

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ – UNIFEI
Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologias da Informação – IESTI
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPG-E
Área de Concentração em Microeletrônica – Antenas e Comunicação



**Modelagem de efeitos da dispersão cromática na transmissão
de rádio sobre fibra utilizando fotônica de microondas**

Antonio Alves Ferreira Júnior

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
Orientador

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
Co-orientador

Itajubá
15 de dezembro de 2022

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ – UNIFEI
Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologias da Informação – IESTI
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPG-E
Área de Concentração em Microeletrônica – Antenas e Comunicação

**Modelagem de efeitos da dispersão cromática na transmissão
de rádio sobre fibra utilizando fotônica de microondas**

Antonio Alves Ferreira Júnior

Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá, como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
Orientador

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
Co-orientador

Itajubá
15 de dezembro de 2022

Banca Examinadora

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti - Orientador
Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro - Co-orientador
Examinador externo

Prof. Dr. Gabriel Antonio Fanelli de Souza
Examinador interno
Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Prof. Dr. Mateus Augusto Faustino Chaib Junqueira
Examinador interno
Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Prof. Dr. Carlos Alberto De Francisco
Examinador externo
Universidade Federal de São Carlos - UFSCAR

Prof. Dr. Licinius Dimitri Sá de Alcantara
Examinador externo
Universidade Federal Rural da Amazônia - UFRA

Deus

Dedicatórias

Aos meus queridos filhos, Antônio Vinícius e Maria Alícia, meus eternos amores e muito importantes em minha vida, dos quais estive ausente para que eu pudesse me dedicar a este trabalho. Inspirações para o meu esforço e para a minha vida. Perdoem-me e muito obrigado!

Aos meus amados pais, Antônio e Maria Alice, os quais sempre me incentivaram e me apoiaram incondicionalmente em todos os momentos da minha vida, e às minhas irmãs, Cássia e Gabriela.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti, da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI), por orientar este trabalho, pelas contribuições, amizade, paciência e compreensão.

Ao Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro, professor titular da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI), do Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL) e da Escola Técnica de Eletrônica Francisco Moreira da Costa (ETE FMC), por sempre dedicar seu tempo para me ajudar, tanto pessoalmente quanto profissionalmente. Foi meu professor no curso de graduação, orientador de mestrado e co-orientador deste trabalho. Pessoa brilhante! Minha imensurável e eterna gratidão!

De forma muito especial, ao Prof. Dr. José Edimar Barbosa Oliveira, professor titular do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), por me apresentar esta área promissora, por sua incansável dedicação e infindável motivação em me ensinar sobre o tema e pelas lições de vida. Pessoa brilhante!

Aos amigos, oficiais e civis, que fiz no Laboratório de Guerra Eletrônica (LAB-GE) do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), local em que dediquei parte do tempo no desenvolvimento deste trabalho. Em especial, ao Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho (Cel QOECOM R/1) e ao Cap. Eng. Romildo Henrique de Souza, oficiais da Força Aérea Brasileira (FAB).

Aos professores Dr. Carlos Nazareth Motta Marins, Dr. Guilherme Augusto Barucke Marcondes e Me. Marcelo de Oliveira Marques, da direção do Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), por terem me apoiado e acreditado neste trabalho.

Ao Prof. Dr. Guilherme Pedro Aquino, do Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), por contribuir com este trabalho.

Aos professores Dr. Geraldo Gil Ramundo Gomes, Me. Carlos Augusto Rocha e Esp. Navantino Dionizio Barbosa Filho (*in memoriam*), do Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL).

À mãe dos meus filhos, Bianca.

Resumo

Este trabalho apresenta uma proposta de modelos analíticos fechados para análise de sistemas de comunicação de rádio sobre fibra (RoF), utilizando a fotônica de microondas. Foram investigadas as influências dos efeitos da dispersão cromática da fibra óptica e das não linearidades dos moduladores eletroópticos e do fotodetector, na potência do sinal recebido. Esta contribuição sobre o tema possibilita a análise de transmissão de sinais de radiofrequência (RF) e microondas em longas distâncias. Com ajustes de parâmetros, é possível avaliar diferentes aplicações como em geração e conversão de sinais de altas frequências e em filtros fotônicos nas faixas de RF e microondas. Foram desenvolvidas soluções analíticas aplicáveis a modernos sistemas de comunicação que empreguem os recursos de 5G e 6G e que utilizem enlaces ópticos analógicos. Para isso, foi utilizado o teorema da adição de Graf para as funções de Bessel de primeira espécie e a transformada de Fourier, mostrando os espectros pelas diferentes partes do sistema no domínio da frequência. Foram comparados os resultados entre os modelos analíticos em grandes sinais propostos e os aproximados, destacando as diferenças mais significativas. As modelagens contemplam parâmetros de interesse nos projetos desses sistemas, incluindo excitação com sinais de grandes amplitudes. Entre os valores mais relevantes salientados estão as frequências dos sinais de RF de modulação, os índices de modulação, as perdas, as não linearidades e os coeficientes de transmissão dos moduladores eletroópticos. Ainda, são avaliados o comprimento de onda e a potência do laser, a responsividade e a não linearidade do fotodetector, a atenuação, o comprimento e a dispersão cromática da fibra óptica.

Para avaliação dos modelos analíticos propostos, investigaram-se enlaces ópticos de rádio sobre fibra com modulação de fase e de intensidade, ambos com detecção direta. Adotaram-se os formatos de modulações ópticas analógicas de fase, de intensidade com banda lateral dupla, com banda lateral única e com portadora suprimida. Foram utilizados moduladores eletroópticos externos de fase, de intensidade de tipo Mach-Zehnder com dupla excitação e com excitação simples. Além disso, são apresentadas aplicações na geração de frequências de microondas e na transmissão de informações digitais do tipo OOK, ambas utilizando a modelagem proposta. Com um único modelo é possível determinar as respostas para os enlaces com diferentes modulações ópticas analógicas que utilizarem os moduladores de fase ou de amplitude e com detecção direta.

Palavras-chave: dispersão cromática, enlace óptico, fibra óptica, fotônica de microondas, geração de frequências, modulações ópticas analógicas, moduladores eletroópticos externos, rádio sobre fibra.

Abstract

This work presents a proposal for closed analytical models for the analysis of radio-over-fiber (RoF) communication systems using microwave photonics. The influences of the optical fiber chromatic dispersion effects and the electro-optical modulators and photodetector nonlinearities on the received signal power were investigated. This contribution on the subject makes it possible to analyze the transmission of radiofrequency (RF) and microwave signals over long distances. By setting some parameters, it is possible to evaluate different applications such as generation and conversion of high frequency signals and photonic filters in the RF and microwave bands. Analytical solutions applicable to modern communication systems that employ 5G and 6G resources and that use analogue optical links were developed. For this, the Graf addition theorem was used for the Bessel functions of first kind and the Fourier transform, showing the spectra for the different parts of the system in the frequency domain. The results between the proposed large signal models and the approximate models were compared, highlighting the most significant differences. The models contemplate parameters of interest in the projects of these systems, including signals with large amplitudes. Among the most relevant values highlighted are the modulation RF signals frequencies, the modulation indices, the losses, the nonlinearities and the transmission coefficients of the electro-optical modulators. Also, the wavelength and power of the laser, the photodetector responsivity and nonlinearity, the attenuation, the length and the chromatic dispersion of the optical fiber, are evaluated.

To evaluate the proposed analytical models, the radio over fiber links with phase and intensity modulations, both with direct detection, were investigated. The analog optical modulation formats such as phase, double sideband intensity, single sideband and suppressed carrier, were adopted. External electro-optical modulators such as phase and Mach-Zehnder intensity with dual-drive and with single drive, were used. In addition, applications are presented in microwave frequency generation and in OOK digital information transmission, both using the proposed models. With a single model, it is possible to determine the link responses with different analog optical modulations that use phase or amplitude modulators and with direct detection.

Keywords: analogue optical modulations, chromatic dispersion, external electro-optical modulators, microwave photonics, optical fiber, optical link, radio-over-fiber, frequency generation.

