani.

A estrutura da regra, “**SE** < condição > **ENTÃO** < ação >”, exige a implicação de uma ação em função das condições apresentadas, que, no caso do sistema de inferências do tipo Mamdani, o operador de implicação utilizado é o “Min”, também conhecido como mínimo de Mamdani, conforme Eq. 4.9 [80].

$$\mu R_{A \rightarrow B}(x, y) = \min(\mu(A(x)), \mu(B(x))) \quad (4.9)$$

Uma vez definida as implicações das regras no sistema do tipo Mamdani, é necessário realizar uma operação, denominada de agregação, que combina todas as saídas de cada regra para formar uma saída única. Para o tipo Mamdani, o operador “Max” é adotado para a operação de agregação, conforme Eq. 4.10 [80].

$$R_o S(x, z) = \max \left\{ \min(\mu(R(x, y)), \mu(S(y, z))) \right\} \quad (4.10)$$

onde $R(x,y)$ e $S(y,z)$, representa duas relações *fuzzy*, definidas respectivamente nos produtos cartesianos discretos XY e YZ , e a composição do tipo Max-Min efetuadas sobre $R(x,y)$ e $S(y,z)$ é apresentado por $R \circ S(x,z)$.

O conjunto *fuzzy*, resultado do processo de inferência Mamdani, para o exemplo apresentado na Figura 4.3, é apresentado na Figura 4.4.

Figura 4.4: Exemplo de conjunto *fuzzy* de saída no processo de inferência do tipo Mamdani.

Um fator importante é o grau de pertinência de uma variável x em X , que estabelece o grau de ativação de uma determinada regra, pois quanto maior a compatibilidade da entrada com o antecedente da regra, maior será o peso do seu consequente no resultado final [114].

4.2.5.2 SISTEMAS DE INFERÊNCIAS DO TIPO SUGENO

O sistema de inferência Takagi e Sugeno, conhecido, comumente, como controlador do tipo Sugeno, é uma simplificação do tipo Mamdani, onde somente o antecedente das regras é formado por variáveis *fuzzy*, enquanto que, o consequente de cada regra é expresso por uma função das variáveis linguísticas de entrada, por exemplo [115]:

$$SE < x \text{ é } A_i > E < y \text{ é } B_i > ENTÃO z=f_i(x,y) \quad (4.11)$$

Observa-se da Eq. 4.11 que o resultado de cada regra não é um conjunto *fuzzy*, como ocorre no tipo Mamdani, e consequentemente dispensa a definição de uma função de pertinência específica. O valor de z , também pode ser definido por um valor constante, e para isto, pode ser utilizado um *singleton*, conforme exemplo da Figura 4.1.

A representação *fuzzy* das regras apresentadas na Tabela 4.3 é apresentada na Figura 4.5, para um controlador do tipo Sugeno.

Figura 4.5: Exemplo de sistema de inferência do tipo Sugeno.

A resposta final do sistema de inferência do tipo Sugeno é obtida pela média ponderada das respostas das regras ativadas [116]. A seguir é apresentado um exemplo para duas regras *fuzzy*.

$$\text{Regra 1: SE } x \text{ é } A_1 \text{ E } y \text{ é } B_1 \text{ ENTÃO } z=f_1(x,y) \quad (4.12)$$

$$\text{Regra 2: SE } x \text{ é } A_2 \text{ E } y \text{ é } B_2 \text{ ENTÃO } z=f_2(x,y) \quad (4.13)$$

Considerando que $\alpha_1 f_1(x,y)$ é o valor resposta da primeira regra, e $\alpha_2 f_2(x,y)$ para a segunda regra, a resposta do sistema z_o é obtido pela média ponderada [116], conforme

$$z_o = \frac{\alpha_1 f_1(x_o, y_o) + \alpha_2 f_2(x_o, y_o)}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (4.14)$$

Já ao utilizar o processo de inferência Mamdani, é necessária uma etapa posterior, denominada de Defuzzificação, para que o sistema possa produzir uma saída pontual, *crip*, a partir do conjunto *fuzzy* de saída, conforme apresentado na figura 4.4.

O tópico seguinte apresenta uma estratégia utilizada para a defuzzificação.

4.2.6 ETAPA DE DEFUZZIFICAÇÃO

A etapa de defuzzificação é responsável por transformar o conjunto *fuzzy* de saída, oriundo do processo de inferência, em valor discreto, *crisp*. Isto se faz necessário, pois em aplicações práticas, geralmente são requeridas saídas precisas.

Assim, existem vários métodos de defuzzificação na literatura, no entanto, um dos mais utilizado é o denominado de Centro de Área (COA) [109].

O método do Centro de Área pode ser calculado através da Equação 4.15,

$$COA = \begin{cases} \frac{\int_x \mu(A(x)) \cdot x \, dx}{\int_x \mu(A(x)) \, dx} ; \text{se } x \text{ é contínuo} \\ \frac{\sum_x \mu(A(x)) \cdot x}{\sum_x \mu(A(x))} ; \text{se } x \text{ é discreto} \end{cases} \quad (4.15)$$

onde $\mu(A(x))$ é o valor da função de pertinência do conjunto de saída *fuzzy* para o valor de x . Um exemplo do processo de defuzzificação utilizando o método do centro de área pode ser visualizado na Figura 4.6.

Figura 4.6: Exemplo de defuzzificação pelo método do centro de área.

O cálculo obtido pela Eq. 4.15 pode ser descrito, como

$$COA = \frac{(0+10+20) \times 0.1 + (30+40+50+60) \times 0.2 + (70+80+90+100) \times 0.5}{0.1+0.1+0.1+0.2+0.2+0.2+0.2+0.5+0.5+0.5+0.5} = 67.4$$

O tópico seguinte apresenta o conceito dos controladores lógico *fuzzy*.

4.2.7 CONTROLADOR LÓGICO *Fuzzy* (FLC)

Um controlador lógico *fuzzy* pode ser definido como uma estrutura, que usa conceitos de lógica *fuzzy*, conjuntos *fuzzy* e inferências *fuzzy* para apresentar saídas adequadas para um sistema em específico, de acordo com a(s) entrada (s), geralmente, imprecisa(s) ou difusa(s). O esquema básico de um FLC é apresentado na Figura 4.7.

Figura 4.7: Estrutura de um Controlador Lógico *Fuzzy*.

Primeiramente, as entradas são submetidas à Interface de Fuzzificação, onde as entradas *crisps* são transformadas em entradas *fuzzy*, com suas respectivas funções de pertinência. O próximo passo é a da lógica de decisão, onde é realizada a inferência *fuzzy*, com o auxílio da base de regras, que são predefinidas pelo especialista. Os processos de inferência *fuzzy*, comumente, empregam o método de tipo Mamdani ou o do tipo Sugeno, abordados pelos sub-tópicos 4.2.5.1 e 4.2.5.2, respectivamente. Por fim, a interface de defuzzificação, converte as conclusões do mecanismo de inferência para uma saída pontual, novamente *crisp*, conforme foi apresentado no tópico 4.2.6

Assim, o FLC implementa estratégias derivadas de regras linguísticas, que são ajustadas em termos matemáticos através dos conceitos de conjuntos *fuzzy* e lógica *fuzzy*.

Neste contexto, algumas limitações dos sistemas *fuzzy* foram apresentadas em [117], tais como:

- Estabilidade: não há garantias teóricas de que um sistema *fuzzy* não possa atingir um estado caótico, e que seja necessariamente estável. No entanto, a experiência com diversas abordagens tem demonstrado que a estabilidade é mantida na maioria dos sistemas *fuzzy*.

- Capacidade de aprendizagem: Não há a capacidade de aprendizagem, necessitando de conhecimento prévio. Sistemas *neuro-fuzzy* têm sido propostos e investigados para solucionar esse problema.
- Determinação de funções e regras *fuzzy* adequadas: Exige do especialista o conhecimento do problema para estabelecer funções e regras convenientes.
- Verificação e validação: O especialista deve realizar testes para validar, se as respostas do sistema *fuzzy* contemplam como resultados aceitáveis para o problema.

Contudo, verifica-se que os benefícios intrínsecos na utilização de sistemas *fuzzy* excedem a suas limitações e podem ser recompensados com a redução dos custos do desenvolvimento, da execução e da manutenção da aplicação para o problema abordado [117].

No tópico seguinte é apresentada a definição, tipo e as principais abordagens utilizando as Redes Neurais Artificiais.

4.3 REDES NEURAIS ARTIFICIAIS

As Redes Neurais Artificiais podem ser definidas como, técnicas computacionais que apresentam um modelo matemático, inspirado na estrutura neural de organismos inteligentes, e que podem adquirir o conhecimento através da experiência.

No caso do ser humano, o sistema nervoso é formado por um conjunto extremamente complexo de estruturas, denominadas de neurônios, que desempenham um papel essencial para o funcionamento do corpo humano, respondendo aos diversos estímulos, e especialmente, são responsáveis pelo raciocínio. Os neurônios são formados pelos dendritos, que representam um conjunto de terminais de entrada; pelo corpo central, responsável por combinar e processar os estímulos recebidos; e pelos axônios que são os terminais de saída. A comunicação entre os neurônios acontecem através de sinapses, que é a região onde dois neurônios entram em contato, e através destas os impulsos nervosos são transmitidos entre eles [70].

Para tentar imitar o complexo sistema neural humano, uma rede neural artificial é composta por várias unidades de processamento, cujo funcionamento é similar aos dos neurônios. Nestes neurônios artificiais, as unidades de entrada, estão associadas a determinado peso. As unidades fazem operações apenas sobre seus dados locais, que são entradas recebidas pelas suas conexões, conforme Figura 4.8. O comportamento inteligente de uma Rede Neural Artificial vem das interações entre as unidades de processamento da rede.

Figura 4.8: Estrutura de uma Rede Neural Artificial.

A operação de uma unidade de processamento, proposta por McCulloch e Pitts em 1943, pode ser resumida da seguinte maneira, [118]:

- Sinais são apresentados à entrada;
- Cada sinal é multiplicado por um número, ou peso, que indica a sua influência na saída da unidade;
- É feita a soma ponderada dos sinais que produz um nível de atividade;
- Se este nível de atividade exceder certo limite (*threshold*), na função de ativação, uma determinada resposta de saída será produzida.

Neste contexto, há diversos tipos de redes neurais, conforme apresentado na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Características dos principais tipos de RNAs [119] .

Paradigma	Regra de Aprendizagem	Arquitetura	Algoritmo de Aprendizagem	Tarefa / Função
Supervisionada	Correção do erro	Perceptron com uma camada	Algoritmo de aprendizagem do perceptron	Classificação de padrões.
		Perceptron com várias camadas	Retro-propagação; Adaline e Madaline	Aproximação de funções, predição e controle.
	Boltzmann	Recorrente	Algoritmo de aprendizagem de Boltzmann	Classificação de padrões.
	Hebb	Multicamadas em avanço	Análise discriminante linear	Análise de dados, classificação de padrões.
	Competitiva	Competitiva	Quantização do vetor de aprendizagem	Categorização em classes internas, compressão de dados.
		Rede ART	ARTMAP	Classificação de padrões, categorização em classes internas.
Não Supervisionada	Correção do erro	Multicamadas em avanço	Projeção de Sammon	Análise de dados.
	Hebb	Em avanço ou competitiva	Análise da componente principal	Análise de dados, compressão de dados.
		Rede Hopfield	Aprendizagem de memória associativa	Memória associativa.
	Competitiva	Competitiva	Quantização de Vetores	Categorização, compressão de dados.
		SOM (Kohonen)	SOM (Kohonen)	Categorização, análise de dados.
		Rede ART	ART1, ART2	Categorização.
Híbrido	Correção de erros e competitiva	Rede RBF	Algoritmo de Aprendizagem RBF	Classificação de padrões, aproximação de funções, predição e controle.

Dentre todos os tipos de RNA apresentadas na Tabela 4.4, o foco no presente trabalho será na rede não supervisionada, com regras de aprendizagem competitiva, mais precisamente o Mapa Auto-Organizável de Kohonen (SOM), descrito a seguir.

4.3.1 MAPA AUTO-ORGANIZÁVEL DE KOHONEN (SOM)

Proposto pelo finlandês Teuvo Kohonen, inicialmente em 1982, o Mapa Auto-Organizável de Kohonen é um modelo de rede neural artificial baseado em competição, isto é, a rede deve escolher uma única unidade para responder a um dado padrão de entrada. A Figura 4.9 mostra a topologia da rede SOM, representada em uma grade bidimensional de unidades. A camada de entrada é conhecida como córtex sensorial, por analogia com a função

desta área no sistema neural biológico. A camada de saída é chamada então de córtex de mapeamento. [120].

Figura 4.9: Estrutura de uma Rede SOM [120] .

Nos mapas auto-organizáveis os neurônios estão colocados em nós de uma grade que normalmente é uni ou bidimensionais. Os neurônios se tornam seletivamente sintonizados a vários padrões de entradas (estímulos) ou classes de padrões de entrada no decorrer de um processo de aprendizagem [121].

Sua característica importante é a formação de mapas topográficos dos padrões de entrada no qual as localizações espaciais dos neurônios na grade são indicativas das características contidas nos padrões de entradas [122].

Cada uma das ligações entre as camadas de entrada e saída possui um valor de pesos sinápticos w_{ji} onde i e j identificam o elemento de entrada e o neurônio de saída, respectivamente, conforme visualizado na Figura 4.9. O passo inicial para a criação de uma rede SOM requer a definição dos parâmetros topológicos, ou seja, a escolha da quantidade de unidades nas camadas de entrada e saída. O número de unidades de entrada deve ser igual ao tamanho do vetor de entrada. Não há uma especificação formal para a dimensão da grade bidimensional, $n \times m$ ($n, m > 1$). Um exemplo é apresentado na Figura 4.10, onde a grade apresentada é 3×3 .

Figura 4.10: Diagrama esquemático do *grid* bidimensional, 3x3, utilizado para o treino da rede de Kohonen.

O algoritmo para a etapa de treinamento desta rede neural é sinteticamente composto dos seguintes passos [70]:

- 1 - Definição do mapa topológico da rede;
- 2 - Montar o conjunto de vizinhança {Omega} para o raio definido, Tabela 4.5;
- 3 - Inicializações dos pesos da rede com valores;
- 4 - Obter as amostras de treinamentos;
- 5 - Normalizar os vetores de amostras e pesos;
- 6 - Especificar a taxa de aprendizagem, η ;
- 7 - Iniciar o contador de épocas de iteração considerando os passos seguintes;
- 8 - Repetir as instruções até que não haja mudanças significativas dos vetores de pesos;
 - Para todas as amostras de treinamento:

- Calcular as distâncias euclidianas entre as amostras e o vetor de pesos, conforme:

$$d_i(t) = \sum_{j=1}^n [x_j(t) - w_{ij}(t)]^2 \quad (4.16)$$

- Declarar vencedor o neurônio que contenha a menor distancia euclidiana.
- Ajustar os pesos do vencedor e da sua vizinhança determinada na etapa 2;
- Normalizar os vetores de pesos ajustados;

9 – Analisar o mapa com a finalidade de obter características e identificar regiões que definem estas classes.

Tabela 4.5: Interligações das vizinhanças, utilizando o raio igual a 1 para o grid apresentado na Figura 4.10.

$\Omega\{1\}$	[2, 4]
$\Omega\{2\}$	[1, 3, 5]
$\Omega\{3\}$	[2, 6]
$\Omega\{4\}$	[1, 5, 7]
$\Omega\{5\}$	[2, 4, 6, 8]
$\Omega\{6\}$	[3, 5, 9]
$\Omega\{7\}$	[4, 8]
$\Omega\{8\}$	[5, 7, 9]
$\Omega\{9\}$	[6, 8]

Após a etapa de treinamento, a rede pode ser colocada em fase de operação, seguindo sinteticamente o seguinte algoritmo [70]:

- 1 - Apresentação das amostras a serem classificadas;
- 2 - Adotar os valores dos pesos obtidos na etapa de treinamento;
- 3 - Calcular a distância euclidiana, Eq. 4.16, entre as amostras e os pesos;
- 4 - Declarar vencedor o neurônio que contenha a menor distância euclidiana e identificar o mesmo dentro mapa auto-organizável;
- 5- Associar a amostra à classe identificada e disponibilizar a possível classe como resposta da etapa atual.

Após a etapa de formalização da fase de treinamento, a rede é colocada em operação.

A seguir são apresentados os resultados obtidos neste trabalho.

5 APLICAÇÃO DOS SISTEMAS INTELIGENTES NAS OCDMA-PONs

Neste capítulo são analisados os resultados das duas novas propostas, utilizando sistemas inteligentes, mais precisamente, sistemas *fuzzy*, onde a primeira proposta consiste em um novo sistema de controle fuzzy para os transmissores OCDMA incoerentes, que com o auxílio de sensores externos ao longo da rede óptica, define o esquema de prioridade de bits, onde para o bit, considerado de maior prioridade, é realizada uma pré-compensação no código a ser transmitido, ao passo que para o bit de menor prioridade, a ponderação inicial é mantida. Desta forma, é possível mitigar os efeitos da variação de temperatura do enlace, para os bits de maior prioridade, considerando que o decodificador, convencionalmente, é configurado para um valor de limiar fixo, no caso, a ponderação inicial do código.