Índice

Lista de figuras	xii
Lista de tabelas	xvii
Lista de abreviaturas e siglas.....	xviii
Lista de símbolos.....	xxi
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 Apresentação	1
1.2 Fotônica de microondas.....	3
1.3 Algumas aplicações	3
1.4 Motivação e contribuições do trabalho	6
1.5 Objetivo	7
1.6 Estrutura do texto	7
Capítulo 2	9
Dispositivos de um sistema de rádio sobre fibra.....	9
2.1 Introdução.....	9
2.2 Diodo laser	10
2.3 Moduladores eletroópticos externos.....	11
2.4 Fibra óptica.....	13
2.5 Diodo fotodetector.....	16
2.6 Enlace de rádio sobre fibra.....	17
Capítulo 3	19
Rádio sobre fibra com modulador de fase	19
3.1 Introdução.....	19
3.2 Modelagem com modulador de fase e detecção direta.....	19
3.2.1 Transmissor.....	19
3.2.2 Comentários sobre a modulação de fase.....	26
3.2.3 Meio de transmissão	28
3.2.4 Receptor	30
3.2.5 Condições específicas	33

3.3	Análise dos resultados	34
3.3.1	Formato de modulação OPM.....	34
3.3.2	Comentários sobre o efeito da dispersão	39
3.3.3	Comparação entre abordagens.....	41
Capítulo 4	45
Rádio sobre fibra com modulador de intensidade.....		45
4.1	Introdução.....	45
4.2	Modelagem com modulador de intensidade e detecção direta.....	45
4.2.1	Transmissor.....	45
4.2.1.1	Curva de transferência.....	54
4.2.1.2	Razão de extinção	56
4.2.2	Meio de transmissão	57
4.2.3	Receptor.....	60
4.2.4	Condições específicas.....	63
4.3	Análise dos resultados	64
4.3.1	Formato de modulação ODSB.....	64
4.3.2	Formato de modulação OSSB	69
4.3.3	Formato de modulação OSC.....	74
4.4	Modulador de amplitude com excitação simples	78
4.5	Comparação entre os resultados	79
Capítulo 5	80
Outras aplicações da modelagem proposta.....		80
5.1	Introdução.....	80
5.2	Geração de frequências de microondas	80
5.3	Transmissão de sinal digital OOK.....	89
5.3.1	Comentários sobre os resultados	93
Capítulo 6	94
Comentários finais.....		94
6.1	Considerações finais.....	94
6.2	Propostas para trabalhos futuros.....	94
6.3	Artigos publicados e trabalhos orientados sobre o tema	95
6.3.1	Artigos publicados em periódicos	95
6.3.2	Artigos publicados em congressos.....	96

6.3.3 Trabalhos publicados em eventos de iniciação científica.....	97
6.3.4 Orientações de trabalho de conclusão de curso	97
6.3.5 Orientações de iniciação científica	98
Apêndices.....	99
A Identidades e funções trigonométricas	99
B Transformada de Fourier	101
C Funções de Bessel	102
C.1 Teorema de Graf	104
Referências bibliográficas.....	106

Lista de figuras

Figura 1.1. Diagrama em blocos de um sistema de comunicações ópticas constituído pelo transmissor, pelo meio de transmissão e pelo receptor.	1
Figura 1.2. (a) Sistema de comunicação RoF de alta capacidade aplicado à comunicação. (b) Sistema RoF para conexão entre a central de comando e antenas remotas de radar ou com outras centrais.	4
Figura 2.1. Diagrama em blocos de um enlace RoF, com modulação externa e detecção direta, constituído pelo transmissor, o meio de transmissão e o receptor.	9
Figura 2.2. Curva característica de um diodo laser sem modulação, considerando a dependência da potência óptica de saída (P_o) em relação à corrente direta na junção (I_o).	10
Figura 2.3. Espectro do módulo da amplitude normalizada na saída do diodo laser, considerando apenas a frequência fundamental.	11
Figura 2.4. Ilustração simplificada de um DD-MZM integrado. (a) Vista superior com os guias de ondas ópticos, eletrodos e as junções Y. (b) Visão do corte transversal.	12
Figura 2.5. Dispersão em função do comprimento de onda, sendo as curvas em azul e em preto referentes a (2.9) e a (2.10), respectivamente.	16
Figura 2.6. Curva característica de um diodo fotodetector, considerando a dependência da corrente de saída (I_{DC}) em relação à potência óptica incidente (P_o).	17
Figura 3.1. (a) Diagrama em blocos de um enlace utilizando o modulador eletroóptico de fase e detecção direta (PM-DD). (b) Esquema de excitação do modulador eletroóptico de fase.	20
Figura 3.2. Circuito equivalente simplificado utilizando parâmetros concentrados, mostrando o gerador de RF e a entrada do modulador eletroóptico.	21
Figura 3.3. Espectro na saída do PM com $m_{RF} = 1$. (a) Módulos das amplitudes normalizadas. (b) Fases dos sinais em graus.	23
Figura 3.4. Espectro na saída do PM com os módulos das amplitudes normalizados. (a) $m_{RF} = 0,1$, (b) $m_{RF} = 1$, (c) $m_{RF} = 2$, (d) $m_{RF} = 2,405$, (e) $m_{RF} = 3,832$ e (f) $m_{RF} = 5,136$	25
Figura 3.5. Sinal modulado em fase na saída do PM, com índice de modulação igual a 0,1 em (a) e a 1 em (b). Na parte (b) destaca-se a modulação de amplitude residual. ...	27
Figura 3.6. Alterações nas fases dos sinais na saída da fibra. (a) $L = 30\text{km}$, (b) $L = 73\text{km}$ e (c) $L = 100\text{km}$	29
Figura 3.7. Espectro na saída do PD, mostrando os módulos das amplitudes normalizadas.	35

Figura 3.8. Comportamento da potência na carga (P_L), em dBm, em função do comprimento da fibra (L).....	35
Figura 3.9. Comportamento da potência na carga (P_L), em dBm, em função do comprimento da fibra (L), com as influências da perda por inserção do modulador e da atenuação da fibra.	36
Figura 3.10. Comportamento da potência na carga (P_L), em dBm, em função da frequência (f_{RF}).	37
Figura 3.11. Espectro na saída do PD até a quarta ordem, observando a supressão de determinadas componentes para valores específicos de L . (a) 73,5km, (b) 36,7km, (c) 24,5km e (d) 18,4km.	38
Figura 3.12. Comportamento da potência total detectada em função do comprimento da fibra L	39
Figura 3.13. Sinal resultante na saída da fibra para $L = 73,5\text{km}$, observando a modulação de fase. As componentes deste sinal não serão detectadas pelo fotodetector.....	40
Figura 3.14. Sinais resultantes na saída da fibra para $L = 36,7\text{km}$. (a) Composição entre portadora e componentes fundamental e de terceira ordem, verificando a modulação de amplitude e, portanto, recuperadas pelo fotodetector. (b) Composição entre portadora e componentes de segunda e quarta ordens, observando a modulação de fase, não sendo detectadas pelo fotodetector.	41
Figura 3.15. Potência média detectada para $N = 1$, para as soluções em grandes sinais e aproximadas, com resultados normalizados com relação ao valor médio, em dB. (a) $m_{RF} = 0,1$, (b) $m_{RF} = 1$ e (c) $m_{RF} = 2$	43
Figura 3.16. Relação entre as potências médias detectadas, em dB, das soluções em grandes sinais e da “Aproximação 1”, para $N = 1, 2, 3$ e 4 . (a) $m_{RF} = 0,1$ e (b) $m_{RF} = 1.44$	
Figura 4.1. (a) Diagrama em blocos de um enlace com o modulador eletroóptico de intensidade e detecção direta (IM-DD). (b) Esquema de excitação do modulador.....	46
Figura 4.2. Espectro na saída do DD-MZM para a modulação ODSB com $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, \pi/2)$, índices de modulação iguais e estrutura simétrica. (a) Módulos das amplitudes normalizadas. (b) Fases das componentes em graus.	49
Figura 4.3. Espectro na saída do DD-MZM para a modulação OSSB com $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, \pi/2)$, índices de modulação iguais e estrutura simétrica. (a) Módulos das amplitudes normalizadas. (b) Fases das componentes em graus.	50
Figura 4.4. Espectro na saída do DD-MZM para a modulação OSC com $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, \pi)$, índices de modulação iguais e estrutura simétrica. (a) Módulos das amplitudes normalizadas. (b) Fases das componentes em graus.	51
Figura 4.5. Módulos das amplitudes normalizadas do campo na saída do DD-MZM para: (a) $(\theta_1, \theta_2) = (0, 0)$, (b) $(\theta_1, \theta_2) = (0, \pi/2)$, (c) $(\theta_1, \theta_2) = (0, \pi)$, (d) $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, 0)$, (e) $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, \pi)$ e (f) $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, 0)$	53

Figura 4.6. Curva de transferência do DD-MZM na condição simétrica e com $A_{MZM} = 1$ em função da variação de fase estática θ_2 . São mostrados os pontos MATB, MITB e QTB, e a tensão de meia onda (V_π).....	55
Figura 4.7. (a) Razão de extinção em função de r_1 , em decibel, para alguns valores de r_2 . (b) Amplitude normalizada em função r_1 , dos termos das modulações de amplitude e de fase residual, com $r_2 = 0,5$	57
Figura 4.8. Alterações nas fases dos sinais na saída da fibra com $L = 30\text{km}$. (a) ODSB, (b) OSSB e (c) OSC.	59
Figura 4.9. Módulos das amplitudes normalizadas das componentes da corrente elétrica na saída do fotodetector, para a modulação ODSB.....	65
Figura 4.10. Potência normalizada em relação ao nível médio em função do comprimento da fibra, em dB. Comparam-se os comportamentos entre algumas ordens N para a modulação ODSB.....	66
Figura 4.11. Potência média detectada do sinal fundamental ($N = 1$) em função de L , para as soluções em grandes sinais e aproximada da modulação ODSB, com os resultados normalizados em relação ao valor médio, em dB. (a) $m = 0,1$, (b) $m = 1$ e (c) $m = 2$	68
Figura 4.12. Relação entre os valores das potências médias detectadas, em dB, em função de L , das soluções em grandes sinais e aproximada da modulação ODSB. (a) $m = 0,1$ e (b) $m = 1$	69
Figura 4.13. Módulos das amplitudes normalizadas das componentes da corrente elétrica na saída do fotodetector, para a modulação OSSB.....	70
Figura 4.14. Potência normalizada em relação ao nível médio em função do comprimento da fibra, em dB. Comparam-se os comportamentos entre algumas ordens N para a modulação OSSB.....	71
Figura 4.15. Potência média detectada do sinal fundamental ($N = 1$) para as soluções em grandes sinais e aproximada da modulação OSSB, com os resultados normalizados em relação ao valor médio, em dB. (a) $m = 0,1$, (b) $m = 1$ e (c) $m = 2$	72
Figura 4.16. Relação entre os valores das potências médias detectadas, em dB, em função de L , das soluções em grandes sinais e aproximada da modulação OSSB. (a) $m = 0,1$ e (b) $m = 1$	73
Figura 4.17. Módulos das amplitudes normalizadas das componentes da corrente elétrica na saída do fotodetector, para a modulação OSC.....	75
Figura 4.18. Potência normalizada em relação ao nível médio em função do comprimento da fibra, em dB. Comparam-se os comportamentos entre algumas ordens N para a modulação OSC.....	75
Figura 4.19. Potência média detectada do segundo harmônico ($N = 2$) para as soluções em grandes sinais e aproximada da modulação OSC, com os resultados normalizados em relação ao valor médio, em dB. (a) $m = 0,1$, (b) $m = 1$ e (c) $m = 3$	76

Figura 4.20. Relação entre os valores das potências médias detectadas, em dB, em função de L , das soluções em grandes sinais e aproximada da modulação OSC. (a) $m = 0,1$ e (b) $m = 1$.	77
Figura 4.21. Potência da componente fundamental ($N = 1$) normalizada em relação ao nível médio ($N = 0$) em função do comprimento da fibra (L) para a modulação ODSB utilizando o SD-MZM. Destaca-se a influência da polaridade de θ_2 no deslocamento do ponto de nulo.	78
Figura 4.22. Comparação entre as potências normalizadas em relação aos níveis médios em função de L , para $N = 1$. São mostradas as modulações OPM, ODSB (com DD-MZM e SD-MZM) e OSSB.	79
Figura 5.1. (a) Diagrama em blocos do gerador fotônico de frequências de microondas. (b) esquema de excitação do DD-MZM.	81
Figura 5.2. Ilustração do espectro de saída do DD-MZM considerando a estrutura simétrica ($r_1 = r_2 = 0,5$) e usando índices de modulação iguais ($m_1 = m_2$), com diferentes situações de polarização e defasagem (θ_1, θ_2). (a) $(0,0)$, $(0, \pi/2)$ e $(\pi, \pi/2)$. (b) $(0, \pi)$. (c) $(\pi/2, 0)$. (d) $(\pi/2, \pi/2)$. (e) $(\pi/2, \pi)$. (f) $(\pi, 0)$. (g) (π, π) .	83
Figura 5.3. Ilustração do espectro de saída do PD considerando um DD-MZM simétrico ($r_1 = r_2 = 0,5$) e com índices de modulação iguais ($m_1 = m_2$), para diferentes condições de polarização e defasagem (θ_1, θ_2). (a) $(0,0)$ e $(0, \pi/2)$. (b) $(0, \pi)$. (c) $(\pi/2, 0)$, $(\pi/2, \pi)$, $(\pi, 0)$ e (π, π) . (d) $(\pi/2, \pi/2)$ e $(\pi, \pi/2)$.	85
Figura 5.4. Potência detectada dos sinais de microondas gerados em função de m_1 , para $N = 2, 3, 4$ e 5 , com $m_1 = m_2$ e $r_1 = r_2 = 0,5$.	87
Figura 5.5. Potência detectada dos sinais de microondas gerados em função de m_1 , para $N = 2, 3, 4$ e 5 , com $m_2 = 0,8m_1$ e $ER = 20\text{dB}$.	88
Figura 5.6. Diagrama em blocos para a transmissão de um sinal digital OOK no sistema RoF proposto.	89
Figura 5.7. Representação de um sinal modulado em OOK.	90
Figura 5.8. Desempenho da BER em função da SNR, considerando a modulação ODSB, para alguns comprimentos de fibra e para o sinal fundamental ($N = 1$), com o DD-MZM simétrico, índices de modulação iguais e na condição de pequenos sinais.	91
Figura 5.9. Desempenho da BER em função da SNR, considerando a modulação OSSB, para alguns comprimentos de fibra e para o sinal fundamental ($N = 1$), com o DD-MZM simétrico, índices de modulação iguais e na condição de pequenos sinais.	92
Figura 5.10. Desempenho da BER em função da SNR, considerando a modulação OSC, para alguns comprimentos de fibra e para o segundo harmônico ($N = 2$), com o DD-MZM simétrico, índices de modulação iguais e na condição de pequenos sinais.	92
Figura C.1. Gráfico das funções de Bessel de primeira espécie de ordem n , com argumento positivo e negativo.	103
Figura C.2. Gráfico das funções de Bessel de primeira espécie de ordem $-n$, com argumento positivo e negativo.	103

Figura C.3. Representação do triangulo para a definição dos parâmetros da fórmula de Graf..... 104

Lista de tabelas

Tabela 3.1. Valores utilizados para a simulação do espectro na saída do PD, no enlace PM-DD.	35
Tabela 3.2. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, no enlace PM-DD.	35
Tabela 3.3. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função da frequência de RF, no enlace PM-DD.	37
Tabela 3.4. Valores utilizados para a simulação do espectro na saída do PD, no enlace PM-DD, para diferentes valores de comprimento.	38
Tabela 3.5. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, no enlace PM-DD, para a comparação entre as abordagens.	43
Tabela 4.1. Valores utilizados para a simulação do espectro na saída do PD, no enlace IM-DD.	66
Tabela 4.2. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, no enlace IM-DD.	66
Tabela 4.3. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, com SD-MZM.	78
Tabela 4.4. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, para comparação entre os formatos de modulação.	79
Tabela 5.1. Valores utilizados para a simulação do gerador fônico de microondas. .	85
Tabela 5.2. Valores utilizados para a simulação da BER em função da SNR.	91
Tabela C.1. Raízes das funções de Bessel de primeira espécie de ordem n	103
Tabela C.2. Relação entre as variáveis das abordagens apresentadas para o teorema de Graf.	105

Lista de abreviaturas e siglas

5G	Sistemas de comunicação de quinta geração.
6G	Sistemas de comunicação de sexta geração.
AM	Modulador eletroóptico de amplitude (<i>amplitude modulator</i>).
AWGN	Ruído gaussiano branco aditivo (<i>additive white Gaussian noise</i>), ou ruído térmico.
BER	Taxa de erro de bit (<i>bit error rate</i>).
BPSK	<i>Binary phase shift keying</i> .
CW	Onda contínua (<i>continuous wave</i>) oriunda de um sinal harmônico no tempo, com amplitude, potência, frequência e fase constantes.
DCF	Fibra com compensação de dispersão (<i>dispersion-compensating fiber</i>).
DD-MZM	Modulador eletroóptico de tipo Mach-Zehnder com dupla excitação (<i>dual-drive Mach-Zehnder modulator</i>).
DSP	Processamento digital de sinal (<i>digital signal processing</i>).
EAM	Modulador de eletroabsorção (<i>electroabsorption modulator</i>).
ER	Razão de extinção (<i>extinction ratio</i>) do modulador eletroóptico de tipo Mach-Zehnder.
E/O	Conversão elétrico-óptico.
FSO	Comunicação óptica no espaço livre (<i>free space optical communication</i>).
IF	Frequência intermediária (<i>intermediate frequency</i>).
IM	Modulador eletroóptico de intensidade (<i>intensity modulator</i>).
IM-DD	Modulação de intensidade e detecção direta (<i>intensity-modulation direct-detection</i>).
IoT	Internet das coisas (<i>internet of things</i>).
LD	Diodo laser (<i>laser diode</i>).
LiNbO ₃	Niobato de lítio.