Já a segunda proposta deste trabalho consiste na utilização de um novo sistema de controle *fuzzy* para os receptores OCDMA, cujo objetivo principal é ajustar dinamicamente o valor do limiar de detecção, de acordo com as variações de temperatura ambientais, fornecidas pelos sensores externos, que ocorrem nos links de transmissão entre a OLT e a ONU. Com isto, melhora-se o desempenho da rede, possibilitando a redução da taxa de erro de bit, considerando que o limiar fixo não funciona corretamente, principalmente devido às características dinâmicas e aleatórias das variações de temperatura no enlace.

Por fim, é proposta uma nova forma da utilização de redes neurais artificiais, mais precisamente com o uso dos mapas auto-organizáveis de *Kohonen*, para reconhecer padrões entre os códigos OCDMA ativos na rede. Desta forma, é possível fornecer uma métrica para a estação de controle central, com o objetivo de realizar adequadamente o gerenciamento do tráfego da rede, uma vez que, as assinaturas OCDMA distribuídas, dinamicamente, passam a ser alocados para os usuários.

5.1 SISTEMAS *FUZZY* APLICADOS NOS TRANSMISORES OCDMA

Neste tpico apresentado um novo sistema de controle *fuzzy* para os transmissores OCDMA incoerentes, que com o auxlio de sensores externos ao longo da rede ptica, define o esquema de prioridade de bits, onde para o bit considerado de maior prioridade realizada uma pr-compenso no cdigo OCDMA a ser transmitido, ao passo que para o bit de menor prioridade, a ponderao inicial mantida. Desta forma, possvel mitigar os efeitos da variao de temperatura no enlace, para os bits de maior prioridade. O presente cenrio demonstrado esquematicamente pelo diagrama de blocos da Figura 5.1.

Figura 5.1: Diagrama de bloco proposto para o transmissor, numa rede OCDMA-PON.

Da Figura 5.1, verifica-se que o transmissor consiste de um codificador OCDMA sintonizvel e um controlador lgico *fuzzy*, proposto neste trabalho, que implementa a estratgia derivadas de regras lingusticas, utilizando como entradas, a estimativa de variao de temperatura ΔT ($^{\circ}\text{C}$), oriunda do sensor externo [54], e a distncia L (km) entre a ONU e o OLT.

A configuração do codificador e do decodificador OCDMA adotado neste trabalho, é similar a apresentada por Goldberg, S, et al. [123], Figura 5.2, que definiram o esquema de transmissão de bits na rede OCDMA com prioridades distintas, uma vez que, para transmitir os bits de dados, denominados de menos importantes (u_L), a ponderação original do código (w) é mantida, enquanto que, para os bits mais importantes (u_M), a ponderação é acrescida de (Δw), totalizando como ponderação final do código ($w + \Delta w$).

Figura 5.2: Estrutura do: a) codificador, b) decodificador. A viabilização dos códigos OCDMA é realizada por linhas de atrasos sintonizáveis [123].

Neste contexto, o principal objetivo do sistema *fuzzy* proposto é estimar o possível valor final do pico de autocorrelação, S_{idrop} , que é ocasionado devido às variações de temperatura

no enlace, e em função deste, ajustar o valor (Δw) a ser acrescido na ponderação dos bits u_M , onde $\Delta w = (w - \lfloor S_{tdrop} \rfloor)$, conforme ilustrado na Figura 5.3, e $\lfloor S_{tdrop} \rfloor$ representa o valor inteiro, menor que S_{tdrop} .

Figura 5.3: Exemplo do cálculo do valor de acréscimo (Δw), realizado pelo sistema fuzzy proposto.

A abordagem proposta segue as seguintes etapas:

- O controlador *fuzzy* estima o valor do pico de autocorrelação, S_{tdrop} ;
- em seguida, o ajuste da ponderação do código, $\Delta w = (w - \lfloor S_{tdrop} \rfloor)$, é calculado para que se possa realizar a pré-compensação da codificação, decorrente dos efeitos de variação de temperatura no código, submetida à variação de temperatura ΔT ($^{\circ}\text{C}$) durante a propagação no enlace de L (km);
- o valor de Δw é adicionado a ponderação original do código, w , no codificador OCDMA sintonizável, para transmitir bits de dados mais importantes (u_M);
- para os bits menos importantes u_L , a ponderação original w é mantida.

Definidos os passos necessários para mitigar os efeitos da variação de temperatura no código OCDMA, a seguir, será abordada a modelagem do controlador lógico *fuzzy* proposto, conforme Figura 5.4.

Figura 5.4: Diagrama de bloco do FLC proposto para o transmissor OCDMA-PON.

Conforme mencionado no capítulo I, o FLC é composto por quatro elementos, denominados de interface de fuzzificação, base de regra, mecanismo de inferência (lógica de decisão) e a interface de defuzzificação. O FLC, aqui proposto, apresenta dois parâmetros de entrada, no caso, as variações de temperatura estimada do enlace, ΔT ($^{\circ}\text{C}$), obtidas por sensores externos ao longo do enlace de propagação, L (km), entre cada ONU e a OLT, e um parâmetro de saída, que representa o valor do pico de autocorrelação estimado (S_{drop}), que é utilizado para efetuar a pré-compensação Δw do código [124].

Inicialmente, as entradas são submetidas à primeira etapa do processo de inferência fuzzy, a interface de fuzzificação, onde as entradas *crisps* são transformadas em entradas fuzzy, com suas respectivas funções de pertinência. Cada entrada *crisp* está contida dentro de um universo de discurso, ou seja, dentro de um conjunto de valores possíveis que uma variável pode assumir. As funções de pertinência escolhidos para os conjuntos fuzzy de variação de temperatura ambiente são $A(\Delta T) = \{\text{Muito Baixa (TMB)}, \text{Baixa (TB)}, \text{Média (TM)}, \text{Alta (TA)}, \text{e muito alta (TMA)}\}$, e o universo de discurso escolhido para as variações de temperatura foi limitado entre 0°C e 20°C , conforme visualizado na Figura 5.5.

Figura 5.5: Conjuntos fuzzy escolhidos para as variações de temperatura ΔT ($^{\circ}\text{C}$).

Da Figura 5.5 verifica-se que $\mu_{TMB}(A(\Delta T))$, $\mu_{LT}(A(\Delta T))$, $\mu_{MT}(A(\Delta T))$, $\mu_{HT}(A(\Delta T))$, $\mu_{VHT}(A(\Delta T))$ representam as funções de pertinências das variações de temperatura dos

conjuntos fuzzy TMB, TB, TM, TA e TMA em $A(\Delta T)$, com largura $\sigma = 2$ e c escolhido para 0, 5, 10, 15 e 20, respectivamente.

Já as funções de pertinências escolhidas para os conjuntos *fuzzy*, referentes às distâncias estimadas entre a ONU e OLT, são $A(L) = \{\text{Muito Curta (ELD)}, \text{Curta (LD)}, \text{Média (MD)}, \text{Longa (HD)} \text{ e } \text{Muito Longa (VHD)}\}$, dentro do universo de discurso de $L = 0$ km a $L = 20$ km, conforme visualizado na Figura 5.6.

Figura 5.6: Conjuntos fuzzy escolhidos para as distâncias entre a ONU e OLT, L (km).

Similarmente, $\mu_{ELD}(A(L))$, $\mu_{LD}(A(L))$, $\mu_{MD}(A(L))$, $\mu_{HD}(A(L))$, $\mu_{VHD}(A(L))$ representam as funções de pertinências das distâncias entre ONU-OLT para os conjuntos *fuzzy* ELD, LD, MD, HD e VHD em $A(L)$, com largura $\sigma = 2$ e centro c escolhido para 0, 5, 10, 15 e 20, respectivamente.

Neste contexto, verifica-se que o número de variáveis linguísticas depende da complexidade do problema a ser modelado e da precisão desejada. Na rede OCDMA, analisada neste trabalho, foi adotada a codificação 2D-WH/TS, com ponderação $w = 8$, consequentemente, as funções de pertinência para o conjunto *fuzzy* de saída, que representa o valor do pico de autocorrelação, são $A(S_{tdrop}) = \{S_{tdrop1}(S_{tdrop1}), S_{tdrop2}(S_{tdrop2}) \dots S_{tdrop8}(S_{tdrop8})\}$, dentro do universo de discurso entre 0 e 9 a.u., conforme apresentados na Figura 5.7.

Figura 5.7: Conjuntos fuzzy escolhidos para os valores estimados do pico de autocorrelação, Stdrop.

Observa-se da Figura 5.5, Figura 5.6 e Figura 5.7 que o formato escolhido para as funções de pertinências foi o Gaussiano, pois se assemelha a forma do modelo de propagação de sinal [40], descrita como

$$g(x; c, \sigma) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2}. \quad (5.1)$$

onde c e σ representam o centro e a largura a meia altura (FWHM) das gaussianas que modelam as funções de pertinências, respectivamente.

Definidas as entradas e saída *fuzzy*, bem como suas funções de pertinência, o próximo passo é o processo de inferência ou lógica de decisão. Neste contexto, a técnica de inferência *fuzzy*, comumente utilizada, é o método de Mamdani, onde os antecedentes e consequentes das regras de decisão, do tipo SE-ENTÃO, são representados por conjuntos *fuzzy* [80]. A seguir é apresentado um exemplo da regra de decisão do tipo SE-ENTÃO:

SE “Temperatura é Baixa (TB)” E “Distancia é curta (LD)” ENTÃO “Valor de S_{tdrop} é 8”

A definição da base de regras, do tipo SE < condição > ENTÃO < ação >, no controlador *fuzzy*, depende da observação e compreensão, realizada pelo especialista, para que possa expressar a estratégia mais adequada para a representação do problema. Neste contexto, a definição das regras do sistema proposto, foi definida com base na interpretação do modelo analítico, proposto originalmente em [40], que analisou os efeitos da variação de temperatura do enlace na codificação OCDMA. Para isto, utilizamos o formalismo, apresentado no capítulo 3, para obter os resultados das variações de temperatura de até 20 °C, considerando as distâncias de até 20 km, conforme apresentado na Figura 5.8.

Figura 5.8: Resultados das simulações analíticas dos efeitos de variação de temperatura, que são utilizadas para definir a composição da tabela de regras *fuzzy*.

Assim, o conjunto de regras que mapeiam os efeitos de variação de temperatura, nos códigos OCDMA, em função da distância de propagação é apresentado na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Base de regras *fuzzy*.

	TMB	TB	TM	TA	TMA
ELD	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$
LD	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$
MD	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 7$	$S_{\text{tdrop}} 6$
HD	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 7$	$S_{\text{tdrop}} 6$	$S_{\text{tdrop}} 3$
VHD	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 8$	$S_{\text{tdrop}} 6$	$S_{\text{tdrop}} 3$	$S_{\text{tdrop}} 1$

Por fim, a interface de defuzzificação converte as conclusões do mecanismo de inferência para uma saída *crisp*, contendo o valor do pico de autocorrelação estimado (S_{tdrop}). O método do centro de área (COA) foi adotado para o processo de defuzzificação porque fornece um resultado preciso com base nos valores ponderados do conjunto de saída *fuzzy*, conforme Eq. 4.15.

A seguir, o formalismo utilizado para o cálculo da BER é apresentado, considerando um cenário síncrono de *chip*, e que os bits de dados "0" e "1" são transmitidos com igual probabilidade $\frac{1}{2}$ [25].

5.1.1 FORMALISMO PARA O CÁLCULO DA BER

Para o cálculo da BER da codificação 2D-OCDMA com prioridade de bits, inicialmente, é preciso obter a probabilidade de sobreposição entre dois códigos, considerados menos importantes u_L , com comprimento N_c e ponderação w , calculado como [40],

$$P_{hit}(u_L) = \frac{w}{2N_c} \quad (5.2)$$

Já o cálculo da probabilidade de sobreposição para os códigos, que representam os bits considerados mais importantes u_M , é calculado como [123],

$$P_{hit}(u_M) = \frac{w}{2N_c} + \frac{u_M}{u_M + u_L} \frac{\Delta w}{2N_c} \quad (5.3)$$

onde u_M e u_L representa a quantidade de bits mais e menos importantes, respectivamente, e Δw a ponderação adicional aos códigos dos bits mais importantes.

Assim, considerando a MAI como fator principal de degradação do desempenho da rede, o cálculo da BER (P_e) pode ser obtido por [123],

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{i=Th}^{N_{\text{usuarios}}-1} (P_{hit})^i \binom{N_{\text{usuarios}}-1}{i} (1 - P_{hit})^{N_{\text{usuarios}}-i-1} \quad (5.4)$$

onde $N_{usuários}$ representa o número de usuários simultâneos, e Th representa o limiar de detecção. Para o cálculo da BER dos u_M , o valor de $Phit$ é obtido pela Eq 5.3 e o valor de Th é definido para $(w + \Delta w)$, enquanto que, para os u_L , o valor de $Phit$ é obtido pela Eq 5.2 e o valor de Th é o valor da ponderação w .

A Figura 5.9 apresenta a reprodução dos resultados do cálculo da BER em função do número de usuários, para um sistema com prioridade de bits, obtidos por Goldberg S. et al. [123] para um sistema com os seguintes parâmetros: $w = 20$, $\Delta w = 12$, $N_c = 71$, $u_M = 1$ e $u_L = 6$.

Figura 5.9: Reprodução dos resultados do cálculo da BER em função do número de usuários, para um sistema com prioridade de bits, obtidos por Goldberg S. et al. [123], para um sistema com os seguintes parâmetros: $w = 20$, $\Delta w = 12$, $N_c = 71$, $u_M = 1$ e $u_L = 6$.

Os resultados obtidos foram os mesmos apresentados por Goldberg S. et al. [123]. Assim, a implementação do sistema OCDMA, com prioridade de bits, é validada.

A seguir são apresentados os resultados da proposta do uso de sistemas *fuzzy* nos transmissores das OCDMA-PONs.

5.1.2 RESULTADOS DA PROPOSTA DO TRANSMISSOR *FUZZY*

Primeiramente, calibrou-se o sistema *fuzzy* proposto, conforme Tabela 5.1, baseado no valor do pico de autocorrelação, considerando as variações de temperatura no intervalo de 0 °C a 20 °C, e propagação até 20 km, respectivamente. Para validar esta calibração, simulou-se o método analítico apresentado em [40], considerando uma codificação 2D-WH/TS OCDMA, e comparou-se com os resultados do sistema *fuzzy* proposto, para duas distâncias de propagação, no caso $d_1=10$ km e $d_2=20$ km, respectivamente, considerando a influência da variação de temperatura de até 20 °C, conforme apresentado na Figura 5.10.

Figura 5.10: Valor do pico de autocorrelação em função das variações de temperatura. $\blacktriangleleft$ e $\blacktriangleleft$ representam os resultados analíticos para $d_1=10$ km e $d_2=20$ km [40], respectivamente; $\blacktriangleleft$ e $\blacktriangleleft$ representam os resultados da modelagem fuzzy proposta, para $d_1=10$ km e $d_2=20$ km, respectivamente. Ambos os métodos estão sujeitos as variações de temperatura, $0 \text{ oC} \leq \Delta t \leq 20 \text{ oC}$ [124].

Os seguintes parâmetros foram adotados para as simulações: ponderação do código $w = 8$, largura espectral de linha de cada pulso de comprimento de onda dentro do código $\Delta\lambda = 1,4$ nm, largura inicial de pulso $\tau = 2$ ps, espaçamento espectral entre de pulso de comprimento de onda no código $\Delta\lambda = 0,8$ nm, e coeficiente térmico da fibra $D_{Temp} = 0,0025$ ps/nm.km/°C.

Observa-se da Fig. 5.10, que são apresentados os valores do pico de autocorrelação versus variações de temperatura ΔT , para as distâncias de propagações de 10 km ($\blacktriangleleft$) e 20 km ($\blacktriangleleft$), ambos utilizando o método analítico, que são comparados aos resultados obtidos pelo sistema

de controle fuzzy proposto, para os transmissores OCDMA, onde $d1 = 10$ km (—■—) e $d2 = 20$ km (—▲—), respectivamente. Verifica-se que os resultados analíticos, originalmente descritos em [40], e apresentados neste trabalho, anteriormente, na Figura 3.3, são similares aos resultados obtidos pelo sistema *fuzzy* proposto. Assim, concluiu-se que, nosso sistema de controle fuzzy, sob os mesmos parâmetros de rede, é capaz de estimar com precisão o valor do pico de autocorrelação, *Std*drop.

Após a validação do sistema *fuzzy* proposto, a Figura 5.11 apresenta a análise da BER versus o número de usuários simultâneos para um sistema 2D-OCDMA, considerando os seguintes parâmetros: ponderação do código $w = 8$, comprimento do código $N_c = 200$, número de usuários simultâneos ($0 < N_{\text{usuários}} \leq 200$), $u_M = 1$ e $u_L = 6$ (mesmos parâmetros usados em [123]). Já para as variações de temperatura e distâncias, foram considerados as seguintes configurações: temperatura constante T (—■—); $\Delta T = 20$ °C, para as distâncias de propagação de $L = 7$ km (—○—) e $L = 10$ km (—▲—). Para o sistema *fuzzy* proposto, os bits mais importantes u_M (—▼—) e menos importantes u_L (—◇—) foram simulados para $\Delta T = 20$ °C e $L = 10$ km.