MATB	Ponto de polarização de transmissão máxima (<i>maximum transmission bias point</i>) da curva de transferência do modulador eletroóptico de tipo Mach-Zehnder.
MITB	Ponto de polarização de transmissão mínima (<i>minimum transmission bias point</i>) da curva de transferência do modulador eletroóptico de tipo Mach-Zehnder.
MWP	Fotônica de microondas (<i>microwave photonics</i>).
MZM	Modulador eletroóptico de tipo Mach-Zehnder (<i>Mach-Zehnder modulator</i>).
NRZ-u	Código de linha unipolar não-retorna-a-zero (<i>unipolar non-return-to-zero</i>).
NZDSF	Fibra monomodo com dispersão deslocada não nula (<i>non zero dispersion-shifted single mode optical fiber</i>).
OAM	Modulação óptica de amplitude (<i>optical amplitude modulation</i>).
ODSB	Modulação óptica de amplitude com banda lateral dupla (<i>optical double sideband</i>).
OIM	Modulação óptica de intensidade (<i>optical intensity modulation</i>).
OPM	Modulação óptica de fase (<i>optical phase modulation</i>).
OSC	Modulação óptica de amplitude com portadora suprimida (<i>optical suppressed carrier</i>).
OSSB	Modulação óptica de amplitude com banda lateral única (<i>optical single sideband</i>).
O/E	Conversão óptico-elétrico.
OOK	<i>On-off keying</i> .
PD	Diodo fotodetector semiconductor (<i>photodetector diode</i>).
PM	Modulador eletroóptico de fase (<i>phase modulator</i>).
PM-DD	Modulação de fase e detecção direta (<i>phase-modulation direct-detection</i>).
QTB	Ponto de polarização de transmissão em quadratura (<i>quadrature transmission bias point</i>) da curva de transferência do modulador eletroóptico de tipo Mach-Zehnder.
RF	Radiofrequência (<i>radio frequency</i>).

RoF	Rádio sobre fibra (<i>radio-over-fiber</i>).
SD-MZM	Modulador eletroóptico de tipo Mach-Zehnder com excitação simples (<i>single-drive Mach-Zehnder modulator</i>).
SNR	Relação sinal-ruído (<i>signal to noise ratio</i>).
SSMF	Fibra óptica monomodo padrão (<i>standard single-mode optical fiber</i>).
WDM	Multiplexação por divisão de comprimento de onda (<i>wavelength-division multiplexing</i>).

Lista de símbolos

$*$	Símbolo matemático utilizado para representar a convolução entre dois sinais.
a	Fator que relaciona os coeficientes de transmissão de potência óptica (r_1 e r_2) das junções Y do MZM.
a_n	Coefficiente complexo que relaciona as funções de Bessel de primeira espécie de ordem n e as fases θ_1 e θ_2 .
$ a_n $	Módulo do coeficiente a_n .
$\angle a_n$	Ângulo do coeficiente a_n .
a_k^*	Coefficiente complexo que relaciona as funções de Bessel de primeira espécie de ordem k e as fases θ_1 e θ_2 , sendo conjugado de a_n .
A_f	Fator relacionado com a perda na fibra óptica, na escala linear, e que depende do seu fator de atenuação.
A_{MZM}	Fator relacionado com a perda por inserção do MZM, obtido a partir do seu fator de atenuação.
A_{PM}	Fator relacionado com a perda por inserção do PM, obtido a partir do seu fator de atenuação.
b	Fator que relaciona os coeficientes de transmissão de potência óptica (r_1 e r_2) das junções Y do MZM.
b_n	Valor binário dos bits gerados aleatoriamente pela fonte de informação digital.
c	Velocidade de propagação da luz no vácuo com valor igual a $2,9979248 \times 10^8$ ($\approx 3 \times 10^8$) metros por segundo (m/s).
cc	Complexo conjugado.
$D(\lambda)$	Coefficiente de dispersão cromática da fibra óptica, em picosegundos por nanometro-quilômetro (ps/(nm.km)).
e	Carga do elétron com valor igual a $1,6021 \times 10^{-19}$ coulombs (C).
$e_f(t)$	Campo elétrico instantâneo na saída da fibra óptica, em volts por metro (V/m).

$e_{MZM}(t)$	Campo elétrico instantâneo na saída do MZM, em volts por metro (V/m).
$e_o(t)$	Campo elétrico instantâneo na saída do laser, em volts por metro (V/m).
$e_{PM}(t)$	Campo elétrico instantâneo na saída do PM, em volts por metro (V/m).
E_b	Energia do bit transmitido.
$E_f(\omega)$	Campo elétrico na saída da fibra óptica, no domínio da frequência, em volts por metro (V/m).
$E_f^*(\omega)$	Conjugado do campo elétrico na saída da fibra óptica, no domínio da frequência, em volts por metro (V/m).
$E_{in}(\omega)$	Campo elétrico na entrada da fibra óptica, no domínio da frequência, em volts por metro (V/m).
$E_{MZM}(\omega)$	Campo elétrico na saída do MZM, no domínio da frequência, em volts por metro (V/m).
E_o	Amplitude do campo elétrico do laser, que pode tornar-se variável no tempo, em volts por metro (V/m).
$E_{PM}(\omega)$	Campo elétrico na saída do PM, no domínio da frequência, em volts por metro (V/m).
ER	Razão de extinção do MZM.
ER_{dB}	Razão de extinção do MZM, em decibel (dB).
f_{RF}	Frequência cíclica do sinal de RF, em hertz (Hz).
h	Constante de Planck com valor igual a $6,626 \times 10^{-34}$ joules-segundo (J.s).
$H_f(\omega)$	Função de transferência da fibra óptica, no domínio da frequência.
$i(t)$	Corrente elétrica instantânea na saída do fotodetector, em ampère (A).
I_{DC}	Corrente elétrica média na saída do fotodetector, em ampère (A).
I_o	Valor de polarização da corrente elétrica do diodo laser, em ampère (A).
I_{th}	Corrente de limiar do diodo laser, em ampère (A).
$I(N\omega_{RF})$	Corrente elétrica na saída do fotodetector, no domínio da frequência, para uma determinada componente espectral $N\omega_{RF}$, em ampère (A).
$I(\omega)$	Corrente elétrica na saída do fotodetector, no domínio da frequência, em um valor especificado de frequência angular ω , em ampère (A).

$J_k(x)$	Função de Bessel de primeira espécie de ordem k .
$J_n(x)$	Função de Bessel de primeira espécie de ordem n .
k	Índice do somatório do conjugado do campo elétrico, que corresponde à ordem de determinada componente espectral.
L	Comprimento da fibra óptica, em quilômetros (km).
L_{max}	Valor do comprimento da fibra óptica que indica a ocorrência dos pontos de máxima potência detectada, em metros (m).
L_{min}	Valor do comprimento da fibra óptica que indica a ocorrência dos pontos de mínima potência detectada, em metros (m).
m	Índice de modulação de fase dos braços inferior e superior do MZM, quando $m_1 = m_2 = m$.
m_i	Índice de modulação de fase dos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 .
m_{RF}	Índice de modulação de fase do PM.
n	Índice do somatório do campo elétrico, que corresponde à ordem de determinada componente espectral.
N	Ordem da componente espectral de RF fotogerada, sendo igual a $n-k$.
\mathcal{N}	Processo gaussiano.
N_0	Energia do ruído.
$P_{of}(t)$	Potência óptica instantânea na saída da fibra óptica e aplicada ao fotodetector, em watts (W).
P_L	Potência média na carga na saída do fotodetector, em watts (W).
P_M	Potência média de entrada do PM, em watts (W).
P_{Mi}	Potência média de entrada dos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 , em watts (W).
P_N	Potência dos sinais de microondas gerados, sendo $N = 1, 2, 3, \dots$ a ordem do harmônico.
P_o	Valor médio da potência óptica na saída do laser e incidente no fotodetector, em watts (W).
r	Coefficiente de transmissão de potência do acoplador de RF.

r	Coeficiente de transmissão de potência óptica das junções Y de entrada e de saída do MZM, na condição simétrica ($r_1 = r_2 = r$).
r_i	Coeficiente de transmissão de potência óptica das junções Y de entrada e de saída do MZM, com $i = 1$ e 2 .
r_n	Representa a n -ésima amostra do sinal na entrada do receptor.
R	Argumento da função de Bessel resultante do teorema de Graf, na modelagem do enlace com PM.
R_i	Argumento da função de Bessel resultante do teorema de Graf, na modelagem do enlace com MZM, com $i = 1, 2, 3$ e 4 .
\Re	Responsividade do fotodetector, em ampère por watt (A/W).
$\text{Re}\{.\}$	Operador matemático que representa a parte real de um valor complexo.
T_{max}	Valor do ponto de máximo da função de transferência do MZM.
T_{min}	Valor do ponto de mínimo da função de transferência do MZM.
T_{MZM}	Função de transferência, ou transmitância, do MZM.
T_{quad}	Valor do ponto de quadratura da função de transferência do MZM.
T_S	Período de sinalização do bit transmitido.
v_g	Velocidade de grupo do sinal óptico na fibra, em metros por segundo (m/s).
v_p	Velocidade de fase da portadora óptica na fibra, em metros por segundo (m/s).
$v_M(t)$	Tensão instantânea aplicada a entrada do modulador eletroóptico, em volts (V).
$v_{RF}(t)$	Força eletromotriz do gerador de RF, em volts (V).
$v_{RFi}(t)$	Tensões instantâneas de RF aplicadas aos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 , em volts (V).
V_B	Tensão de polarização resultante da diferença entre as tensões de polarização aplicadas aos braços inferior e superior do MZM, em volts (V).
V_{DC}	Tensão de polarização do PM, em volts (V).
V_{DCi}	Tensão de polarização aplicada aos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 , em volts (V).

V_{RF}	Valor de pico da tensão de RF, em volts (V).
V_{RFi}	Valor de pico das tensões de RF aplicadas aos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 , em volts (V).
V_{π}	Tensão de meia onda do modulador eletroóptico, em volts (V).
$V_{\pi DC}$	Tensão de meia onda de polarização do PM, em volts (V).
$V_{\pi DCi}$	Tensão de meia onda de polarização dos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 , em volts (V).
$V_{\pi RF}$	Tensão de meia onda de RF do PM, em volts (V).
$V_{\pi RFi}$	Tensão de meia onda de RF dos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 , em volts (V).
w_n	Representa a n -ésima amostra do ruído gaussiano branco aditivo.
Z_g	Impedância interna do gerador de RF, em ohms (Ω).
Z_L	Impedância de carga na saída do fotodetector, em ohms (Ω).
Z_M	Impedância de entrada do PM, em ohms (Ω).
Z_{Mi}	Impedância de entrada dos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 , em ohms (Ω).
α	Fator de atenuação da fibra óptica, em neper por quilômetro (Np/km).
α_f	Fator de atenuação da fibra óptica, em decibels por quilômetro (dB/km).
α_{MZM}	Fator de atenuação do MZM, em decibels (dB).
α_{PM}	Fator de atenuação do PM, em decibels (dB).
$\beta(\omega)$	Fator de fase da fibra óptica, em radianos por metro (rad/m).
$\beta_0(\omega_0), \beta_0$	Coeficiente do primeiro termo da expansão em série de Taylor do fator de fase da fibra óptica, relacionado com a velocidade de fase do sinal óptico, em radianos por metro (rad/m).
$\beta_1(\omega_0), \beta_1$	Coeficiente do segundo termo da expansão em série de Taylor do fator de fase da fibra óptica, chamado de atraso de grupo, relacionado com o inverso da velocidade de grupo, em segundos por metro (s/m).
$\beta_2(\omega_0), \beta_2$	Coeficiente do terceiro termo da expansão em série de Taylor do fator de fase da fibra óptica, relacionado com o coeficiente de dispersão cromática, em segundos ao quadrado por radiano-metro ($s^2/(\text{rad.m})$).

$\beta_m(\omega_o)$	Coeficientes da expansão do fator de fase da fibra óptica em série de Taylor em torno da frequência da portadora óptica, em radianos por metro (rad/m).
$\Gamma(.)$	Função Gama (função fatorial).
$\delta[.]$	Função impulso (função delta de Dirac).
ΔL	Periodicidade da ocorrência dos pontos de mínima ou máxima potências detectadas, em metros (m).
$\Delta\phi(t)$	Variação total de fase do sinal óptico causada pelo efeito eletroóptico linear no PM, em radianos (rad).
$\Delta\phi(t)$	Diferença entre as variações de fases dos sinais ópticos nos braços inferior e superior do MZM, em radianos (rad).
$\Delta\phi_i(t)$	Variação total de fase do sinal óptico causada pelo efeito eletroóptico linear nos braços inferior e superior do MZM, com $i = 1$ e 2 , em radianos (rad).
$\Delta\phi_{max}(t)$	Variação total de fase do sinal óptico no ponto de máxima transmissão da curva de transferência do MZM, em radianos (rad).
$\Delta\phi_{min}(t)$	Variação total de fase do sinal óptico no ponto de mínima transmissão da curva de transferência do MZM, em radianos (rad).
$\Delta\phi_{quad}(t)$	Variação total de fase do sinal óptico no ponto de quadratura da curva de transferência do MZM, em radianos (rad).
$\Delta\omega$	Variação de frequência em torno da portadora óptica, em radianos por segundo (rad/s).
η_{LD}	Fator que representa a relação entre a quantidade de fótons emitidos por unidade de tempo e o número de portadores injetados na região ativa do diodo laser por unidade de tempo.
η_{PD}	Fator que representa a eficiência quântica do fotodetector, ou seja, a quantidade de elétrons emitidos pela quantidade de fótons incidentes, ambos tomados por unidade de tempo.
θ_1	Fase inicial do sinal de RF aplicado ao PM, em radianos (rad).
θ_1	Fase resultante da diferença entre as fases dos sinais aplicados aos braços inferior e superior do MZM, em radianos (rad).
θ_2	Variação de fase (estática) do sinal óptico decorrente da polarização no PM, em radianos (rad).

θ_2	Variação de fase (estática) do sinal óptico decorrente da polarização no MZM, que depende da diferença entre as tensões de polarização, em radianos (rad).
θ_A	Fase inicial do sinal de RF aplicado ao braço inferior do MZM, em radianos (rad).
θ_B	Fase inicial do sinal de RF aplicado ao braço superior do MZM, em radianos (rad).
λ_o	Comprimento de onda médio da portadora óptica, em metros (m).
ν	Frequência média do feixe óptico emitido pelo diodo laser, em hertz (Hz).
ξ_{LD}	Fator que depende da área da seção transversal efetiva do laser e da impedância de onda do campo elétrico emitido, em ohms por metro ao quadrado (Ω/m^2).
ξ_{PD}	Fator que depende da área da seção transversal efetiva do fotodetector e da impedância de onda do campo elétrico incidente, em ohms por metro ao quadrado (Ω/m^2).
π	Constante que relaciona o comprimento do diâmetro da circunferência, com valor 3,14159....
σ_w^2	Variância do processo gaussiano.
ϕ	Parâmetro que relaciona a frequência do sinal de RF, a ordem do harmônico, a dispersão cromática e o comprimento da fibra, em radianos (rad).
ϕ_o	Fase inicial da portadora óptica, parcela que pode tornar-se variável no tempo, em radianos (rad).
ϕ_{RF}	Fase inicial do sinal de RF, em radianos (rad).
ω	Frequência angular, em radianos por segundo (rad/s).
ω_o	Frequência angular da portadora óptica, em radianos por segundo (rad/s).
ω_{RF}	Frequência angular do sinal de RF, em radianos por segundo (rad/s).
Ω	Ângulo relacionado com a função de Bessel resultante do teorema de Graf, na modelagem do enlace com PM.
Ω_i	Ângulo relacionado com a função de Bessel resultante do teorema de Graf, na modelagem do enlace com MZM, com $i = 1, 2, 3$ e 4 .

Capítulo 1

Introdução

1.1 Apresentação

Um sistema de comunicações ópticas pode ser representado, de forma simples, por três blocos genéricos, sendo o transmissor, o meio de transmissão e o receptor, como ilustrado na Figura 1.1. Primeiro, o sinal elétrico com a informação é transladado para a faixa óptica do espectro (E/O, conversão elétrico-óptico) por um processo de modulação direta ou externa do sinal óptico do laser. Em seguida, este sinal modulado irá se propagar por uma fibra óptica e na outra extremidade um fotodetector é utilizado para transladar o sinal óptico para a faixa elétrica (O/E, conversão óptico-elétrico), recuperando a informação transmitida [1].

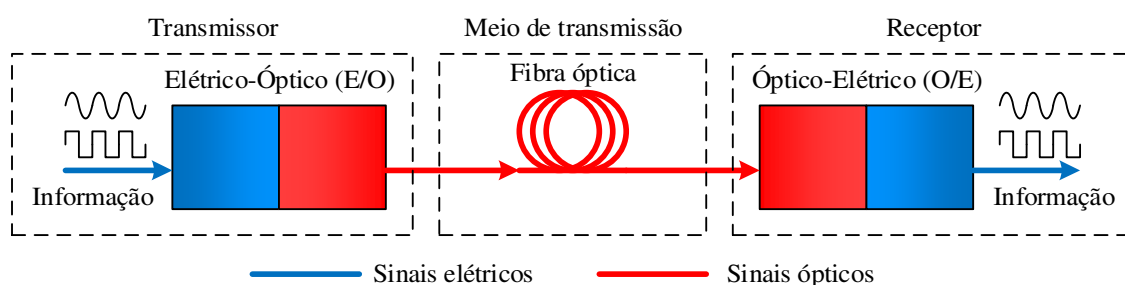


Figura 1.1. Diagrama em blocos de um sistema de comunicações ópticas constituído pelo transmissor, pelo meio de transmissão e pelo receptor.

O transmissor inclui a fonte do sinal elétrico a ser transmitido e a fonte emissora de luz que gera a portadora óptica com um diodo laser (LD, *laser diode*). A informação elétrica pode ser analógica ou digital e estar em banda base ou transladada para frequências elevadas, ou seja, modulando uma (sub)portadora de radiofrequência (RF, *radio frequency*). O processo de modulação direta da portadora óptica ocorre quando o sinal elétrico é aplicado diretamente ao LD, também chamada de modulação óptica de intensidade (OIM, *optical intensity modulation*). A potência óptica emitida é diretamente proporcional à corrente elétrica do sinal de informação. Neste processo de modulação há o efeito do gorjeio de frequência (*chirp*), inerente ao feixe óptico, que ocorre devido à modulação de fase residual, aumentando a largura espectral do sinal óptico, limitando a taxa de transmissão. Em contrapartida, é a forma mais simples de modular a portadora óptica [1]-[5].