Figura 5.11: BER versus o número de usuários simultâneos para um sistema 2D-WH/TS OCDMA, para $w=8$ e $L_c=200$. Os cenários simulados são: temperatura constante T (—■—); $\Delta T = 20$ °C, para as distâncias de propagação de $L = 7$ km (—○—) e $L = 10$ km (—▲—). Para o sistema *fuzzy* proposto, os bits mais importantes u_M (—▼—) e menos importantes u_L (—◇—) foram simulados para $\Delta T = 20$ °C e $L = 10$ km. A quantidade de bits escolhidas foi $u_M = 1$ e $u_L = 6$ [124].

Observa-se da Figura 5.11, que para um cenário de BER, livre de erros, ou seja, $BER = 10^{-9}$, a nossa abordagem com *fuzzy* (considerando-se os bits mais importantes, ∇) consegue acomodar 40 usuários simultâneos no sistema (veja a linha horizontal tracejada), enquanto que, o método analítico, sem pré-compensação, pode suportar aproximadamente 10 usuários simultâneos, considerando a distância de propagação de 10 km e variações de temperatura de 20 °C. Por outro lado, os bits menos importantes ($\diamond$) apresentam um desempenho semelhante ao do método analítico ($\triangle$), para as mesmas condições de rede.

Ainda é possível observar na Figura 5.11 que, para os bits mais importantes, o sistema de controle *fuzzy* apresentou melhor desempenho da BER, quando comparado ao método analítico, para qualquer valor de usuários simultâneos. Além disso, os resultados obtidos pela pré-compensação, ajustadas pelo sistema *fuzzy* (∇), correspondem, similarmente, aos valores dos resultados obtidos para a temperatura constante ($\square$), portanto, o uso do sistema proposto aumenta a robustez da rede, sendo capaz de mitigar os efeitos oriundos das variações de temperatura.

Finalmente, verifica-se que a nova abordagem proposta, permite acomodar 64 usuários com a $BER \sim 10^{-7}$, enquanto que, sem o uso de sistemas inteligentes, a BER é acrescida para um valor $\sim 10^{-5}$ (ver linha pontilhada vertical). Assim, os resultados apresentados demonstram a eficiência da nova abordagem inteligente, utilizada para mitigar as variações de temperatura ambiente nos enlaces das OCDMA-PONs.

O tópico seguinte apresenta outra abordagem, proposta neste trabalho, que também pode ser utilizada para mitigar os efeitos das variações de temperatura, que, diferentemente, do que foi apresentado neste tópico, utiliza o sistema de controle *fuzzy*, para ajustar, automaticamente, o valor do limiar de detecção dos receptores OCDMA.

5.2 SISTEMAS *FUZZY* APLICADOS NOS RECEPTORES OCDMA

Neste tópico é apresentado um novo sistema de controle fuzzy utilizado nos receptores OCDMA, com o objetivo de ajustar, dinamicamente, o valor de limiar de detecção, de acordo com as variações de temperatura ambientais que ocorrem nos links de transmissão entre a OLT e a ONU, fornecidos pelos sensores externos. Com isto, melhora-se o desempenho do sistema, solucionando o problema do limiar fixo de detecção, que dada à característica

dinâmica e aleatória da variação de temperatura no enlace, não funcionam corretamente para os sistemas OCDMA.

Neste contexto, a Figura 5.12 apresenta o diagrama de blocos da rede OCDMA-PON com o controlador *fuzzy*, proposto para os receptores.

Figura 5.12: Diagrama de blocos da OCDMA-PON com o sistema de controle *fuzzy* proposto para o receptor.

Da Figura 5.12, observa-se que no lado do transmissor, tem um codificador convencional para o sistema 2D WH/TS OCDMA [38], enquanto que, no lado do receptor, tem um decodificador OCDMA e um dispositivo de limiar dinâmico, ajustado pelo novo sistema de controle *fuzzy* proposto.

Neste contexto, o FLC aqui proposto, apresenta dois parâmetros de entrada, no caso, as variações de temperatura estimada do enlace, ΔT (°C), obtidas por sensores externos ao longo do enlace de propagação, L (km), entre cada ONU e a OLT, e um parâmetro de saída, que representa o valor estimado a ser configurado no limiar de detecção ($ThFLC$) do receptor OCDMA, conforme apresentado na Figura 5.13.

Figura 5.13: Diagrama de bloco do FLC proposto para o receptor OCDMA-PON.

As funções de pertinência escolhidos para os conjuntos *fuzzy* de variação de temperatura ambiente são os mesmos que foram apresentados no tópico 5.1, no caso: $A(\Delta T) = \{\text{Muito Baixa (TMB), Baixa (TB), Média (TM), alta (TA) e muito alta (TMA)}\}$, inseridas no universo de discurso limitado entre 0°C e 20°C , conforme visualizado na Figura 5.5. De forma similar, as funções de pertinência escolhidas para os conjuntos *fuzzy*, referentes às distâncias estimadas entre a ONU e o OLT, são $A(L) = \{\text{Muito Curta (ELD), Curta (LD), Média (MD), Longa (HD) e Muito Longa (VHD)}\}$, dentro do universo de discurso de L , entre 0 km e 20 km, conforme visualizado na Figura 5.6. Já as funções de pertinência para o conjunto *fuzzy* de saída, que representa o valores estimados do limiar de detecção, são $A(ThFL) = \{\text{Threshold1 (Th1), Threshold2 (Th2) ... Threshold8 (Th8)}\}$, dentro do universo de discurso entre 0 e 9 a.u., conforme apresentado na Figura 5.14.

Figura 5.14: Conjuntos fuzzy escolhidos para os valores estimados do limiar de detecção, $ThFLC$.

O conjunto de regras que mapeiam os efeitos de variação de temperatura em função da distância de propagação, para o código OCDMA, é o mesmo apresentado na Tabela 5.1, que é representado graficamente na Figura 5.15.

Figura 5.15: Representação das regras *fuzzy* utilizadas.

O FLC proposto, adota o método de inferência max-min de Mamdani, com o operador *fuzzy* AND (intersecção), onde o valor mínimo de cada um dos antecedentes é adotado para a etapa de agregação, e em seguida, o valor máximo é adotado para definir a representação dos valores *fuzzy* no conjunto de saída, conforme demonstrado na Figura 5.16.

Figura 5.16: Exemplo do método de inferências max-min utilizado.

Para o exemplo apresentado na Figura 5.16, se a variação de temperatura ambiente, que são fornecidas pelos sensores externos, possuir valor extremo, dentro do universo de discurso, ou seja, $AT = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$, então o FLC ativa as regras 21 até 25 no subconjunto fuzzy, denominado de temperatura muito alta (TMA), e para a distância de $L = 7\text{ km}$ entre a ONU-

OLT, as regras ativas são a 22 e a 23 nos subconjunto *fuzzy*, denominado de Curta (LD) e Média (MD) distâncias, respectivamente. Assim, as principais regras ativadas são da seguinte forma:

$$\text{SE (temperatura = TMA) E (distância = LD) ENTÃO (ThFL = TH8);} \quad (5.5)$$

$$\text{SE (temperatura = TMA) E (distância = MD) ENTÃO (ThFL = TH6).} \quad (5.6)$$

Do processo de defuzzificação, consulte Eq. (4.15), pode-se inferir que, a saída *crisp* para o dispositivo de limiar dinâmico é $ThFLC = 7.23$ u.a.

A seguir, adaptou-se a expressão da BER, com base em [40], para que possa ser utilizada com o novo limiar de detecção, dinamicamente, estimado pelo controlador fuzzy proposto ($ThFLC$). Assumiu-se que a função densidade de probabilidade da MAI, pode ser aproximada por uma distribuição binomial [28]. Além disso, considera-se um cenário síncrono de *chip*, onde os *chips* de diferentes usuários estão perfeitamente alinhados, e que os usuários transmitem os bits de dados "0" e "1", com igual probabilidade.

5.2.1 FORMALISMO PARA O CÁLCULO DA BER

Para realiza o cálculo da BER, para os códigos 2D-WH/TS OCDMA, precisa-se, inicialmente, definir a probabilidade de sobreposição (P_{hit}) entre dois códigos, que pode ser calculada, considerando o comprimento de código N_c e a ponderação do código w , [40] conforme,

$$P_{hit} = \frac{w}{2N_c}, \quad (5.7)$$

Assim, quando a MAI e os efeitos de temperatura são assumidos como principais fatores de degradação do sistema 2D-WH/TS OCDMA, o cálculo da BER versus número de usuários simultâneos (*Nusuários*) [40], considerando a escolha ideal do limiar de decisão $ThFLC$, realizada pelo sistema de controle *fuzzy*, pode ser calculado como [125]

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{\lfloor ThFLC \rfloor} (-1)^i \binom{\lfloor ThFLC \rfloor}{i} \left(1 - \frac{i \cdot P_{hit}}{w}\right)^{N_{usuarios}-1}. \quad (5.8)$$

onde $\lfloor ThFLC \rfloor$ representa o valor inteiro, menor que $ThFLC$, que pode ser escolhido pelo FLC, com a seguinte condição,

$$0 \leq ThFLC \leq w. \quad (5.9)$$

Uma vez definido o formalismo para o cálculo da BER, a próxima seção apresenta os resultados das simulações do sistema 2D-WH/TS OCDMA utilizando o FLC proposto.

5.2.2 RESULTADOS DA PROPOSTA *FUZZY* PARA O RECEPTOR OCDMA

O formalismo desenvolvido na secção anterior é agora aplicado ao sistema 2D-WH/TS OCDMA, ilustrado na Figura 5.12, para o novo sistema FLC proposto, e, os resultados obtidos, são comparados como o método analítico [40]. Todos os parâmetros relevantes são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros do sistema – receptor *fuzzy*.

Símbolo	Parâmetro	Valor
w	Ponderação do código	8
N_c	Comprimento do código	200
$\Delta\lambda$	Largura espectral de cada pulso de comprimento de onda dentro do código	1.4 nm
τ	Valor da largura de pulso inicial	2 ps
$\Delta\lambda$	Espaçamento espectral entre pulso de comprimento de onda no código	0.8 nm
$Dtemp$	Coefficiente térmico da fibra	0.0025 ps/nm.km/°C
ΔT	Variação de Temperatura	0 °C $\leq \Delta T \leq$ 20 °C
L	Distância de propagação	0 km $\leq L \leq$ 20 km

Primeiramente, calibrou-se o sistema *fuzzy* proposto, conforme Tabela 5.1, baseado no valor do pico de autocorrelação, considerando as variações de temperatura no intervalo de 0 °C a 20 °C, e propagação até 20 km. Para validar esta calibração, simulou-se o método analítico apresentado em [40], considerando uma codificação 2D-WH/TS OCDMA, e comparou-se com os resultados do sistema *fuzzy* proposto, conforme apresentado na Figura 5.17. Desta figura, verifica-se que resultados do valor do pico de autocorrelação obtidos com o método analítico [40], considerando a distancia de propagação até 10 km, para $\Delta T = 10$ °C e 20 °C, representados pelos círculos sólidos e estrelas sólidas, respectivamente, apresentam valores similares aos resultados obtidos pela sistema FLC proposto, representados pelos quadrados vazios e triângulos vazios, respectivamente, validando assim, o método aqui desenvolvido.

Figura 5.17: Valores do pico de autocorrelação obtidos para um código (8,200) 2D-WH / TS após a propagação numa fibra sob a influência das variações de temperatura ambiente. Cenário para o modelo analítico com $\Delta T = 10$ °C (círculos sólidos), $\Delta T = 20$ °C (estrelas sólidas), e para o FLC proposto com $\Delta T = 10$ °C (quadrados vazios) e $\Delta T = 20$ °C (triângulos vazios).

Nossa abordagem FLC, permite que os receptores OCDMA realizem a auto-adaptação, em tempo real, para um novo valor de limiar de detecção Th_{FLC} , com base na variação estimada da temperatura ambiental e da distância de propagação. A superfície de controle, que mostra a inter-relação entre os conjuntos fuzzy de temperatura e distância, com o valor da

saída do controlador *fuzzy* é apresentada na Figura 5.18. O controlador FLC foi projetado utilizando o Toolbox *fuzzy* do MATLAB.

Figura 5.18: Valores *fuzzy* de saída em função das duas entradas: Distância L (km) e variação de temperatura ΔT ($^{\circ}\text{C}$).

A seguir, a Figura 5.19 apresenta a BER versus o número de usuários simultâneos (com $0 < N_{\text{usuários}} \leq 170$) para uma rede 2D WH/TS OCDMA obtido pelo método analítico [40] e com o FLC proposto.

Para a análise dos resultados, assumiu-se o caso extremo de variação de temperatura ambiental, considerando o universo de discurso definido, ou seja, $\Delta T = 20^{\circ}\text{C}$, para $L = 7$ km, $L = 10$ km, $L = 15$ km e $L = 20$ km de propagação. Duas linhas horizontais são desenhadas na Figura 5.19, onde a primeira (tracejada vermelha), refere-se ao máximo valor possível de BER (10^{-4}) que pode ser reduzido para 10^{-9} , utilizando técnicas FEC [24], já a segunda linha (tracejada preta) é estabelecida para o valor de $\text{BER} = 10^{-9}$, que é o padrão de BER aceitável em aplicações de telecomunicações.

Figura 5.19: Valor da BER versus o número de usuários simultâneos, considerando os seguintes casos: temperatura constante (losango sólido); $\Delta T = 20^\circ \text{C}$ após $L = 7 \text{ km}$ de propagação sem FLC (círculos vazios) e com FLC (círculos sólidos); $\Delta T = 20^\circ \text{C}$ após $L = 10 \text{ km}$ de propagação sem FLC (triângulos vazios) e com FLC (triângulos sólidos); $\Delta T = 20^\circ \text{C}$ após $L = 15 \text{ km}$ de propagação sem FLC (quadrados vazios) e com FLC (quadrados sólidos) e $\Delta T = 20^\circ \text{C}$ após $L = 20 \text{ km}$ de propagação sem FLC (estrelas vazias) e com FLC (estrelas sólidos).

Da Figura 5.19, observa-se que o método analítico pode acomodar até 168 usuários simultâneos para uma $\text{BER} = 10^{-4}$, considerando um cenário com temperatura constante. Para a mesma condição de BER, mas com $\Delta T = 20^\circ \text{C}$, o número de usuários simultâneos é reduzido para 85, 52 e 11 após $L = 7 \text{ km}$ (círculos vazios), $L = 10 \text{ km}$ (triângulos vazios), e $L = 15 \text{ km}$ (quadrados vazios) de propagação, respectivamente. Estes resultados estão de acordo com o modelo analítico apresentado em [40]. Já utilizando a proposta do FLC para o receptor OCDMA, considerando as mesmas condições de BER e distâncias, o número de usuários ativos no sistema pode ser acrescido para 145 (círculos sólidos), 85 (triângulos sólidos), e 25 (quadrados sólidos), respectivamente. Não obstante, para a distância de $L = 20 \text{ km}$ sob $\Delta T = 20^\circ \text{C}$, tanto o método analítico (estrelas vazias) como o sistema FLC (estrelas vazias), não podem fornecer uma BER minimamente aceitável para os usuários da rede.

Os resultados das BER obtidos com FLC para $\Delta T = 20^\circ \text{C}$ e propagação $L = 10 \text{ km}$ (triângulos sólidos) apresentam um comportamento similar ao do modelo analítico para $L = 7 \text{ km}$ (círculos vazios), sob a mesma variação de temperatura para o $N_{\text{usuários}} > 85$. Isto indica que o sistema com FLC pode, de fato, aumentar a distância de propagação na rede, para as mesmas condições de temperatura do ambiente.

Finalmente, ainda de acordo com a Figura 5.19, para uma $BER = 10^{-9}$ (linha tracejada preta) e $\Delta T = 20^\circ \text{C}$, a rede pode acomodar, aproximadamente, 15 e 8 usuários ativos após $L = 7 \text{ km}$ (círculos vazios) e $L = 10 \text{ km}$ (triângulos vazios), considerando a propagação de acordo com o modelo analítico. Por outro lado, utilizando o modelo FLC proposto, o número de usuários simultâneos aumenta para 28 (círculos sólidos) e 11 (triângulos sólidos), respectivamente.

Os resultados indicam que o sistema FLC proposto, de fato, melhora o desempenho do sistema, quando comparado ao cenário de rede convencional, sem o uso de controle inteligente para o limiar de detecção, para qualquer número de usuários simultâneos. Além disso, considerando o formalismo da BER do sistema FLC proposto, conforme Eq. 5.8, a ponderação do código w não é afetada pelo valor do limiar ajustado pelo FLC. O mesmo não é verdade para o método analítico, conforme Eq. 3.7, onde o valor limiar é definido em função de w para um melhor desempenho.

O tópico seguinte apresenta o estudo comparativo entre os receptores *fuzzy*, proposto para as OCDMA-PON, utilizando as técnicas de inferência do Tipo Mamdani e Sugeno.