A modulação externa é outra forma de modular o feixe óptico e utiliza moduladores externos, os quais permitem implementar formatos de modulação óptica analógica de fase (OPM, *optical phase modulation*) e de intensidade ou amplitude (OAM, *optical amplitude modulation*). Neste processo, o laser pode operar em regime de onda contínua (CW, *continuous wave*), com potência, frequência e fase constantes, e a modulação do feixe óptico ocorre por meio dos moduladores externos. Há preferência por esta opção em sistemas de alta capacidade e de longas distâncias quando comparada com a modulação

direta, pois permite a operação em faixa larga e em taxas mais elevadas, minimizando as limitações do laser modulado diretamente [5].

O canal de comunicação é o meio físico de transmissão que transportará o sinal do transmissor para o receptor e pode ser do tipo guiado ou não guiado. No primeiro, o feixe óptico permanece confinado na estrutura em toda sua propagação. No segundo, o sinal óptico espalha-se no espaço livre (FSO, *free space optical communication*), reduzindo a eficácia do sistema e necessitando de um alinhamento preciso entre o transmissor e o receptor. Para comunicações em longas distâncias, considera-se a opção guiada por fibra óptica monomodo padrão (SSMF, *standard single-mode optical fiber*), oferecendo baixa perda ao sinal transmitido. Por outro lado, na fibra, os níveis envolvidos devem estar dentro de certos limites para evitar não linearidades. Outro aspecto é o efeito da dispersão cromática, originada por diferentes velocidades de propagação, que provoca o alargamento temporal dos sinais e a degradação da informação, impondo limitações na taxa e na distância de transmissão. Em fibras multimodo, isso ocorre de forma mais acentuada e em sistemas de comunicações ópticas tem-se preferência pela fibra monomodo [1].

O receptor recupera o sinal elétrico de informação e é composto por um fotodiodo semiconductor, chamado fotodetector (PD, *photodetector diode*), do qual existem diferentes modelos. A corrente elétrica fotogerada é proporcional à potência óptica incidente nesse dispositivo. Fontes de ruídos de diferentes origens influem na sensibilidade de recepção e comprometem a recuperação da mensagem original [1].

Nos sistemas de comunicações que utilizam fibras ópticas há um aumento significativo na largura de faixa disponível e na capacidade de transmissão, se comparado aos sistemas de microondas. Como exemplo, a frequência da portadora óptica é tipicamente da ordem de 193THz (aproximadamente 1550nm), enquanto que em microondas atinge até algumas dezenas de giga-hertz [1][4]. Também, a fibra óptica possui baixa perda, da ordem de 0,2dB/km em 1550nm, e este valor é em torno de centenas de decibels por quilômetro em sistemas de microondas que utilizam linhas de transmissão ou guias de ondas [6][7].

A baixa perda, a ampla largura de faixa e a imunidade a interferências eletromagnéticas despertam o interesse no projeto e implementação de soluções fotônicas para comunicações de alta capacidade e de longas distâncias ou para desenvolvimento de dispositivos [8]. Grande parte dos serviços mundiais de voz, vídeo e dados são transportados em fibras ópticas, formando uma imensa rede interconectada. A necessidade do aumento da capacidade por fibra e a redução do custo por informações transmitidas levam ao interesse de sistemas mais eficientes. Assim, formatos de modulações ópticas são importantes nos projetos dos modernos sistemas de comunicações [9]-[12]. A união entre as áreas de RF e óptica, considerando seus aspectos positivos, tornou a fotônica de microondas atrativa para suprir a necessidade de interconectividade global e estimulou o desenvolvimento de novos circuitos e dispositivos [5][13]-[15].

Em comunicações ópticas analógica ou digital há características que devem ser consideradas, como o ruído e o tempo de amostragem, que degradam o sinal na modulação, transmissão e na recepção. Em sistemas digitais, o sinal de informação assume dois estados, formatado por sequência de bits (zeros e uns), que modula a portadora óptica por um processo de chaveamento. Em longas distâncias, devem ser inseridos repetidores ao longo do enlace para regenerar o sinal transmitido, além de amplificadores ópticos para compensar a atenuação da fibra. Assim, fontes de ruído são adicionadas ao sinal, dificultando

a recuperação da informação, aumentando a probabilidade de erro. A inserção desses circuitos torna o sistema mais complexo e dispendioso. Por outro lado, se a informação modular uma (sub)portadora de RF que, por sua vez, irá modular a portadora óptica, tem-se o enlace analógico, que também deve considerar o ruído e o tempo de amostragem. Porém, o impacto será na recepção, ponto em que ocorre a recuperação da informação. Neste caso, deve-se avaliar o efeito da dispersão da fibra, que contribui com o erro durante o processo de decisão, devido ao alargamento temporal dos sinais. Em comunicações de longas distâncias há a preferência pelos enlaces analógicos [13].

1.2 Fotônica de microondas

A fotônica de microondas (MWP, *microwave photonics*) é um campo multidisciplinar que envolve as áreas óptica e de RF e microondas. Contempla a geração, o processamento, o controle e a transmissão de sinais de RF e microondas utilizando dispositivos fotônicos [16]-[20]. O desenvolvimento de circuitos para aplicações em sistemas de comunicações móveis, satélites, televisão, entre outros, têm demandado maiores taxas de transmissão, baixas perdas, operações em altas frequências (por exemplo, ondas milimétricas, 30GHz a 300GHz) e em ampla largura de faixa. Os sistemas de microondas têm altas perdas e parte da capacidade de transmissão é limitada pelos complexos circuitos eletrônicos [13]. Mesmo com o avanço da microeletrônica e das plataformas para processamento de sinais, ainda há dificuldades na implementação destes circuitos em frequências mais elevadas. Além de solucionar parte destas questões, a MWP também se torna atrativa pelo seu baixo peso, dimensões reduzidas e imunidade a interferência eletromagnética [14].

Uma das aplicações da fotônica de microondas é a transmissão de sinais de RF por meio da fibra óptica, chamada de sistema de rádio sobre fibra (RoF, *radio-over-fiber*) [21]. A ideia é distribuir um mesmo sinal de RF para diferentes estações e, conseqüentemente, para vários usuários. A (sub)portadora de RF modula a portadora óptica de forma analógica empregando dispositivos fotônicos, configurando um enlace de RoF [14]. Desta forma, minimiza-se a necessidade de utilização de circuitos de conversão de altas frequências e de amplificadores de ganhos elevados em equipamentos de transmissão, simplificando o sistema. Este procedimento auxilia na redução de limitações por ruído, principalmente para informações digitais enviadas até o rádio transmissor [5][13][14]. Assim, concentra-se o sinal na central onde se tem maior e melhor controle sobre os equipamentos e as informações. A MWP também é direcionada ao desenvolvimento e à implementação de diversas soluções de circuitos para processamento de sinais de RF e microondas com o auxílio de dispositivos fotônicos [22], sendo algumas apresentadas na próxima seção.

1.3 Algumas aplicações

Enlaces fotônicos analógicos têm atraído interesse em muitas aplicações e têm havido esforços direcionados às pesquisas e aos desenvolvimentos de sistemas, circuitos e dispositivos, impulsionados por demandas comerciais e militares. Devem ser destacadas a

geração e o processamento de sinais de RF e os sistemas RoF [22]-[26]. Citam-se a distribuição de sinais para comunicações móveis e sem fio com acesso por RoF, redes de televisão a cabo, entre outras [27][28]. Como ilustração, na Figura 1.2(a) tem-se uma central de comunicação conectada a diversas estações-base. Utiliza-se em uma rede metropolitana de alta capacidade por fibra óptica, para distribuir sinais de vários sistemas de comunicação às redes locais ou aos usuários [29].

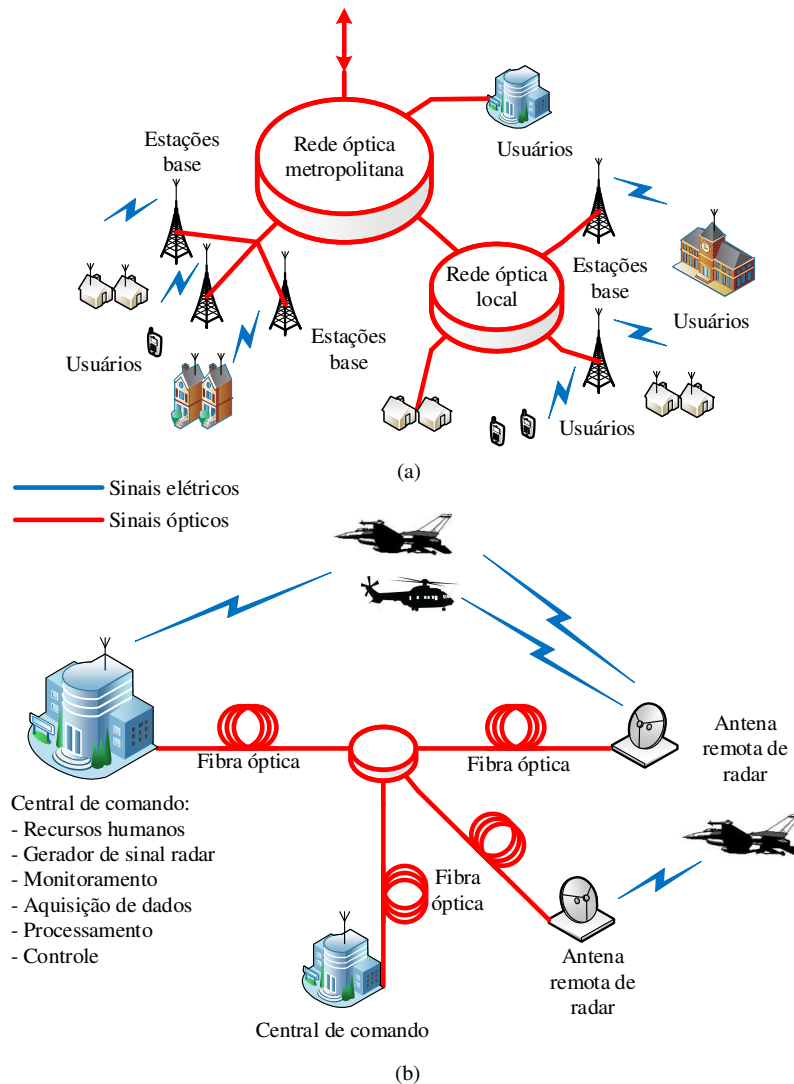


Figura 1.2. (a) Sistema de comunicação RoF de alta capacidade aplicado à comunicação. (b) Sistema RoF para conexão entre a central de comando e antenas remotas de radar ou com outras centrais.

Algumas configurações permitem aumentar a capacidade da transmissão utilizando vários enlaces RoF por meio da multiplexação dos sinais (WDM, *wavelength-division multiplexing*), ou vários sinais em um único enlace [1][13][14][30][31]. Recentemente, os sistemas RoF foram utilizados como suporte às redes quinta geração (5G) e em internet das coisas (IoT, *internet of things*), garantindo flexibilidade na distribuição de diferentes serviços e aplicações e redução do consumo de energia [32].

A fotônica de microondas também é aplicada à implementação de circuitos como osciladores optoeletrônicos para geração e distribuição de sinais de RF precisos ou para

referências estáveis (*clock*), conversores de subida e de descida (*upconverters* e *downconverters*) [13][33][34], filtros fotônicos de microondas [35]-[39], alimentação remota, arranjo e controle do diagrama de irradiação de antenas, entre outros [13][16][17].

Os circuitos e dispositivos de um equipamento para geração e processamento de sinais de radar foram implementados utilizando a fotônica de microondas [40]. No setor militar e de guerra eletrônica, os sinais dos sistemas de radar podem ser transmitidos para antenas remotas localizadas a vários quilômetros da central de comando, ou podem ser distribuídos para outras centrais, como ilustrado na Figura 1.2(b). Essa versatilidade é interessante porque os recursos humanos e os equipamentos podem estar em locais seguros, enquanto que as antenas ficam em campo [41]-[44].

Uma arquitetura com dois enlaces RoF foi empregada para processamento de sinais de radar em curtas distâncias em uma embarcação [13]. Os dois trechos são conectados a uma mesma antena por um circulador de RF, para a transmissão e recepção dos sinais. Nesse sistema há uma necessidade rigorosa em relação ao desempenho do ruído de fase, que é possível utilizando a MWP. Os dispositivos de conversão de frequências e de amplificação podem ficar na estação de processamento, diminuindo o peso e o tamanho dos circuitos próximos a antena. Também há a possibilidade de utilizar a arquitetura em aplicações de radar com FSO [45], excitação remota de antenas [46][48], determinação de frequências de sinais desconhecidos [49][50], transmissão e recepção de sinais para localização de alvos [51], entre outras [52]-[54].

A utilização de altos valores de índices de modulação tem sido aplicada em instrumentação [55]. A caracterização e a medição em altas frequências da eficiência de moduladores ópticos também foi investigada [56]. Foram demonstrados analisadores vetoriais de circuitos de alta resolução e grande largura de faixa utilizando moduladores eletroópticos com banda lateral dupla e única [57]-[59]. Geradores de forma de onda, como de pulsos triangulares, baseados em dispositivos fotônicos foram também propostos [60]. Algumas partes dos subsistemas de satélites estão sendo implementadas com dispositivos fotônicos, semelhantes aos abordados neste trabalho [61].

Recentemente, a tecnologia MWP tem trazido benefícios para a Indústria 4.0 e têm sido realizados desenvolvimentos nesta área. Com uma produção descentralizada há a necessidade de aumentar o uso de sensores ópticos interconectados às máquinas. Utilizam-se redes de comunicação e de sensores para monitoramento da infraestrutura e dos processos de qualidade. Trata-se de mais uma área na qual a fotônica de microondas tem se tornado promissora [62].

Os moduladores externos têm sido empregados como biosensores fotônicos integrados, possibilitando diagnósticos médicos de doenças de forma preventiva e em estágios iniciais [63]. Foram propostas aplicações em sensoriamento de atividades eletrofisiológicas, utilizando moduladores eletroópticos acoplados a alguma vestimenta [64].

Os modernos sistemas de comunicações de quinta geração (5G) possibilitam taxas típicas de 10Gb/s [65]-[68]. Com o aumento da demanda e novas aplicações, haverá necessidade de taxas da ordem de centenas de gigabits por segundo (Gb/s) até terabits por segundo (Tb/s), com baixíssima latência [69]. Para cumprir estas exigências, iniciaram-se pesquisas e esforços direcionados às futuras redes de comunicação de sexta geração (6G). Há grande interesse nas frequências das faixas de subterahertz (sub-THz), 100GHz a 300GHz, ou terahertz (THz), 300GHz a 3THz [69] e até limites superiores em torno de 10THz [70]. Os recursos espectrais da faixa de THz têm atraído atenção para futuras redes

de comunicações sem fio. As transmissões nesta faixa ainda não estão disponíveis, pois as fontes de sinais e os receptores ainda estão em fase de desenvolvimento. Para aproveitar os benefícios desta faixa, os dispositivos e circuitos devem operar em faixas bem largas e com alta velocidade. Por este motivo, a fotônica de microondas permite desenvolver tais recursos, além de garantir a geração e a modulação de sinais nessas frequências, o que não seria possível com circuitos eletrônicos [65][70]-[72]. Para os próximos anos é previsto um aumento na demanda pelo tráfego de dados nos sistemas de comunicação sem fio que utilizarão modernas redes com picocélulas ou femtocélulas, possibilitando o monitoramento, o controle e a comunicação de diversas aplicações e serviços [70]. Devem ser tomados cuidados com a alta perda de propagação no espaço livre dos sinais nessas frequências [66].

1.4 Motivação e contribuições do trabalho

A análise do efeito da dispersão cromática foi realizada com as expressões apresentadas na forma de séries infinitas em um enlace óptico analógico utilizando um modulador externo simétrico com mesma divisão de potência [73][74]. Esta questão foi superada quando o modelo foi proposto com expressões fechadas para a potência de saída do fotodetector, possibilitando a utilização de índices de modulação diferentes e na condição de pequenos sinais [75][76]. A análise do enlace com modulador assimétrico, com coeficientes de transmissão diferentes e com mesmos índices de modulação, foi apresentada na forma de séries infinitas, necessitando limitar os termos da expansão [77].

Assim, como contribuição, visando superar as limitações e restrições dos modelos desenvolvidos até o presente momento, neste trabalho são apresentados modelos analíticos fechados em grandes sinais para análise de sistemas de comunicação RoF utilizando MWP, que contemplam, simultaneamente, a assimetria dos moduladores, índices de modulações diferentes e a possibilidade de funcionamento em grandes sinais (valores altos de índices de modulação), situação normalmente não considerada. Nas mesmas modelagens, estão previstas as não linearidades dos moduladores, suas perdas e as influências dos coeficientes de transmissão dos guias. São consideradas as frequências da componente fundamental de RF e dos seus harmônicos, a não linearidade e a responsividade do fotodetector, a frequência e a potência do laser, o comprimento, a atenuação e o parâmetro de dispersão cromática da fibra óptica.

As soluções matemáticas fechadas são desenvolvidas aplicando o teorema de Graf [78], um dos teoremas da adição para as funções de Bessel de primeira espécie. É feita a análise no domínio da frequência por meio da transformada de Fourier, mostrando os espectros de amplitude e de fase no processamento pelas diferentes partes do sistema. Quando necessário ou conveniente, para explicar algum efeito, recorre-se à análise no domínio do tempo. Para justificar a modelagem, são apresentadas comparações entre os resultados dos modelos analíticos em grandes sinais e os aproximados, mostrando diferenças significativas, dependendo dos níveis envolvidos.