5.3 COMPARAÇÕES ENTRE OS RECEPTORES *FUZZY* OCDMA-PON DO TIPO MAMDANI E SUGENO

Os controladores *fuzzy* descritos na literatura são classificados em função das características gerais do seu método de inferência. Os mais importantes são os controladores do tipo Mamdani e do tipo Sugeno. A diferença fundamental entre os controladores do tipo Mamdani e do tipo Sugeno é a forma utilizada para obtenção da saída *crisp*, que é gerada a partir das entradas *fuzzy*, onde para o tipo Mamdani, utiliza-se a técnica de defuzzificação numa saída *fuzzy*, enquanto que, Sugeno utiliza-se, por exemplo, a média ponderada para calcular a saída *crisp*, conforme a Eq 4.14.

Assim, a seguir são apresentados os resultados dos estudos comparativos entre os métodos de Mamdani e Sugeno.

5.3.1 SIMULAÇÕES COMPARATIVAS UTILIZANDO O TOOLBOX *FUZZY* DO MATLAB

Neste subtópico é apresentado o estudo comparativo da modelagem do FLC, desenvolvido para ajustar, dinamicamente, o limiar de detecção nos receptores das OCDMA-PONs em função das variações de temperatura ambiente, apresentado no tópico 5.2, para os tipos de inferência Mamdani e Sugeno.

O controlador *fuzzy*, modelado anteriormente no tópico 5.2, utilizou como variáveis de entradas os conjuntos *fuzzy* mostrados na Figura 5.5 e na Figura 5.6, já para o conjunto de saída os valores dos conjuntos *fuzzy*, foram representados pela Figura 5.14. A função de implicação adotada foi a de Mamdani, implementada com o operador “mínimo”, e para agregação o “máximo”. Já o método de defuzzificação adotado foi o método do centro de área, que assegura uma superfície de controle suave e contínua. Na Figura 5.20 é apresentada novamente, a título de ilustração, a base de regras implementada no *toolbox fuzzy* do MATLAB.

Figura 5.20: Representação das regras *fuzzy* utilizadas para o tipo Mamdani.

Para efeito comparativo, verifica-se que na modelagem do controlador do tipo Sugeno, Figura 5.21, cabe apenas acrescentar que, diferentemente do Mamdani, a variável de saída foi definida com base nos conjuntos *singletons* mostrados na Figura 5.22. Os conjuntos *singletons* de saída, considerando o valor de ponderação de código, $w = 8$, são modelados para os pontos 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, conforme apresentado na Figura 5.22.

Figura 5.21: Representação das regras *fuzzy* utilizadas para o tipo Sugeno.

Figura 5.22: Representação dos *singletons* de saída para o tipo Sugeno.

A superfície de controle, que mostra a inter-relação entre os conjuntos fuzzy de temperatura e distância, com o valor da saída do controlador *fuzzy* é apresentada na Figura 5.23, para os tipos Mamdani (superfície colorida) e Sugeno (superfície lisa).

Figura 5.23: Valores *fuzzy* de saída em função das duas entradas: Distância L (km) e variação de temperatura ΔT (°C). a) Comparação entre os controladores do tipo Mamdani (superfície colorida) e Sugeno (superfície lisa). b) Visão superior, destacando os pontos que são mais evidentes as diferenças entre os métodos Mamdani e Sugeno.

Observa-se da Figura 5.23, que os resultados das simulações para os tipos Mamdani e Sugeno, apresentam quase os mesmos resultados para os valores do limiar de detecção, a serem ajustado nos receptores OCDMA-PON.

A seguir é apresentada outra comparação entre os tipos Mamdani e Sugeno utilizando a ferramenta *Simulink* do MATLAB.

5.3.2 SIMULAÇÕES UTILIZANDO A FERRAMENTA SIMULINK

Neste subtópico, são apresentados os resultados das simulações dos controladores fuzzy do tipo Mamdani e Sugeno, aqui propostos, utilizando o software Simulink, que é um pacote que trabalha junto ao Matlab, geralmente, adotado para modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos. O cenário definido no Simulink consiste em um conjunto de blocos, que são ligados, ordenadamente, para especificar o fluxo de dados [126]. Assim, a Figura 5.24

apresenta o diagrama de blocos utilizados no Simulink para modelar o cenário a ser analisado.

Figura 5.24: Diagrama de blocos utilizados no Simulink para comparar os controladores *fuzzy Mamdani e Sugeno* propostos.

Da Figura 5.24, verifica-se que são utilizados dois blocos randômicos de entrada, que, no caso, representam as variações de temperatura estimadas do enlace, ΔT ($^{\circ}\text{C}$), obtidas por sensores externos, bem como a distância de propagação, L (km), entre cada ONU e a OLT. Ambos os sinais de entrada são multiplexados, via bloco do Simulink, denominado de *Mux*, para que, em seguida, possam servir como entradas para os dois blocos dos controladores *fuzzy*, FLC Mamdani e Sugeno, e as respectivas saídas, que representam o valor estimado a ser configurado no limiar de detecção (*ThFLC*) do receptor OCDMA, são enviados para arquivos específicos, visualizados pelos blocos Th_FLC M e Th_FLC S. Os resultados das simulações são apresentados na Figura 5.25.

a)

b)

c)

d)

Figura 5.25: Valores dos picos de autocorrelação, obtidos via Simulink, considerando que os valores de distâncias são aleatoriamente escolhidos entre $15 \text{ km} \leq L \leq 20 \text{ km}$, e as variações aleatórias de temperatura são definidas entre: a) $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 5^\circ\text{C}$; b) $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 10^\circ\text{C}$; c) $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 15^\circ\text{C}$ e d) $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 20^\circ\text{C}$.

Da Figura 5.25, observa-se que o eixo x representa 20 períodos de tempo, que, por exemplo, podem representar as possíveis variações de temperatura ao longo do dia, e para as simulações apresentadas, foram adotados os intervalos de ΔT , conforme: a) $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 5^\circ\text{C}$, b) $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 10^\circ\text{C}$, c) $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 15^\circ\text{C}$ e d) $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 20^\circ\text{C}$.

Ainda a respeito da Figura 5.25, verifica-se que para o cenário de $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 5^\circ\text{C}$, os valores do pico de autocorrelação, obtidos pela nossa proposta de FLC, que representa o valor

de estimado do limiar de detecção, oscilaram entre $7.8 \leq Th \leq 8$ e que os resultados são, predominantemente, próximos para os métodos Mamdani e Sugeno, com uma maior discrepância entre os valores de aproximadamente 0.125. Já para o cenário de $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 10^\circ\text{C}$, os valores oscilaram entre $6 \leq Th \leq 8$, com uma maior discrepância entre os valores de aproximadamente 0.2. Para o cenário de $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 15^\circ\text{C}$, os valores oscilaram entre $3.25 \leq Th \leq 8$, com uma maior discrepância entre os valores de aproximadamente 0.25, enquanto que, para o cenário de $0^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 20^\circ\text{C}$, os valores oscilaram entre $1.25 \leq Th \leq 8$, com uma maior discrepância entre os valores de aproximadamente 0.5.

Finalmente, pode-se concluir que os métodos do tipo Mamdani e Sugeno apresentaram para todos os cenários os resultados similares, e que as discrepâncias obtidas não interferem na interpretação do formalismo desenvolvido para a análise de desempenho do sistema, pois para o valor de limiar de detecção a ser ajustado, é considerado o valor inteiro, menor que Th_{FLC} , que pode ser obtido pelo FLC, conforme Eq. 5.8.

Vale ressaltar que como o controladores do tipo Sugeno, por possuírem menos elementos a serem definidos, representa um ganho computacional, quando comparado ao modelo de Mamdani.

5.4 RESULTADOS DO USO DOS MAPAS AUTO-ORGANIZÁVEIS DE KOHONEN PARA A CLASSIFICAÇÃO DOS CÓDIGOS OCDMA

Este tópico apresenta os resultados do uso de redes neurais artificiais, mais precisamente do mapa auto-organizável de *Kohonen*, utilizados para a identificação de códigos ópticos e para a sua classificação dentre um conjunto de códigos em uso na rede. Adotou-se a família de códigos, denominada de codificação prima estendida – PMPC [127], considerando que apresentam interferência entre códigos reduzida, para códigos que pertençam ao mesmo grupo de código óptico, dada as suas propriedades de autocorrelação e correlação cruzada.

Para compor as amostras de treinamentos disponibilizou-se parte dos códigos ópticos, extraídas no detector óptico, vide Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Grupos de códigos ópticos.

Grupo	Códigos
1	00001 00001 10000
	00010 00010 10000
	00100 00100 10000
	01000 01000 10000
2	10000 01000 10000
	00010 00001 01000
	00100 00010 01000
	01000 00100 01000
	10000 01000 01000
	00001 10000 01000
3	00100 00001 00100
	01000 00010 00100
	10000 00100 00100
	00001 01000 00100
	00010 10000 00100

Conforme a Tabela 5.3, verifica-se a existência de três grupos de códigos a serem classificados, de modo que dentro do mesmo grupo tais códigos apresentam valores mínimos de interferência de acesso múltiplo [127].

As amostras para classificação durante a fase de operação, bem como o grupo esperado, são apresentadas na Tabela 5.4.

Tabela 5.4: Amostras utilizadas para a validação da classificação dos padrões dos grupos.

Amostras para classificação	Grupo Esperado
00001 00001 10000	1
10000 01000 01000	2
00010 00010 10000	1
10000 00100 00100	3
00100 00001 00100	3
01000 00100 01000	2
01000 01000 10000	1
01000 01000 10000	1

Utilizou-se o *grid* apresentado na Figura 4.10, com 9 neurônios, e os valores para a taxa de aprendizagem e precisão são 0.001 e 0.0001, respectivamente.

Considerando os dados dos 3 parâmetros de entrada das amostras de treinamento, apresentados na Tabela 5.4, a Figura 5.26, apresenta a disposição das amostras de treinamento.

Figura 5.26: Disposição espacial das amostras de treinamento juntamente com os pesos $w^{(1)}$, $w^{(2)}$, $w^{(3)}$ obtidos.

O número de épocas obtidas foi de 2129. Após o treinamento, obteve-se os neurônios que estão associados a cada grupo de códigos, como apresentados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Neurônios ativados para cada grupo. Grupo 1: neurônios 1 e 2; Grupo 2: neurônios 3 e 6; Grupo 3: neurônios 8 e 9.

Grupo	Neurônios Ativados
1	1
	1
	1
	2
2	3
	3
	3
	6
	6
3	3
	8
	8
	9
	9

Os resultados obtidos na fase de operação estão apresentados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6: Resultados na fase de operação.

Amostras para classificação	Grupo Esperado	Grupo Obtido
00001 00001 10000	1	1
10000 01000 01000	2	2
00010 00010 10000	1	1
10000 00100 00100	3	3
00100 00001 00100	3	3
01000 00100 01000	2	1
01000 01000 10000	1	1
01000 01000 10000	1	1

A taxa de acerto foi de 87,5% dentre o conjunto de amostras utilizadas na fase de operação.

Verifica-se que os resultados obtidos viabilizam o aperfeiçoamento e estudo do uso de técnicas de identificação de padrões para auxiliar no processo de detecção dos códigos ópticos, de forma a se minimizar a quantidade de interferência entre usuários indesejados, minimizando os esforços técnicos ao se identificar os códigos distintos que estão chegando ao mesmo usuário e que estejam no mesmo grupo de códigos ópticos. Assim, viabiliza-se a métrica a ser utilizada no gerenciamento da rede, Figura 1.4, responsável pela alocação de códigos com menores valores de MAI, de acordo com a alocação momentânea e da disponibilidade de códigos já em uso na rede.

6 CONCLUSÕES

O uso de Redes ópticas passivas é uma excelente opção para satisfazer as exigências das operadoras de serviços de telecomunicações que estão sendo compelidas a migrar suas redes de acesso para tecnologias mais viáveis economicamente e com maior capacidade do tráfego de informações.

Neste contexto, as redes ópticas passivas (PON), em virtude da oferta de maior largura de banda a custos relativamente baixos, vêm se destacando como possível candidata para suprir a demanda dos novos serviços como, tráfego de voz, vídeo, dados e de serviços móveis, exigidos pelos usuários finais. Uma importante candidata, para realizar o controle de acesso nas PONs, é a técnica de acesso múltiplo por divisão de código óptico (OCDMA), por apresentar características relevantes, como maior segurança e capacidade flexível sob demanda. No entanto, agentes físicos externos, como as variações de temperatura ambiental no enlace, exercem uma influência considerável sobre as condições de operação das redes ópticas.

Especificamente, nas OCDMA-PONs, os efeitos da variação de temperatura ambiental no enlace de transmissão, afetam o valor do pico do autocorrelação do código OCDMA a ser detectado, degradando a qualidade de serviço (QoS), além do aumento da taxa de erro de bit (BER) do sistema.

Assim, neste trabalho, propomos e introduzir um novo controle lógico *fuzzy*, utilizado nos transmissores das OCDMA-PONs, que ajusta o regime de pré-compensação na ponderação de código, onde os dados são organizados em blocos com bits, classificados em partes mais importantes e menos importantes, e o valor a ser pré-compensado nos códigos são configurados pelo sistema inteligente no codificador da rede OCDMA. O objetivo principal do sistema inteligente, proposto para o transmissor, é estimar a queda de valor de pico de autocorrelação, que é causada devido a variações de temperatura. Depois, a fim de compensar esta redução, o sistema *fuzzy*, localizado no lado do transmissor, adiciona *chips* (acréscimo na ponderação, Δw) nos códigos dos bits mais importantes, antes da transmissão do sinal do

usuário. Para fazer isso, o sistema difuso de controle é alimentado com informações de variação de temperatura por uma rede de sensores externos.

Os resultados apresentados, para um cenário de BER, considerado livre de erros, ou seja, $BER = 10^{-9}$ mostraram que, a nossa abordagem (considerando os bits mais importantes) pode acomodar 40 usuários simultâneos no sistema, enquanto que, o método analítico, sem compensação, pode suportar, aproximadamente, 10 usuários simultâneos, considerando as variações de temperatura de 20°C para 10 km de propagação. Além disso, nossa abordagem pode acomodar 64 usuários com $BER \sim 10^{-7}$, enquanto que, sem o uso de sistema inteligente, o valor da BER é aumentado para $\sim 10^{-5}$. A eficácia da abordagem proposta abre caminho para um novo bloco inteligente nos transmissores OCDMA, com o objetivo de mitigar os efeitos das variações de temperatura ambiental nos enlaces da rede.

Ainda neste trabalho, nós também propomos e introduzimos um novo sistema de controle *fuzzy* para os receptores dos sistemas OCDMA, que ajusta, dinamicamente, o nível do limiar de detecção do receptor, em função das variações de temperatura ambiental. O ajuste é definido pelo controlador lógico *fuzzy*, via estimativa do valor de pico de autocorrelação. O sistema inteligente foi projetado para distâncias que variam de 0 km a 20 km e variação de temperatura ΔT de até 20°C .

Os resultados de desempenho para um BER de 10^{-4} (compatível com técnicas FEC que são capazes de reduzir a BER para 10^{-9}), mostrou que, a nossa abordagem pode suportar 145, 85 e 25 usuários simultâneos para $\Delta T = 20^{\circ}\text{C}$, após propagação de $L = 7$ km, $L = 10$ km e $L = 15$ km, respectivamente. Já sem a FLC, a capacidade do sistema é reduzida a 85, 52 e 11 usuários simultâneos, nas mesmas condições.

Além disso, o sistema com FLC pode ser usado para aumentar a distância de propagação na rede, ou torna o sistema OCDMA robusto, para suportar grande variação de temperatura ambiental, para as mesmas distâncias. Os resultados também indicam que o sistema com FLC, realmente, apresenta melhor desempenho que um sistema, sem controle inteligente, para qualquer número de usuários simultâneos. Além disso, a ponderação do código w não é afetada pelo valor do limite ajustado pelo FLC. O mesmo, não é verdadeiro para o método analítico, onde o valor de limiar é definido para um valor fixo, w , para um melhor desempenho. Por fim, o FLC proposto para receptores OCDMA pavimenta a maneira utilizada para mitigar as variações de temperatura ambiental, não só nas redes OCDMA, mas também em qualquer mecanismo de acesso do canal nas PONs.

Ainda neste trabalho, os resultados da nova técnica de classificação de códigos OCDMA, com o uso de redes neurais artificiais, mais precisamente, mapas auto-organizáveis

de Kohonen (SOM), apresentou uma taxa de acerto de 87,5%, dentre o conjunto de códigos da amostras utilizadas na fase de operação do sistema de classificação dos códigos. Assim, verifica-se que os resultados obtidos viabilizam o aperfeiçoamento e estudo do uso de técnicas de identificação de padrões para auxiliar no processo de detecção dos códigos ópticos, de forma a se minimizar a quantidade de interferência entre usuários indesejados, minimizando os esforços técnicos ao se identificar os códigos distintos que estão chegando ao mesmo usuário, e que estejam no mesmo grupo de códigos ópticos. Assim, o sistema de gerenciamento da rede pode oferecer uma maior segurança para os usuários com menores valores de interferência de acesso múltiplo.

6.1 PERSPECTIVAS FUTURAS

Como continuidade do presente trabalho, tem se como metas futuras:

- Analisar o uso dos sistemas *fuzzy* para gerenciar as codificações OCDMA em cenários com múltiplas taxas;
- Analisar novos sistemas *fuzzy* para ajustar os fatores de ajuste de modulação, considerando as características momentâneas da rede;
- Analisar o impacto na taxa de erro de bit, quando o sistema de gerenciamento fizer o uso da técnica de classificação de códigos, via mapa auto-organizáveis proposto neste trabalho;
- Analisar o limite de extensões da técnica de codificação genérica proposta e apresentada no apêndice B, desta tese.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L. G. Kazovsky, N. Cheng, W.-T. Shaw, D. Gutierrez, S.-W. Wong: *Broadband Optical Access Networks*, John Wiley, Danvers, 2011.
- [2] S. Bindhaiq, A. S. M. Supa'at, N. Zulkifli, A. B. Mohammad, R. Q. Shaddad, M. A. Elmagzoub, A. Faisal, "Recent development on time and wavelength-division multiplexed passive optical network (TWDM-PON) for next-generation passive optical network stage 2 (NG-PON2)", *Optical Switching and Networking*, vol. 15, pp 53-66, 2015.
- [3] K. Asaka, "Consideration of Tunable Components for Next-Generation Passive Optical Network Stage 2 (NG-PON2)," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. PP, no.99, pp.1-5, 2015.
- [4] J C. Lee, W. V. Sorin, and B. Y. Kim, "Fiber to the Home Using a PON Infrastructure", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no 12, pp. 4568-4583, 2006.
- [5] CIP TECHNOLOGIES. "WDM-PON Technologies". (Whitepaper). 2008. Disponível em: <http://www.ciphotonics.com/PDFs_Jan08/WPON_White_Paper_v10.pdf>. Acesso em: 8 mar. 2012.
- [6] T. Tsutomu, Y. Yukihiro, M. Yoichi, "Standardization of GPON (Gigabit passive optical network) in ITU-T", INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS UNION – ITU- T, 1998.
- [7] A. Banerjee, Y. Park, F. Clarke, H. Song, S. Yang, G. Kramer, K. Kim, and B. Mukherjee, "Wavelength-division-multiplexed passive optical network (WDM-PON) technologies for broadband access: A review [Invited]," *Journal Optics Networks*, vol. 4, pp. 737–758, 2005.
- [8] Full Service Access Network (FSAN) Group. Disponível em <http://www.fsanweb.org/>.
- [9] P. Takeuti, "Projeto e dimensionamento de redes ópticas passivas (PONs)", Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Carlos, 2005.
- [10] ITU-T G.984 GPON standard: Gigabit-capable passive optical networks (G-PON). Disponível em <http://www.itu.int/rec/T-REC-G/e>.

- [11] Terawave GPON Overview. “All About GPON (Gigabit-cable Passive Optical Networks”, 2006.
- [12] T. Koonen, “Fibre-Optic Techniques for Broadband Access Networks”, *Telektronikk*, vol. 101, pp. 49-65, 2005.
- [13] J.-G. Zhang, A. B. Sharma, “High-Speed Optical Time-Division Multiple-Access (OTDMA)”, *Photonic Network Communications*, vol.1, no. 4, pp. 273–285, 1999.
- [14] L. G. Kazovsky, W.-T. Shaw, D. Gutierrez, N. Cheng, and S.-W. Wong, “Next-Generation Optical Access Networks,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 3428-3442, 2007.
- [15] K. Qiu, X. Yi, J. Zhang; H. Zhang, M. Deng, C. Zhang, “OFDM-PON optical fiber access technologies,” *Communications and Photonics Conference and Exhibition, ACP. Asia* , vol., no., pp.1-9, Nov. 2011.
- [16] K. Fouli, M. Maier, “OCDMA and Optical Coding: Principles, Applications, and Challenges”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 8, pp.27-34, Aug. 2007.
- [17] C. Zhang, K. Qiu, B. Xu, “Investigation on Performance of Passive Optical Network Based on OCDMA”, *4th International Conference on Communications, Circuits and Systems*, 2006.
- [18] J. A. Salehi and C. A. Brackett, “Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-Part I: fundamental principles”, *IEEE Transactions Communications*, vol. 37, no 8, pp. 824-833, Aug. 1989.
- [19] A. D. Neto, “Propostas de códigos ortogonais para sistemas OCDMA”, tese de doutorado apresentada na Universidade de Campinas UNICAMP, 2005.
- [20] M.M. Karbassian, H. Ghafouri-Shiraz, “Fresh Prime Codes Evaluation for Synchronous PPM and OPPM Signalling for Optical CDMA Networks”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol.25, no.6, pp.1422,1430, Jun. 2007.
- [21] H. M. Kwon, “Optical orthogonal code-division multiple access system–part I: APD noise and thermal noise,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, pp. 2470-2479, July 1994.

- [22] H. M. H. Shalaby, "Cochannel interference reduction in optical synchronous PPM-CDMA systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 6, pp. 799-805, Jun. 1998.
- [23] M. Y. Liu and H. W. Tsao, "Cochannel interference cancellation via employing a reference correlator for synchronous optical CDMA systems," *Microwave Optics Technologies Letter*, vol. 25, no. 6, pp. 390-392, 2000.
- [24] H. Lundqvist, G. Karlsson, "On error correction Coding for CDMA PON", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, n. 8, pp. 2342-2351, Aug. 2005.
- [25] I. Glesk, V. Baby, C.-S. Brès, L. Xu, D. Rand, P.R. Prucnal, and C.W. Kwong, "A design of a wavelength-hopping time-spreading incoherent optical code division multiple access system", *Acta Physica Slovaca*, vol. 55, no. 2, pp. 211-227, April 2005.
- [26] H. G. Shiraz, M. M. Karbassian, *Optical CDMA Networks: Principles, Analysis and Applications*. Wiley-IEEE Press, New York, 2012.
- [27] M. R. Kumar, P. Ganguly, S. S. Pathak, N. B. Chakrabarti, "Construction and generation of OCDMA code families using a complete row-wise orthogonal pairs algorithm", *International Journal of Electronics Communications*, vol. 67, no. 10, pp 868-874, Oct. 2013.
- [28] T. R. Raddo, A. L. Sanches, J. V. dos Reis, Jr., and B.-H. V. Borges: A New Approach for Evaluating the BER of a Multirate, Multiclass OFFH-CDMA System, *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 2, pp. 259-261, Feb. 2012.
- [29] T. R. Raddo, A. L. Sanches, J. V. dos Reis, Jr., and B.-H. V. Borges, "Multiservice, multirate IP transmission over OCDMA network", in *International Conference on Transparent Optical Networks*, Cartagena, Spain, July 2013.
- [30] J. K. Patel, D. Richards, E. Ghillino, P. V. Mena, A. Panicker, Z. Huang, "Physical layer modeling of passive optical networks", in *Asia-Pacific Optical Communications*, pp. 67830U-67830U, 2007.
- [31] S. M. S. S. Kharazi, G. A. Mahdiraji, R. K. Z. Sahbudin, M. Mokhtar, A.F. Abas, S. B. A. Anas, "Performance analysis of a variable-weight OCDMA system under the impact of fiber impairments", *IEEE 2nd International Conference on Photonics (ICP)*, vol., no., pp.1-4, Oct. 2011.

- [32] R. V. SANTOS, *Análise de Sistemas CDMA Ópticos*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.
- [33] P. B. Harboe, J. R. Souza, D. S. Godoy, “Impacto da dispersão, automodulação de fase, modulação de fase cruzada e descasamento de velocidade de grupo na propagação de trens de pulsos em fibra óptica monomodo”, *Engevista*, Universidade Federal Fluminense, v. 11, no. 1, pp. 67-77, 2009.
- [34] T. Kato, Y. Koyano, M. Nishimura, “Temperature dependence of chromatic dispersion in various types of optical fibers”, *Optical Fiber Communication Conference*, vol.1, no., pp. 104-106, March 2000.
- [35] H. M. H. Shalaby, “Effect of thermal noise and APD noise on the performance of OPPM-CDMA receivers,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, no. 7, pp. 905–914, July. 2000.
- [36] H. M. H. Shalaby, “Chip-level detection in optical code division multiple access,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 6, pp. 1077-1087, June, 1998.
- [37] H. Fathallah, L. A. Rusch, “Robust Optical FFH-CDMA Communications: Coding in Place of Frequency and Temperature Controls” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 8, pp. 1284–1293, Aug. 1999.
- [38] L. Trancevski and I. androvic, “ Hybrid Wavelength hopping/time spreading scheme for use in massive optical networks with increased security”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol.14, no. 12, pp. 2636-2647, Dec. 2006.
- [39] R. Matsumoto, T. Kodama, S. Shimizu, R. Nomura, K. Omichi, N. Wadaand, and K. Kitayama, “40G-OCDMA-PON system with an asymmetric structure using a single multi-port and sampled SSFBG encoder/decoders,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol.32, no. 6, pp. 1132–1143, March 2014.
- [40] T. B. Osadola, S. Idris, I. Glesk, and W. C. Kwong, “Effect of variations in environmental temperature on 2D-WH/TS OCDMA code performance,” *IEEE/OSA Journal of Optics Communications and Networks*, vol. 5, no. 1, pp. 1776–1783, Jan. 2013.
- [41] P. M. Valdes, “Performance of optical direct receivers using noise corrupted decision threshold,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, pp. 2202-2214, Nov. 1995.

- [42] B. J. Puttnam, B. C. Thomsen, P. Bayvel, "Performance of an Adaptive Threshold Receiver in a Dynamic Optical Burst-Switched Network," *IEEE Photonics Technology Letter*, vol.20, no.3, pp. 223-225, Feb. 2008.
- [43] S. S. Chavan, S. N. Kadam, D. D. Shah, "Computing MAI Reduction by Imparting Smart Dynamic Thresholding for OCDMA Systems," in *International Conference on Machine Learning and Computing*, Singapore, Feb. 2011.
- [44] Y.-T. Chang, C.-C. Wang, "Confidential Enhancement with Multi-code Keying Reconfiguration over Time-Shifted CHPC-based 2D OCDMA Networks," *9th International Conference on Ubiquitous Intelligence & Computing*, vol., no., pp.374-381, Sept. 2012.
- [45] J.-F. Huang, Y.-T. Chang, C.-M. Huang, Y.-H. Kuo, "Dynamic reconfiguration of optical CDMA signature codes to combat with eavesdropping", *25th Biennial Symposium on Communications*, vol., no., pp.76-79, May 2010.
- [46] Y.-T. Chang, C.-C. Sue, J.-F. Huang, "Robust Design for Reconfigurable Coder/Decoders to Protect Against Eavesdropping in Spectral Amplitude Coding Optical CDMA Networks", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 8, pp.1931-1948, Aug. 2007.
- [47] T. H. Shake, "Security performance of optical CDMA against eavesdropping," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol.25, no. 8, pp 1931-1948, 2005.
- [48] B. B. Wu and E. E. Narimanov, "A method for secure communications over a public fiber-optical network," *Opt. Express*, vol. 14, pp. 3738-3751, 2006.
- [49] A. J. Mandez, V. J. Hernandez, C. V. Bennett, R. M. Gagliardi, W. J. Lennon, "Demonstration of Record BER and Number of Users for Optical CDMA (O-CDMA), with Implications to Secure Communications", *VCRL-CONF-210103*.
- [50] Z. Jiang, D. E. Leaird, A. M. Weiner, "Security issues in OCDMA with multiple-user aggregation", *Proceedings of Conference on Lasers and Electro-optics*, pp.1-2, 2007.
- [51] Nasaruddin, T Tsujioka, "A novel design of reconfigurable wavelength-time optical codes to enhance security in optical CDMA networks", *IEICE Transactions on Communications*, vol.E91-B, no. 8, pp. 2516-2524, 2008.
- [52] M. M. Rad, K. Fouli, H. A. Fathallah, L. A. Rusch, M. Maier, "Passive optical network monitoring: challenges and requirements", *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 2, pp.s45-S52, February 2011.

- [53] E. Poves, J. A. Martin-Gonzalez, G. d. Campo-Jimenez, F. J. Lopez-Hernandez, "Wireless sensor network based on OCDMA for closed environments," *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, vol., no., pp.840-841, Jan. 2011.
- [54] Z. Wang, K. Kravtsov, J. Chang, P. R. Prucnal, "Sensor data transmission overlay on gigabit passive optical network," *IEEE/OSA Journal of Optics Communications and Networks*, vol. 3, no. 7, pp. 553-558, July 2011..
- [55] Tmote Sky. Datasheet "Ultra low power IEEE 802.15.4 compliant wireless sensor module", 2006.
- [56] C. Riziotis, V. V. Athanasios, "Computational intelligence in photonics technology and optical networks: a survey and future perspectives," *Information Science*, vol. 177, no. 23, pp. 5292-5315, Dec. 2007.
- [57] K. Cui, M. S. Leeson and E. L. Hines, "Fuzzy control of optical PPM-CDMA with M-ary orthogonal signaling," *Optics Communications*, vol. 281, no. 12, pp. 3245-3253, June 2008.
- [58] Z. H.-Quan, and L. Qian, "The automatic temperature system with fuzzy self-adaptive PID control in semiconductor laser," in *International Conference on Automating*. pp.1691-1694, Aug. 2009.
- [59] M. S. Leeson, R. J. Green, M. D. Higgins, E. L. Hines, "Intelligent systems engineering: optical network applications," in *International Conference on Transparent Optical Networks*, vol., no., pp.1-4, June 2011.
- [60] I. N. da Silva, F. A. C. Gomide, W. C. do Amaral, "Navigation of mobile robots using fuzzy logic controllers," in *5th International Workshop on Advanced Motion Control*, vol., no., pp.346-349, July 1998.
- [61] S. Saini, and S. Rani, "Temperature control using intelligent techniques", in *International Conference on Advanced Computer & Communications Technology*, vol., no., pp.138-145, Jan. 2012.
- [62] T. G.-Valverde, A. G.-Sola, H. Hagra, J. A. Dooley, V. Callaghan, J. A. Botia, "A fuzzy logic-based system for indoor localization using WiFi in ambient intelligent environments," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol.21, no.4, pp.702-718, Aug. 2013.

- [63] W. Xinyu, G. Ling, "The application of fuzzy logic in real-time traffic control in ATM networks," in *International Conference on Technology*, vol., no., pp.467–471, Oct. 1998..
- [64] D. Sadot, U. Mahlab and V. Natan-Bar, "New method for developing optical CDMA address code sequences using the genetic algorithm", in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, vol. 3, pp. 7-11, 1998.
- [65] M. C. K. Ho, Y. P. Singh, and S. W. Lee, "Enhancement of a genetic algorithm for optical orthogonal code design using simulated annealing", in *Congress of Evolution Computing*, vol. 1, pp.449-453, 2002 .
- [66] C. K. Ho, Y. P. Singh, S. W. Lee, "A hybrid genetic algorithm for optical orthogonal code construction", *Applied Artificial Intelligence*: vol. 17, no. 10, pp. 927-953, 2010.
- [67] M.-H. Chen and Y.-H. Lee, "A genetic algorithm for the central code controller of the FO-CDMA network", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 23, no. 1, pp. 27-30, 1999.
- [68] M. Mathlouthi, M. Menif, C. Lepers, H. Rezig, "Genetic algorithm synthesis of spectral phase OCDMA encoders and decoders", *Proceedings of SPIE*, 2008.
- [69] G. Kechriotis, E. S. Manolakos, "A hybrid digital signal processing-neural network CDMA multiuser detection scheme," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing* , vol.43, no.2, pp.96-104, Feb 1996.
- [70] I. N. da Silva, D. H. Spatti, R. A. Flauzino. *Redes Neurais Artificiais*, editora ArtLiber, 2010.
- [71] G. Kechriotis, E. S. Manolakos, "Hopfield neural network implementation of the optimal CDMA multiuser detector," in *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol.7, no.1, pp.131-141, Jan. 1996
- [72] S. H. Yoon, S. S. Rao, "Multiuser detection in CDMA based on the annealed neural network," in *IEEE International Conference on Neural Networks*, vol.4, no., pp.2124-2129, Jun. 1996.
- [73] K. Das and S. D. Morgera, "Adaptive interference cancellation for DS-CDMA systems using neural network techniques", *IEEE Journal of Selected Areas Communications*, vol. 16, pp.1774 -1784, 1998 .

- [74] S. Min, "Back-propagation based non-binary optical code generation for OCDM application", in *5th International Conference on Optical Internet*, pp. 165-167, 2006.
- [75] S. S.-Solano, A. J. Cabrera, I. Baturone, F. J. M.-Velo, and M. Brox, "FPGA implementation of embedded fuzzy controllers for robotic applications," *IEEE Transactions Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 1937–1945, Aug. 2007.
- [76] M. Brox, S. S.-Solano, E. del Toro, P. Brox, F. J. M.-Velo, "CAD tools for hardware implementation of embedded fuzzy systems on FPGAs," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 3, pp. 1635–1644, Aug. 2013.
- [77] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets". *Information Control*, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [78] P. Kumar, R. Chadha, S. Mathur, V. Mittal, and N. Bali, "Performance analysis of optical CDMA using fuzzy logic generator," in *International Conference on Advances in Computer and Communications*, pp. 11-14, June 2012.
- [79] R. Rojas, *Neural Networks*, Springer-Verlag, Berlin, 1996.
- [80] I. Iancu, "A mamdani type fuzzy logic controller," in *Fuzzy Logic: Controls, Concepts, Theories and Applications*, pp. 325-350, 2012.
- [81] J.-M. Wu, C.-H. Jaing, C.-H. Pan, C.-C. Chen, "Auto-tuning Fuzzy Power Control for Multi-rate WCDMA Systems," in *Second International Conference on Innovative Computing, Information and Control*, vol., no., pp.338-338, Sept. 2007
- [82] M. S. Leeson, K. Cui, E .L. Hines, "Enhancing optical CDMA," *11th International Conference on Transparent Optical Networks*, , vol., no., pp.1,4, June 2009.
- [83] H. Singh," Performance Analysis of Optical CDMA using Fuzzy Logic Generator", Thapar University Patiala July 2008.
- [84] M. F. L. Abdullah, S. W. Bong, "Adaptive differential amplitude pulse-position modulation technique for optical wireless communication channels based on fuzzy logic", *IET Communications*, vol. 8, no. 4, pp. 427-432, 2014.
- [85] A. U. H. Sheikh, M. A. Ali, A. Zerguine, "Adaptive successive interference cancelation using fuzzy derived weights", *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 38, no. 8, pp. 2179-2187, August 2013.

- [86] J. A. Salehi, C. A. Brackett, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-Part II: Systems performance analysis," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, pp. 834-842, Aug. 1989.
- [87] Adriano Domingos Neto, "Propostas de códigos ortogonais para sistemas OCDMA", tese de doutorado apresentada na Universidade de Campinas UNICAMP, 2005.
- [88] P. R. Prucnal, M. A. Santoro, T. R. Fan, "Spread Spectrum Fiber-optic Local Area Network Using Optical Processing," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-4, No. 5, pp. 547-555, May. 1986.
- [89] L. Trancevski, I. androvic, "Wavelength Hopping/Time Spreading Code Division Multiple Access Systems", *IEEE Electronics Letters*, vol. 30, no. 17, pp. 1388-1390, Aug. 1994.
- [90] LR Chen, SD Benjamin, P. W. E. Smith, J. E. Sipe, "Ultrashort pulse reflection from fiber gratings: a numerical investigation," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 8, pp. 1503-1512, Aug, 1997.
- [91] A.J. Mendez, R.M. Gagliardi, VJ Hernandez, CV Bennett and WJ Lennon, "High-performance optical CDMA system based on 2-D optical orthogonal codes," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 11, pp. 2009-2019, Nov. 2004.
- [92] A.J. Mendez, C. A. Finnila, R. M. Gagliardi, "Wavelength division multiplexing/code division multiple access hybrid", U.S. Patent, 6 025 944, Feb. 2000.
- [93] P. R. Prucnal, M. A. Santoro, T. R. Fan, "Spread Spectrum Fiber-optic Local Area Network Using Optical Processing," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-4, No. 5, pp. 547-555, May. 1986.
- [94] F. Coppinger, C. K. Madsen, B. Jalali, "Photonic Microwave Filtering Using Coherently Coupled Integrated Ring Resonators", *Microwave and Optical Technology Letter*, vol. 21, No. 2, pp. 90-93, Apr. 1999.
- [95] J. G. Zhang, Y. Wen, P. Li, "Proposed OCDMA Encoders And Decoders Based Silica-On-Silicom Integrated Optics", *Microwave and Optical Technology Letter*, vol. 40, No. 3, pp. 205-209, Feb. 2004.
- [96] V Reza Omrani, P. Vijay Kumar, "Codes for Optical CDMA", SETA, pp. 34-46, 2006.

- [97] F. R. K. Chung, J. A. Salehi, V. K. Wei, "Optical Orthogonal Codes: Design, Analysis and Applications", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 35, No. 3, pp. 595-604, May. 1989.
- [98] M. Kavehrad, D. Zaccarin, "Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 13, No. 3, pp. 534-545, Mar. 1995.
- [99] D. Zaccarin, M. Kavehrad, "An Optical CDMA System Based on Spectral Encoding of LED", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 479-482, Apr. 1993.
- [100] A. J. Mendez, J. L. Lambert, J. M. Morookian, R. M. Gagliardi, "Synthesis and Demonstration of High Speed, Bandwidth Efficient Optical Code Division Multiple Access (CDMA) Tested at 1 Gb/s Throughput", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 9, pp. 1146-1149, Sep. 1994.
- [101] P. Fernandes, C. F. Freitas, V. Barbosa, O. Frazão, H. M. Salgado, "Demonstração Experimental de OCDMA - Acesso Múltiplo por Divisão de Código no Domínio Óptico", *Conferência Portuguesa de Física*, Évora, Setembro 2002.
- [102] D. H. Spadoti, "Proposição e Estudo de Fibras Ópticas Microestruturadas Tipo D: Gerenciamento de Dispersão e Alta Birrefringência", tese de doutorado apresentada na Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2008.
- [103] G. P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*, Wiley, 4th Edition, 2010.
- [104] X. Jiang, R. Wang, "Non-zero dispersion-shifted optical fiber with ultra-large effective area and low dispersion slope for terabit communication system", *Optics Communications*, vol. 236, no.1, pp. 69-74, 2004.
- [105] K. Imai, T. Tsuritani, N. Takeda, K. Tanaka,; N. Edagawa, M. Suzuki, "500 Gb/s (50 x 10.66 Gb/s) WDM transmission over 4000 km using broad-band EDFA's and low dispersion slope fiber," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.12, no.7, pp.909-911, July 2000.
- [106] X. Wang, T. Hamanaka, N. Wada, K. Kitayama, "Dispersion-flattened-fiber based optical threshold for multiple-access-interference suppression in OCDMA system " *Optics Express*, vol. 13, pp. 5499-5505, Jul. 2005.

- [107] Y. Yamamoto, M Hirano, T. Sasaki, “Low-Loss and Low-Nonlinearity Pure-Silica-Core Fiber for Large Capacity Transmission” *SEI Technical Review*, no. 76, 2003.
- [108] M. Sen. Lecture Notes on Intelligent Systems, *University of Notre Dame*, 2006.
- [109] R. Tanscheit. *Sistemas Fuzzy*. Departamento de Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.
- [110] A. A. Marro, A. M. C. Souza, E. R. S. Cavalcante, G. S. Bezerra, R. O. Nunes, “Lógica Fuzzy: Conceitos e aplicações”, Departamento de Informática e Matemática Aplicada da Universidade Federal do Rio Grande do Norte UFRN, Brasil.
- [111] C. C. Lee, “Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I,” *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol.20, no.2, pp.404-418, Mar/Apr 1990.
- [112] L. B. Neto, P. H. G. Coelho, J. L. M. Amaral, M. H. C. S. Mello. Minicurso de Sistema Especialista Nebuloso. *XXXVIII Simpósio Brasileiro de Pesquisa Operacional*, Goiânia, 2006.
- [113] H. M. G. C. Branco, “Modelagem Multiobjetivo para o Problema da Alocação de Monitores de Qualidade de Energia em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica”, tese de doutorado apresentada na Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2013.
- [114] A. Fernández, F. Herrera, “Linguistic fuzzy rules in Data Mining: Follow-up Mamdani Fuzzy modeling principle”. In: Trillas, E., Bonissone, P.P., Magdalena, L., Kacprzyk, J. (eds.) *Combining Experimentation and Theory*. Springer, Heidelberg, 2011.
- [115] M. Andrade, M. A. P. Jaques, “Estudo comparativo de controladores de Mamdani e Sugeno para controle de tráfego em interseções isoladas,” *Associação Nacional de Pesquisa e Ensino em Transportes*, 2009.
- [116] C. C. Lee, “Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller, Part II,” *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol.20, no.2, pp.419-435, Mar/Apr 1990.
- [117] A. D. Belchior, G. B. Xexeo, A. R. C. Rocha, “Enfoques sobre a teoria dos conjuntos Fuzzy”, Programa de Engenharia de Sistemas e Computação, Espírito Santo, 1997.

- [118] W. D. Junior, “Identificação de padrões em sistemas supervisórios de instalações de reatores nucleares e em sistemas de gasoduto utilizando mapas auto-organizáveis”, dissertação apresentada no Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares da Universidade de São Paulo, 2005.
- [119] J. C. Nievola. Redes Neurais Artificiais. pp. 1-50.
- [120] Redes Neurais (SOM) Mapas auto-organizáveis – Kohonen, disponível em <http://ubik.ipg.pt/wsn2010/doku.php?id=cmp:cmp>, acessado em 4 de Janeiro de 2015.
- [121] T. B. Veronese, “Aplicação de mapa de kohonen para classificação de texturas em imagens sar em ambiente paralelo”, dissertação apresentada no Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2006.
- [122] C. A. C. Francisco, “Rede de Hohonen: uma ferramenta no estudo das relações tróficas entre peixes”, dissertação apresentada no Programa de Pós-Graduação em Métodos Numéricos em Engenharia da Universidade Federal do Paraná, 2004.
- [123] S. Goldberg, V. Baby, T. Wang, and P. R. Prucnal, Source-matched spreading codes for optical CDMA, *IEEE Transaction on Communications*, vol. 55, no. 5, pp. 850-853, May. 2007.
- [124] J. V. dos Reis, Jr., T. R. Raddo, A. L. Sanches, and B.-H. V. Borges, “Mitigation of environmental temperature variation effects using fuzzy systems and source-matched spreading codes for OCDMA networks,” in *International Conference on Transparent Optical. Network*, Graz, Austria, July 2014.
- [125] J. V. dos Reis, Jr., T. R. Raddo, A. L. Sanches, and B.-H. V. Borges, “Fuzzy Logic Control for the mitigation of Enviromental Temperature Variations in OCDMA Networks,” in *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, (Submitted) 2015.
- [126] N. He, P. Rümmer, D. Kroening, “Test-case generation for embedded simulink via formal concept analysis”, in *DAC*, ACM, pp. 224-229, 2011.
- [127] F. Liu, M. M. Karbassian and H. Ghafouri-Shiraz, "Novel Family of Prime Codes for Synchronous Optical CDMA", *Journal of Optical and Quantum Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 79-90, Jan. 2007

- [128] J. V. Reis Junior, “Modelagem de redes CDMA-PON baseadas em técnicas de cancelamento paralelo e códigos corretores de erros”, dissertação de mestrado apresentada na Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2009.
- [129] Karbassian M.M et al. “Synchronous Optical CDMA Networks Capacity Increase Using Transposed Modified Prime Codes”, *IEEE IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 17, Sept. 2010.
- [130] Karbassian M.M et al. “Maximization of Spreading Code Cardinality Using Transpose Function in Synchronous Optical CDMA”, *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, vol II, *WCECS 2011*, October 19-21, 2011, San Francisco, USA.
- [131] Karbassian M.M et al. “Enhancing spectral efficiency and capacity in synchronous OCDMA by transposed-MPC”, *Optical Switching and Networking*, vol. 9, no. 2, pp. 130–137, April 2012.
- [132] J. G. Zhang, A. B. Sharma, and W.C. Kwong, Cross-correlation and system performance of modified prime codes for all-optical CDMA applications. *Journal of Optics*, vol. 2, no.5, p. L25-L29, 2000.

APÊNDICE A – EVOLUÇÕES DOS CÓDIGOS OCDMA UNIDIMENSIONAIS

Neste apêndice é apresentada a evolução da família das principais famílias de códigos OCDMA unidimensionais. Este estudo já foi anteriormente apresentado em [128], e é novamente transcrito a seguir, para facilitar a compreensão da nova proposta de código unidimensional, apresentada no apêndice B deste trabalho.

A.1 EVOLUÇÕES DOS CÓDIGOS OCDMA UNIDIMENSIONAIS

Os custos de implantação e manutenção da rede são importantes critérios para as configurações das PONs, conforme discutido anteriormente. Para cenários OCDMA-PON estes critérios relacionam-se, principalmente com a composição dos dispositivos nos OLTs e nas ONUS, como os codificadores, decodificadores, lasers e moduladores.

Dentre a diversidade de códigos 1D apresentados na literatura, foi escolhido para análise uma categoria de códigos que apresenta uma importante propriedade, denominada de propriedade de grupo, onde as assinaturas ópticas são classificadas em grupos diferentes, ou seja, assinaturas pertencentes a um mesmo grupo possuem ortogonalidade total, enquanto assinaturas pertencentes a grupos diferentes possuem ortogonalidade parcial, com valor constante da correlação cruzada igual a 1 [20]. Esta característica o diferencia dos demais tipos de códigos unidimensionais, permitindo a realização de técnicas eficientes de mitigação da MAI, como o cancelamento paralelo de interferência. Isso possibilita atender um número elevado de usuários simultâneos, apresentando baixíssimas taxas de erro de bit (BER).

A seguir serão apresentadas importantes codificações que possuem estas propriedades de grupo que, convenientemente, denominamos de códigos avançados: a codificação prima modificada (MPC), a extensão da codificação prima modificada (PMPC) e a dupla extensão da codificação prima modificada (DPMPC), Transposta da Codificação Prima Modificada (T-MPC).

A.1.1 CÓDIGO PRIMO MODIFICADO (MPC)

A codificação prima modificada é obtida por meio de deslocamentos temporais realizados nas sequências obtidas via codificação prima [20]. A Tabela A.1 apresenta exemplos de assinaturas obtidas mediante MPC, contendo dois grupos distintos, exemplificados como (grupo 0 e 1).

Tabela A.1: Exemplo das sequências de códigos obtidos mediante codificação prima modificada, para número primo $P=5$ [20].

GRUPO	SEQUÊNCIA DE CÓDIGOS					
0	$C_{00} =$	10000	10000	10000	10000	10000
	$C_{01} =$	00001	00001	00001	00001	00001
	$C_{02} =$	00010	00010	00010	00010	00010
	$C_{03} =$	00100	00100	00100	00100	00100
	$C_{04} =$	01000	01000	01000	01000	01000
1	$C_{10} =$	10000	01000	00100	00010	00001
	$C_{11} =$	01000	00100	00010	00001	10000
	$C_{12} =$	00100	00010	00001	10000	01000
	$C_{13} =$	00010	00001	10000	01000	00100
	$C_{14} =$	00001	10000	01000	00100	00010

As assinaturas apresentadas na Tabela A.1 foram obtidas para o número primo $P=5$. Consequentemente, o tamanho das sequências de códigos é $P^2=25$, ou seja, ($5^2=25$) chips por sequência; e ponderação $w=P=5$.

O grupo denominado de “0” é composto por um conjunto de assinaturas ($C_{00}, C_{01} \dots C_{04}$) que apresentam total ortogonalidade, ou seja, não há chips em posições coincidentes para duas sequências quaisquer dentro do grupo. O mesmo aplica-se para o grupo 1 ($C_{10}, C_{11} \dots C_{14}$), e para os demais grupos formados via codificação prima modificada. Já para assinaturas pertencentes a grupos distintos, há uma coincidência de chips, conforme se observa na primeira posição de chip entre as sequências C_{00} e C_{10} .

Demonstrada a propriedade de grupo apresentada por esta codificação, em seguida é apresentado a sua relação com a definição das propriedades de correlação cruzada, definida em (4). Para um dado número primo P , uma assinatura óptica com tamanho P^2 pode ser construída a partir da multiplicação modulo- p do campo de *Galois* $GF(p)$ [20] com um número máximo de P grupos.

Por consequência da propriedade de grupo e da codificação, cada assinatura possui ponderação $w = P$, o que representa a quantidade de *chips* iluminados, permitindo uma quantidade total de usuários com boa cardinalidade igual a P^2 . Para o sistema apresentando sincronismo de *chip*, (normalmente configura o pior cenário para a ocorrência da MAI nos sistemas OCDMA), as propriedades de correlação cruzada para qualquer par de códigos m e n é dada por

$$C_{mn} = \begin{cases} P & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \in \text{mesmo grupo} \\ 1 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \notin \text{mesmo grupo} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

onde m e $n \in \{1, 2, 3, \dots, P^2\} \in \{1, 2, 3, \dots, P^2\}$.

Como se sabe, códigos OCDMA visam obter o máximo de cardinalidade e ortogonalidade. Para manter uma boa ortogonalidade, os códigos devem maximizar as taxas de autocorrelação, além de minimizar as correlações cruzadas. Da equação (A.1), verifica-se que para uma sequência m igual a n , o que representa a autocorrelação, apresenta valor $\lambda_a = P$; já para sequências distintas m e n , apresentam correlação cruzada $\lambda_c = 1$, caso as sequências pertençam a grupos distintos, por exemplo, de acordo com a Tabela A.1, $m=1$, que corresponde ao primeiro código, no caso o C_{00} , e $n=6$, que corresponde ao sexto código, no caso C_{10} ; e $\lambda_c = 0$ para os casos em que m e n pertençam ao mesmo grupo, por exemplo, $m=1=C_{00}$ e $n=2=C_{01}$.

A.1.2 EXTENSÃO DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (PMPC)

A principal motivação na escolha dessa codificação é por apresentar propriedade de autocorrelação superior a da MPC. De fato, por se tratar de uma extensão da MPC, o pico de autocorrelação neste caso aumenta o equivalente à energia de uma unidade de *chip*. Consequentemente, há uma melhora de desempenho na PON, devido à redução das interpretações errôneas de informações ocasionadas pela MAI.

A PMPC pode ser obtida por meio do acréscimo de uma sequência de P *chip* à MPC original, que pode ocorrer pela repetição dos últimos P chips da sequência MPC, como

demonstrado na Tabela A.2, justificando a denominação de “Extensão da Codificação Prima Modificada”.

Tabela A.2: Exemplos de 2 grupos com as seqüências de códigos obtidas mediante extensão da codificação prima modificada, para número primo $P=5$ [20].

GRUPO	SEQUÊNCIA DE CÓDIGOS						
0	$C_{00} =$	10000	10000	10000	10000	10000	10000
	$C_{01} =$	00001	00001	00001	00001	00001	00001
	$C_{02} =$	00010	00010	00010	00010	00010	00010
	$C_{03} =$	00100	00100	00100	00100	00100	00100
	$C_{04} =$	01000	01000	01000	01000	01000	01000
1	$C_{10} =$	10000	01000	00100	00010	00001	00001
	$C_{11} =$	01000	00100	00010	00001	10000	10000
	$C_{12} =$	00100	00010	00001	10000	01000	01000
	$C_{13} =$	00010	00001	10000	01000	00100	00100
	$C_{14} =$	00001	10000	01000	00100	00010	00010

Essa codificação continua a obedecer às propriedades de grupo, semelhante ao que foi apresentando na seção 3.4.1, aqui definido pela Equação A.2. Cada assinatura PMPC passa a apresentar tamanho (P^2+P) e ponderação $(P+1)$, permitindo uma quantidade total de usuários igual a P^2 , divididos em P grupos, observe a Tabela 2. Considerando o sistema com sincronismo de *chip*, as propriedades de correlação cruzada para qualquer par de códigos m e n é dada por

$$C_{mn} = \begin{cases} P+1 & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \in \text{mesmo grupo} \\ 1 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \notin \text{mesmo grupo} \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

onde m e $n \in \{1, 2, 3, \dots, P^2\}$.

Da equação A.2, verifica-se que para uma seqüência m igual a n , a autocorrelação apresenta valor $\lambda_a = P+1$; já para seqüências distintas m e n , a correlação cruzada $\lambda_c = 1$, caso as seqüências pertençam a grupos distintos, por exemplo, $m=1=C_{00}$ e $n=6=C_{10}$; e $\lambda_c=0$ para os casos em que m e n pertençam ao mesmo grupo, por exemplo, $m=1=C_{00}$ e $n=2=C_{01}$.

A.1.3 DUPLA EXTENSÃO DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (DPMPC)

Proposta por M. M. Karbassian et. al, esta codificação é semelhante a apresentada na seção 2.3.2. A dupla extensão da codificação prima modificada é obtida mediante duplo acréscimo na codificação prima modificada, seguindo o comportamento apresentado na Tabela A.3. Cada assinatura óptica é composta por duas partes: MPC e a parte conhecida como, conjunto de seqüências de grupo (CSG). Por exemplo, a seqüência C_{00} é composta pela parte referente ao MPC {1000010000100001000010000} acrescida da parte CSG (10000 01000) [20].

Tabela A.3: Exemplos de 2 grupos com as seqüências de códigos obtidas mediante extensão da codificação prima modificada, para número primo $P=5$ [20].

GRUPO		SEQUÊNCIA DE CÓDIGOS MPC					CSG	
0	$C_{00} =$	10000	10000	10000	10000	10000	10000	01000
	$C_{01} =$	00001	00001	00001	00001	00001	00001	10000
	$C_{02} =$	00010	00010	00010	00010	00010	00010	00001
	$C_{03} =$	00100	00100	00100	00100	00100	00100	00010
	$C_{04} =$	01000	01000	01000	01000	01000	01000	00100
1	$C_{10} =$	10000	01000	00100	00010	00001	00001	00010
	$C_{11} =$	01000	00100	00010	00001	10000	10000	00001
	$C_{12} =$	00100	00010	00001	10000	01000	01000	10000
	$C_{13} =$	00010	00001	10000	01000	00100	00100	01000
	$C_{14} =$	00001	10000	01000	00100	00010	00010	00100

A seqüência de assinatura óptica proposta pelo DPMPC é gerada, primeiramente, repetindo o conjunto final de *chips* da codificação prima modificada, veja Tabela 2.3. Posteriormente, o ultimo conjunto de chips da coluna anteriormente adicionada (observe a disposição da cor amarela na Tabela 2.3) é acrescido à primeira seqüência do grupo e posteriormente rotacionado, gerando as demais seqüências desta ultima coluna desse grupo.

Essa família de códigos apresenta P grupos, semelhante ao MPC e ao PMPC. Cada assinatura óptica passa a apresentar tamanho (P^2+2P) e ponderação $(P+2)$, possibilitando uma quantidade total de usuários igual a P^2 . Considerando o sistema síncrono, as propriedades de correlação cruzada para qualquer par de códigos m e n é dada por

$$C_{mn} = \begin{cases} P+2 & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \in \text{mesmo grupo} \\ 1 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \notin \text{mesmo grupo} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

onde $m \text{ e } n \in \{1, 2, 3, \dots, P^2\}$.

Da equação A.3, verifica-se que para uma sequência m igual a n , a autocorrelação apresenta valor $\lambda_a = P+2$; já para sequências distintas m e n , a correlação cruzada $\lambda_c = 1$, caso as sequências pertençam a grupos distintos, por exemplo, $m=1=C_{00}$ e $n=6=C_{10}$; e $\lambda_c=0$ para os casos em que m e n pertençam ao mesmo grupo, por exemplo, $m=1=C_{00}$ e $n=2=C_{01}$.

A.1.4 TRANSPOSTA DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (T-MPC)

A Transposta da Codificação Prima Modificada (T-MPC) foi proposta por M.M. Karbassian em [129-131] e o seu algoritmo de geração de código óptico foi projetado para ser desenvolvido em duas etapas, descritas a seguir:

Na primeira etapa, a Codificação Prima Modificada (MPC) é estendida por meio da concatenação da codificação MPC com a rotação interna via deslocamentos temporais em cada grupo a partir da sequência final desta, realizada $(P-1)$ vezes. Já a sua última sequência de chips é obtida da última sequência da codificação MPC, para o grupo todo. Esta característica é apresentada como uma das contribuições desta codificação, conforme demonstrado na Tabela A.4, para um número primo $P=3$.

Na Tabela A.4, a posição dos chips iluminados pode ser compreendida como a posição na sequência de P chips que conterá o valor 1. Por exemplo, a posição 0 representa em uma sequência de P chips em que o primeiro, será o chip iluminado, ou seja a sequência que ele representa é 100.

Tabela A.4: Exemplos de 3 grupos com as sequências de códigos obtidas mediante extensão da codificação prima modificada, para número primo $P = 3$ [129].

GRUPO	Posição dos Chips iluminados	Códigos	Sequência de Códigos – MPC			Extensão do MPC		
0	0 0 0	$C_{00} =$	100	100	100	010	001	100
	2 2 2	$C_{01} =$	001	001	001	100	010	100
	1 1 1	$C_{02} =$	010	010	010	001	100	100
1	0 1 2	$C_{10} =$	100	100	001	010	100	001
	1 2 0	$C_{11} =$	010	001	100	001	010	001
	2 0 1	$C_{12} =$	001	010	010	100	001	001
2	0 2 1	$C_{20} =$	100	001	010	001	100	010
	2 1 0	$C_{21} =$	001	010	100	010	001	010
	1 0 2	$C_{22} =$	010	100	001	100	010	010

Nesta etapa, a família de códigos apresenta P grupos (semelhante ao MPC, PMPC e à DPMPC) e cada assinatura óptica passa a apresentar tamanho ($2P^2$) e ponderação ($2P$), possibilitando uma quantidade total de usuários igual a P^2 . Como resultado, se obtém uma matriz de dimensões ($P^2 \times 2P^2$).

Na segunda etapa é aplicada a função transposta na matriz obtida anteriormente. Como resultado desta operação, obtém-se uma matriz de dimensões ($2P^2 \times P^2$). Considerando o exemplo para $P=3$, que apresenta ($3^2=9$) linhas e ($2 \times 3^2=18$) colunas, o resultado desta etapa é a formação de uma matriz com 18 linhas e 9 colunas, conforme a Tabela A.5.

Após as duas etapas descritas, a nova família de códigos apresenta $2P$ grupos (diferentemente do MPC, PMPC e a DPMPC, que apresentavam P grupos) e cada assinatura óptica passa a apresentar tamanho (P^2) e ponderação (P), possibilitando uma quantidade total de usuários igual a $2P^2$.

O tamanho dos códigos foi reduzido de $2P^2$ para P^2 , o que possibilita um maior *throughput*, tornando mais eficiente o uso da rede. Além desta vantagem, a codificação T-MPC apresenta uma maior quantidade de usuários. Para $P=3$ são obtidos ($2P^2=18$) usuários, comparado com os ($P^2=9$) usuários do MPC, PMPC, DPMPC.

Estas vantagens motivaram a elaboração de uma nova proposta de código, apresentada neste trabalho, mantendo a redução do tamanho do código e, ao mesmo tempo, aumentando a quantidade de códigos ópticos disponíveis. Essa técnica é discutida no apêndice deste trabalho.

Tabela A.5: Resultado da codificação T-MPC para $P = 3$ [129].

Grupos	Códigos	Sequência de Chips T-MPC		
0	$C_{00} =$	100	100	100
	$C_{01} =$	001	010	001
	$C_{02} =$	010	001	010
1	$C_{10} =$	100	001	001
	$C_{11} =$	001	100	010
	$C_{12} =$	010	010	100
2	$C_{20} =$	100	010	010
	$C_{21} =$	001	001	100
	$C_{22} =$	010	100	001
3	$C_{30} =$	010	001	001
	$C_{31} =$	100	100	010
	$C_{32} =$	001	010	100
4	$C_{40} =$	001	100	100
	$C_{41} =$	010	010	001
	$C_{42} =$	100	001	010
5	$C_{50} =$	<u>111</u>	000	000
	$C_{51} =$	000	<u>111</u>	000
	$C_{52} =$	000	000	<u>111</u>

APÊNDICE B – PROPOSTA DOS CÓDIGOS ÓPTICOS UNIDIMENSIONAIS DENOMINADOS DE “TRANSPOSTA DA EXTENSÃO GENÉRICA DA CODIFICAÇÃO PRIMA MODIFICADA (T-GE-MPC)”

Neste apêndice é proposta uma nova técnica para a geração dos códigos ópticos unidimensionais. Para uma melhor compreensão, o algoritmo de elaboração dos novos códigos foi subdividido em quatro etapas, descritas em B.1.

B.1 FORMALISMO PARA A OBTENÇÃO DA T-GE-MPC

A primeira etapa corresponde à escolha da matriz inicial, sendo esta, a matriz de codificação MPC, vide A.1.1. Na segunda etapa, obtém-se uma nova matriz de códigos formada pela concatenação da matriz inicial MPC com uma matriz obtida a partir de duas sub-etapas, descrita como:

Sub-etapa 2.1: Inicialmente, efetua-se o espelhamento horizontal da matriz inicial, ou seja, invertem-se os elementos, representados como (linha, coluna), das posições das colunas mantendo as posições das linhas, como ilustra a Figura B.1;

Figura B.1: Esquema da Sub-Etapa 2.1 do algoritmo para gerar os códigos ópticos.

Sub-etapa 2.2: Em seguida, efetua-se o espelhamento vertical da matriz obtida anteriormente, nesse caso a Matriz B. Ou seja, invertem-se os elementos das posições das linhas mantendo as posições das colunas, resultando na Matriz C, Figura B.2.

Figura B.2: Esquema da Sub-Etapa 2.2 do algoritmo para gerar os códigos ópticos.

Como resultado, obtém-se uma nova matriz formada após a junção entre a matriz inicial MPC com a matriz resultante das duas sub-etapas apresentadas. No exemplo o resultado da 2ª Etapa é a formação da matriz D, obtida após a junção da matriz A com a matriz C, Figura B.3.

	Matriz A			Matriz C		
Matriz D =	(0,0)	(0,1)	(0,2)	(2,2)	(2,1)	(2,0)
	(1,0)	(1,1)	(1,2)	(1,2)	(1,1)	(1,0)
	(2,0)	(2,1)	(2,2)	(0,2)	(0,1)	(0,0)

Figura B.3: Resultado da 2ª Etapa do algoritmo para gerar os códigos ópticos.

A 3ª etapa também é subdividida em duas sub-etapas, descritas como:

Sub-etapa 3.1: Realiza-se o espelhamento horizontal da matriz obtida no procedimento anterior (sub-etapa 2.2), Figura B.4.

Figura B.4: Esquema da Sub-Etapa 3.1 do algoritmo para gerar os códigos ópticos.

Sub-etapa 3.2 – Utilizando a matriz resultante da 2ª etapa, a Matriz D, concatena-se a nova matriz resultante da sub-etapa 3.1, no exemplo, a matriz E, originando a matriz F, Figura B.5.

	Matriz A			Matriz C			Matriz E		
Matriz F =	(0,0)	(0,1)	(0,2)	(2,2)	(2,1)	(2,0)	(2,0)	(2,1)	(2,2)
	(1,0)	(1,1)	(1,2)	(1,2)	(1,1)	(1,0)	(1,0)	(1,1)	(1,2)
	(2,0)	(2,1)	(2,2)	(0,2)	(0,1)	(0,0)	(0,0)	(0,1)	(0,2)

Figura B.5: Resultado da 3ª Etapa do algoritmo para gerar os códigos ópticos.

A 3ª etapa é fundamental para justificar a principal vantagem do novo algoritmo de codificação, que é possibilitar de obter um maior número de códigos ópticos disponíveis para uso nas redes OCDMA-PON. Importante mencionar que, em etapas futuras do presente trabalho serão realizados estudos de técnicas, para gerar outras matrizes, como as obtidas na sub-etapa 3.1.

Na quarta e última etapa, aplica-se a função transposta na matriz obtida anteriormente.

A seguir é apresentado um resumo das etapas do novo algoritmo de geração de códigos ópticos unidimensionais, Figura B.6, que usa a denominação c_1 , c_2 , como uma sequência de P *chips*, por exemplo, $c_1 = 0\ 0\ 1$.

1º Etapa:

Matriz A

c1	c2	c3
c4	c5	c6
c7	c8	c9

2º Etapa:

3º Etapa:

4º Etapa: Transposta da Matriz obtida na 3º etapa.

c1 ^t	c4 ^t	c7 ^t
c2 ^t	c5 ^t	c8 ^t
c3 ^t	c6 ^t	c9 ^t
c9 ^t	c6 ^t	c3 ^t
c8 ^t	c5 ^t	c2 ^t
c7 ^t	c4 ^t	c1 ^t
c7 ^t	c4 ^t	c1 ^t
c8 ^t	c5 ^t	c2 ^t
c9 ^t	c6 ^t	c3 ^t

= Resultado da 4º Etapa

Figura B.6: Resumo do algoritmo de geração dos códigos T-GE-PMPC.

Uma proposta de aperfeiçoamento deste algoritmo esta em fase de estudo. Nesta proposta, a 3º Etapa do algoritmo é modificada e a matriz resultante é obtida da seguinte forma, Figura B.7:

Figura B.7: Proposta de modificação da 3º Etapa do algoritmo de geração dos códigos T-GE-PMPC.

Inicialmente, a matriz C obtida na Sub-Etapa 2.2 do algoritmo, é concatenada com elas mesma, e uma nova matriz E, é obtida a partir da sequência da diagonal principal, de P parte da matriz resultante, no exemplo P=3.

Após a formação da matriz F, resultado da 3º Etapa, o algoritmo segue as demais etapas do algoritmo, anteriormente proposto.

Os resultados do estudo desta modificação do algoritmo serão realizados e apresentados em etapas futuras ao longo deste trabalho de doutorado.

Após a apresentação do novo algoritmo de geração de códigos, é apresentado a seguir um exemplo da sua aplicação. Será adotada como referência para a 1º Etapa, a matriz inicial composta pela posição dos chips iluminados nas sequências de códigos, iguais à utilizada para a geração dos códigos T-MPC, descrito no tópico A.1.4.

1º Etapa:

A matriz inicial é formada pela codificação MPC, Figura B.8.

Códigos	Posição dos Chips iluminados		
Código 1	0	0	0
Código 2	2	2	2
Código 3	1	1	1
Código 4	0	1	2
Código 5	1	2	0
Código 6	2	0	1
Código 7	0	2	1
Código 8	2	1	0
Código 9	1	0	2

Figura B.8: Matriz inicial MPC.

2º Etapa:

O resultado da 2º Etapa do novo algoritmo é apresentado na Figura B.9.

Códigos	Posição dos Chips iluminados			Posição na Sequência de Chips espelhados e invertidos		
Código 1	0	0	0	1	1	1
Código 2	2	2	2	2	2	2
Código 3	1	1	1	0	0	0
Código 4	0	1	2	1	0	2
Código 5	1	2	0	0	2	1
Código 6	2	0	1	2	1	0
Código 7	0	2	1	2	0	1
Código 8	2	1	0	0	1	2
Código 9	1	0	2	1	2	0

Figura B.9: Resultado do passo 2 do algoritmo.

3º Etapa:

O resultado da 3º Etapa do novo algoritmo é apresentado na Figura B.10.

Códigos	Posição dos Chips Iluminados			Posição na Sequência dos Chips Espelhados e Invertidos			Posição dos Chips obtidos da última Sequência Espelhada		
Código 1	0	0	0	1	1	1	1	1	1
Código 2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
Código 3	1	1	1	0	0	0	0	0	0
Código 4	0	1	2	1	0	2	2	0	1
Código 5	1	2	0	0	2	1	1	2	0
Código 6	2	0	1	2	1	0	0	1	2
Código 7	0	2	1	2	0	1	1	0	2
Código 8	2	1	0	0	1	2	2	1	0
Código 9	1	0	2	1	2	0	0	2	1

Figura B.10: Resultado do passo 3 do algoritmo.

4º Etapa:

O resultado da 4º Etapa do novo algoritmo é apresentado no lado direito da Figura B.11.

O lado esquerdo apresenta os códigos T-MPC, ver tópico 2.3.4, para P=3.

Grupos	Códigos	Sequência de Chips T-MPC		
0	C ₀₀ =	100	100	100
	C ₀₁ =	001	010	001
	C ₀₂ =	010	001	010
1	C ₁₀	100	001	001
	C ₁₁	001	100	010
	C ₁₂	010	010	100
2	C ₂₀	100	010	010
	C ₂₁	001	001	100
	C ₂₂	010	100	001
3	C ₃₀	010	001	001
	C ₃₁	100	100	010
	C ₃₂	001	010	100
4	C ₄₀	001	100	100
	C ₄₁	010	010	001
	C ₄₂	100	001	010
5	C ₅₀	<u>111</u>	000	000
	C ₅₁	000	<u>111</u>	000
	C ₅₂	000	000	<u>111</u>

Códigos	Sequência de Chips		
Código 1	1 0 0	1 0 0	1 0 0
Código 2	0 0 1	0 1 0	0 0 1
Código 3	0 1 0	0 0 1	0 1 0
Código 4	1 0 0	0 0 1	0 0 1
Código 5	0 0 1	1 0 0	0 1 0
Código 6	0 1 0	0 1 0	1 0 0
Código 7	1 0 0	0 1 0	0 1 0
Código 8	0 0 1	0 0 1	1 0 0
Código 9	0 1 0	1 0 0	0 0 1
Código 10	0 0 1	0 1 0	0 1 0
Código 11	1 0 0	1 0 0	0 0 1
Código 12	0 1 0	0 0 1	1 0 0
Código 13	0 0 1	1 0 0	1 0 0
Código 14	1 0 0	0 0 1	0 1 0
Código 15	0 1 0	0 1 0	0 0 1
Código 16	0 0 1	0 0 1	0 0 1
Código 17	1 0 0	0 1 0	1 0 0
Código 18	0 1 0	1 0 0	0 1 0
Código 19	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>
Código 20	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>
Código 21	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>
Código 22	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>
Código 23	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>
Código 24	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>
Código 25	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>
Código 26	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>
Código 27	<u>0</u> <u>1</u> <u>0</u>	<u>0</u> <u>0</u> <u>1</u>	<u>1</u> <u>0</u> <u>0</u>

Figura B.11: Comparação entre a codificação T-MPC (lado esquerdo) e o resultado gerado no passo 4 do algoritmo T-GE-MPC (lado direito).

Da comparação entre o T-MPC e o T-EG-MPC pode ser observado que o primeiro obtém uma menor quantidade de usuários, no caso $2P^2$. O segundo permite $2P^2 + xP^2$ usuários, onde x representa a quantidade de matrizes de extensão na 3ª etapa do algoritmo. No presente exemplo foi estendida uma única matriz, no caso a E, logo $x=1$, possibilitando obter $(2P^2 + 1P^2 = 3P^2 = 3 \cdot 3^2 = 27)$ usuários.

No entanto, nem todos os xP^2 códigos adicionais obtidos são utilizáveis, ou seja, são distintos dos demais, considerando a repetição de alguns códigos já determinados em grupos anteriores. Logo, a denominação de Transposta da Extensão Genérica da Codificação Prima Modificada (T-EG-MPC) inclui o termo “genérico” considerando que um dos objetivos deste trabalho, será apresentar um formalismo para determinar até quantas vezes será possível realizar sucessivas extensões na 3ª etapa do algoritmo.

B.2 MODELAGEM NUMÉRICA DA T-GE-MPC

Este tópico apresenta a modelagem numérica da codificação T-GE-MPC. Conforme demonstrado no processo de geração destes códigos, cada assinatura óptica passa a apresentar comprimento de (P^2) e ponderação de (P) , possibilitando uma quantidade total de usuários igual a $2P^2 + xP^2$.

Considerando o sistema síncrono, as propriedades de correlação cruzada para qualquer par de códigos m e n é dada por

$$C_{mn} = \begin{cases} P & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \in \text{mesmo grupo} \\ 2 & \text{se } m \neq n \text{ e } m, n \notin \text{mesmo grupo} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

onde m e $n \in \{1, 2, 3, \dots, P^2\}$.

A codificação T-GE-MPC pode ser representada por $(L, w, \lambda_a, \lambda_c)$, onde L representa o tamanho do código, w representa a ponderação. Da equação B.1, verifica-se que para uma sequência m igual a n , a autocorrelação apresenta valor $\lambda_a = P$; já para sequências distintas m e n , a correlação cruzada $\lambda_c=2$, caso as sequências pertençam a grupos distintos.

A taxa de erro de bit (BER) para a codificação T-GE-MPC pode ser definida como em [132]:

$$BER = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{w/2} \left[(-1)^i \binom{w/2}{i} \left(1 - \frac{2fi}{w} \right)^{K-1} \right] \quad (B.2)$$

onde K representa o número de usuários simultâneos, f representa a probabilidade de interferência entre os códigos, calculado como $f = w^2/L$, [132].

No formalismo matemático desenvolvido neste trabalho são desconsideradas as degradações advindas dos efeitos de propagação como, atenuação, PMD, efeitos não lineares, além dos outros presentes no processo de detecção, como o ruído térmico.

No tópico seguinte são apresentados os resultados preliminares deste formalismo trabalho. O critério de análise de desempenho é a BER, que tem sido largamente utilizada na literatura quando o objetivo é verificar o desempenho de famílias de códigos para determinadas aplicações em redes ópticas passivas de acesso.

B.3 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES TG-MPC OCDMA

Este tópico apresenta uma descrição dos resultados preliminares obtidos por meio de simulação computacional da taxa de erro de bits da nova codificação T-GE-MPC para uso nas redes OCDMA-PON. A principal figura de mérito adotada é a taxa de erro de bit (BER), considerando o valor de BER de 10^{-12} como região livre de erro. Nesta etapa do trabalho, os resultados são observados em configurações *back-to-back*, desconsiderando efeitos de ruídos e de propagação que prejudicam o desempenho da rede.

Inicialmente, com o objetivo de validar o processo de simulação e comparar posteriormente como o a codificação aqui proposta, os resultados apresentados em [130] foram reproduzidos para a codificação T-MPC, conforme a Figura B.12.

Figura B.12: Validação do formalismo para o T-MPC, para $P=61$ e $P=67$, comparado como o MPR para os mesmos valores de P e ponderação $w = 22$ [130].

Da Figura B.12, verifica-se que outra codificação, denominada de Múltiplos Pulsos por Linha (MPR) [130], para um valor de $P=61$ e com ponderação $w=22$, não oferece suporte a 32 usuários, considerando uma BER de 10^{-12} . No entanto, a codificação T-MPC para o mesmo valor de P , acomoda 32 usuários. Com o acréscimo do valor do número primo P para 67, a codificação T-MPC contempla até 64 usuários, com uma BER de aproximadamente 10^{-11} , cenário este de futuras expansões das redes OCDMA-PON.

Da Figura B.13 B.13, verifica-se que a codificação T-GE-MPC apresenta desempenho similar à apresentada pelas redes T-MPC, considerando que sua principal diferença está na capacidade de geração de códigos que é superior para a codificação proposta neste trabalho.

Figura B.13: Validação do formalismo para o T-GE-MPC, para $P=61$, comparado como o MPR e o T-MPC [131] para os mesmos valores de P e $w = 22$.

Logo, para $P=61$ e ponderação $w = 22$, verifica-se que a codificação TMPC, descrita em A.1.2, e a T-GE-MPC fornecem uma BER próxima a 10^{-12} para a quantidade de 32 usuários simultâneos. A principal vantagem da codificação proposta é fornecer uma maior quantidade de códigos ópticos unidimensionais para satisfazer a crescente demanda de usuários nas atuais redes e nas futuras redes passivas de acesso via OCDMA.

B.4 MODELAGEM DA TG-MPC PARA OS SISTEMAS PPM-OCDMA

Neste t3pico 3 apresentada a modelagem, utilizando a modula33o por posi33o de pulso (PPM) [20], para a nova fam3lia de c3digos proposta.

Ao se empregar a modula33o por posi33o de pulso a capacidade de transmiss3o do sistema 3 acrescida, uma vez que cada pulso 3 codificado em determinado *slots* do s3mbolo M , onde M 3 denominado fator multiplicativo.

Neste contexto, primeiramente 3 necess3rio definir uma vari3vel aleat3ria que simboliza a inser33o do usu3rio na rede, neste caso γ_n , como:

$$\gamma_n = \begin{cases} 1 & \text{se } \#n \text{ representa usu3rio ativo} \\ 0 & \text{se } \#n \text{ representa usu3rio inativo} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

onde $\#n$ representa o n -3simo usu3rio da rede, com $n \in \{1, 2, \dots, (P+GP)^2\}$. Contudo, o n3mero de usu3rios ativos obedece 3 seguinte rela33o

$$\sum_{n=1}^{(P+GP)^2} \gamma_n = N. \quad (\text{B.4})$$

Onde GP representa uma vari3vel, definida pelo m3todo proposto, que representa o valor gen3tico que pode ser definido para a codifica33o a ser obtida. Por exemplo, se o valor de GP = 0, ser3 obtido a BER da codifica33o MPC, e caso o valor de GP = 1, ser3 obtida a BER da codifica33o PMPC, enquanto que, se o valor de GP = 2, ser3 obtido a BER da codifica33o DPMPC, respectivamente

Considere uma vari3vel aleat3ria, T , que representa o n3mero de usu3rios ativos no primeiro grupo que n3o afetam a contagem de f3tons de #1. Como o n3mero m3ximo de usu3rios na rede 3 $(P+GP)^2$, e N dentre os $(P+GP)^2$ usu3rios s3o considerados como ativos (os demais $((P+GP)^2 - N)$ representam os usu3rios remanescentes), a probabilidade da realiza33o de T , considerando #1 ativo para qualquer valor de $t \in \{t_{\min}, t_{\min+1}, \dots, t_{\max}\}$ 3 dada pela seguinte distribui33o hipergeom3trica [20],

$$Pr(t) = \frac{\binom{(P+GP)^2 - (P+GP)}{N-t} \binom{P+GP-1}{t-1}}{\binom{(P+GP)^2 - 1}{N-1}} \quad (\text{B.5})$$

onde $t_{\min} = \max(1, N - ((P+GP)^2 - (P+GP)))$ e $t_{\max} = \min(N, P+GP)$, considerando $\min(a,b)$ e $\max(a,b)$ o menor e o maior valor entre a e b , respectivamente. A Equação B.5 representa a probabilidade do usuário #1 estar ativo dentro do seu grupo.

Para o usuário # n , um dado conjunto de fótons, referente ao sinal que chega no receptor, $(Y_{n,0}, Y_{n,1}, \dots, Y_{n,M-1})$, pode ser definido por um vetor aleatório Y_n . Pode-se também definir um vetor de interferências aleatórias $\kappa = (\kappa_0, \kappa_1, \dots, \kappa_{M-1})^T$ com tamanho igual a M , onde a variável κ_j representa o número de pulsos ópticos interferentes no *slot* de tempo j . A probabilidade de realização dos interferentes deste vetor κ é definida aqui pelo vetor $u = (u_0, u_1, \dots, u_{M-1})^T$ [22].

Neste contexto, o valor de κ é uma distribuição multinomial aleatória com probabilidade [20]

$$P_{\kappa} | T(u_0, u_1, \dots, u_{M-1} | t) = \frac{1}{M^{N-t}} \frac{(N-t)!}{u_0! u_1! \dots u_{M-1}!} \quad (\text{B.6})$$

Vale salientar que em [127] foi realizada a análise da extensão da codificação prima modificada (PMPC) acrescida da codificação PPM considerando apenas a MAI do sistema. Assim, foi considerado que o nível de energia do sinal no receptor é supostamente ideal, logo os ruídos de detecção podem ser desprezados, permanecendo apenas a MAI como fonte de degradação do sinal do usuário. Assim, a probabilidade de erro de símbolo, considerando as propriedades da codificação TG-MPC, pode ser calculada, como

$$\begin{aligned}
P_E \geq & \sum_{u_1=(P+GP)+1}^{N-t} \binom{N-t}{u_1} \frac{1}{M^{u_1}} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \\
& \sum_{u_0=0}^{\min(u_1 - ((P+GP)+1), N-t-u_1)} \binom{N-t-u_1}{u_0} \frac{1}{(M-1)^{u_0}} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-u_1-u_0} \\
& + 0.5 \sum_{u_1=(P+GP)}^{\frac{N-t+(P+GP)}{2}} \binom{N-t}{u_1} \frac{1}{M^{u_1}} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-t-u_1} \binom{N-t-u_1}{u_1 - (P+GP)} \\
& \frac{1}{(M-1)^{u_1 - (P+GP)}} \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-t-2u_1 + (P+GP)}. \tag{B.7}
\end{aligned}$$

onde variáveis u_0 e u_1 representam a ocorrência de κ_0 e κ_1 , que simbolizam, respectivamente, o número de pulsos ópticos interferentes nos *slots* 0 e 1. M representa o fator multiplicativo do PPM.

Uma vez definida a probabilidade de erro de símbolo, verifica-se que o cálculo da BER do sistema é determinada através do produto de P_E , Equação B.7, com a probabilidade do usuário de interesse #1 estar ativo no grupo $P_r(t)$, dada pela Equação B.5, ou seja

$$P_{bPPM} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{t_{\min}}^{t_{\max}} P_E \times P_r(t) \tag{B.8}$$

onde $t_{\min} = \max(1, N - ((P+GP)^2 - P+GP))$ e $t_{\max} = \min(N, P+GP)$.

A seguir são apresentados os resultados para a codificação T-GE-MPC para os sistemas PPM-OCDMA.

B.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES TGE-MPC PPM-OCDMA

Da Figura B.13 B.14, verifica-se que a codificação T-GE-MPC é capaz de generalizar a modelagem das técnicas apresentadas no Apêndice A. Para tal, o fator GP é utilizado como escolha da codificação genérica a ser representada, por exemplo, GP = 0, 1, 2, serão obtidas as BER para as codificações MPC, PMPC, DPMPC, respectivamente.

Figura B.14: Validação do formalismo para o T-GE-MPC para a PPM-OCDMA, para $P=11$, $\mu=100$, $M=8$.

Ainda da Figura B.13 B.14, verifica-se que a codificação T-GE-MPC é capaz de gerar diversas novas famílias de códigos, com, por exemplo, o 3 GPAD-MPC que representa uma família de código não apresentada ainda na literatura. Para os parâmetros do sistema PPM-OCDMA, $P=11$, $\mu=100$, $M=8$, verifica-se que o 7 GPAD-MPC é o único a fornecer 30 usuários simultâneos com uma $BER = 10^{-12}$.

A seguir são apresentadas as conclusões parciais da codificação proposta, bem como os trabalhos futuros.

B.5 CONCLUSÕES PARCIAIS E TRABALHOS FUTUROS

Os resultados obtidos permitiram validar o método proposto com os já existentes na literatura, e verificou-se que a codificação proposta, fornecer uma maior quantidade de códigos ópticos unidimensionais, que é um fator importante para satisfazer a crescente demanda de usuários nas atuais redes e nas futuras redes passivas de acesso via OCDMA. Além disso, o cujo formalismo desenvolvido, permite generalizar a obtenção de códigos com propriedades distintas, como diversas ponderações e comprimentos de códigos.

Como continuidade ao estudo da codificação proposta, tem se como metas futuras:

- Estressar e identificar o limite de generalização do método, considerando o acréscimo de usuários interferentes na rede;
- estudar novos formatos de modulação aplicados a codificação sugerida;
- estudar a viabilidade da aplicação de técnicas de correção de erros para os sistemas propostos;
- Verificar novas técnicas inteligentes para otimizar a codificação proposta.