Além disso, os modelos analíticos permitem auxiliar o entendimento e a análise dos modernos sistemas de comunicação de 5G e 6G que utilizem enlaces RoF e MWP [32]. Propõe-se a elaboração de um documento que permita a compreensão e a evolução para

novas configurações e novas formas de análise dos enlaces. Os modelos permitem, ainda, a análise da transmissão sinais de RF e microondas em longas distâncias por meio dos sistemas de rádio sobre fibra. Também, por meio de ajustes de parâmetros, possibilitam a avaliação na geração e conversão de sinais de altas frequências e em filtros fotônicos, para as faixas de RF e microondas. Ou seja, dependendo da aplicação, não há a necessidade de nova demonstração analítica. Utilizando a modelagem proposta, são apresentados resultados para aplicações na geração de frequências de microondas e na transmissão de informações digitais do tipo OOK. As modelagens apresentadas são corroboradas por resultados teóricos e experimentais de outros autores, utilizando parâmetros fornecidos nos trabalhos e comparando os formatos das curvas [13][73]-[77][79]-[82].

As propostas de contribuição deste trabalho possibilitaram algumas publicações em periódicos e em congressos, nacionais e internacionais, sendo referenciadas ao longo do texto e listadas no Capítulo 6.

1.5 Objetivo

O objetivo geral deste trabalho é o desenvolvimento de modelos analíticos em grandes sinais para enlaces de transmissão de rádio sobre fibra. Também, aplica-se à implementação de soluções optoeletrônicas para circuitos, como em filtros fotônicos de microondas e geradores fotônicos de frequências de RF e microondas. De forma específica, nas modelagens avaliaram-se as influências dos efeitos da dispersão cromática da fibra óptica, as não linearidades dos moduladores eletroópticos e do fotodetector, a assimetria do modulador, a possibilidade de utilização de índices de modulação diferentes, a análise em grandes sinais, além de outros parâmetros de projeto.

Com um único modelo, obtêm-se as respostas da potência do sinal recebido para enlaces com diferentes tipos de modulações ópticas analógicas que utilizarem os moduladores eletroópticos externos de fase ou de amplitude. Para este último, permite configurar determinado tipo de modulação e formato de espectro, alterando os parâmetros específicos.

1.6 Estrutura do texto

No Capítulo 2, faz-se uma breve descrição sobre as características dos dispositivos dos enlaces apresentados, como o laser, os moduladores eletroópticos, a fibra óptica e o fotodetector. O Capítulo 3 apresenta a modelagem do enlace no domínio da frequência utilizando o modulador eletroóptico de fase e detecção direta. Avalia-se a influência da dispersão cromática nas componentes espectrais ao longo da fibra, com consequência na potência do sinal fotogerado. Comparam-se os modelos em grandes sinais e os aproximados, a fim de justificar a utilização da solução analítica. Mostra-se a influência de índices elevados no comportamento da potência recebida, não sendo observado na solução aproximada.

No Capítulo 4 desenvolve-se a modelagem para o enlace com modulador eletroóptico de amplitude e detecção direta. Mostra-se sua polarização, excitação, suas características

de transferência e alguns formatos de modulação de amplitude. Avalia-se o efeito da dispersão cromática nas componentes, com alterações nas amplitudes dos sinais detectados. Comparam-se os modelos em grandes sinais e os aproximados e mostra-se a potência recebida com alto índice de modulação. O Capítulo 5 apresenta resultados para aplicações como em geração de frequências de microondas e na transmissão de informações digitais do tipo OOK.

Os comentários finais são feitos no Capítulo 6, no qual também se apresenta uma proposta para a conclusão de algumas análises a serem realizadas. Salientam-se os artigos publicados sobre o tema e os trabalhos orientados. No Apêndice A são apresentadas algumas identidades e relações trigonométricas utilizadas no trabalho e no Apêndice B alguns pares e propriedades da transformada de Fourier. No Apêndice C mostram-se relações, propriedades e expansões das funções de Bessel, incluindo o teorema da adição de Graf.

Capítulo 2

Dispositivos de um sistema de rádio sobre fibra

2.1 Introdução

Neste capítulo, apresenta-se uma breve descrição das principais partes e dos dispositivos de um sistema de comunicação de rádio sobre fibra (RoF), com modulação externa e detecção direta. A Figura 2.1 apresenta um diagrama em blocos do enlace constituído de três partes: o transmissor, o meio de transmissão e o receptor. Diferentes tipos de dispositivos ópticos e optoeletrônicos são utilizados na implementação dos modernos sistemas de comunicações ópticas [83]. O transmissor é composto pelo diodo laser (LD), pelo modulador eletroóptico externo e pela fonte de RF. A fibra óptica é o meio de transmissão e no receptor emprega-se um diodo fotodetector (PD). A carga pode ser representada por circuitos ou por equipamentos eletrônicos na faixa de RF e microondas como, por exemplo, antena, filtro, amplificador, transmissor, receptor, transceptor, analisador de espectro, analisador vetorial de circuitos, entre outros.

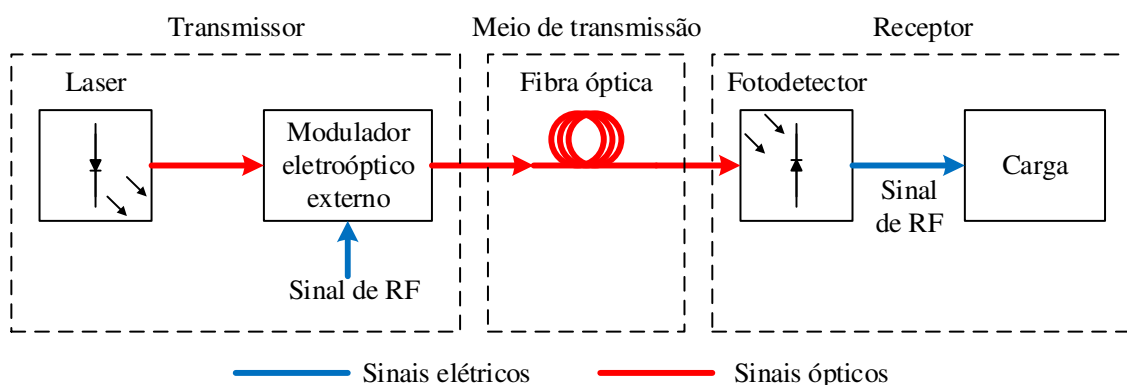


Figura 2.1. Diagrama em blocos de um enlace RoF, com modulação externa e detecção direta, constituído pelo transmissor, o meio de transmissão e o receptor.

Os processos de modulação e de detecção são, por natureza, não lineares e provocam distorções nos sinais ópticos e de RF. Na transmissão, a amplitude do sinal óptico pode dar origem a não linearidades da fibra óptica se exceder certos limites e o efeito da dispersão cromática limita a comunicação em enlaces de longas distâncias. Portanto, estes fatores devem ser observados para garantir a qualidade do sinal e o desempenho do sistema [84][85]. Foram apresentados alguns trabalhos para minimizar estes efeitos. O processamento digital de sinais (DSP, *digital signal processing*) foi utilizado para compensar as distorções por meio de uma pré ou pós equalização no domínio elétrico [10][86]. Foram desenvolvidas fibras com compensação de dispersão (DCF, *dispersion-compensating fibers*), que possuem dispersão negativa de alto valor para compensar a acumulada (geralmente de valor positivo) durante a propagação pela SSMF [11][87]-[90]. Normalmente, utilizam-se pequenos trechos ao longo do enlace, inserindo baixas atenuações

[10]. Outras técnicas foram propostas utilizando pré-distorção eletrônica e diferentes arranjos com moduladores eletroópticos externos [91][92]. Entretanto, torna-se mais complexa a implementação dos sistemas que empregam essas soluções.

2.2 Diodo laser

Considera-se um diodo laser semicondutor (LD) como uma fonte monocromática, ou seja, com um único comprimento de onda, com amplitude e fase constantes. O campo elétrico instantâneo do sinal óptico na saída do diodo laser, em volts por metro (V/m), sem modulação e em condições ideais, pode ser representado por [93]

$$e_o(t) = \text{Re}\{E_o e^{j(\omega_o t + \phi_o)}\} = \text{Re}\{\sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j(\omega_o t + \phi_o)}\}, \quad (2.1)$$

em que E_o é a amplitude em volts por metro (V/m), ω_o é a frequência angular da portadora óptica em radianos por segundo (rad/s), P_o é a potência média do feixe emitido em watts (W), ϕ_o é a fase inicial do campo em radianos (rad) e ξ_{LD} , em ohms por metro ao quadrado (Ω/m^2), é um fator relacionado à impedância de onda [94]-[96] e à área da seção transversal efetiva de emissão do laser. Nesta abordagem, considera-se a fase inicial nula, sem prejuízos para a análise geral do problema. A Figura 2.2 ilustra a curva característica de um diodo laser polarizado diretamente e sem modulação, mostrando a dependência da potência óptica (P_o) de saída com a corrente de polarização (I_o), para valores acima da corrente de limiar (I_{th}).

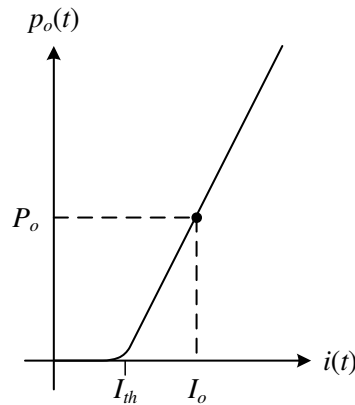


Figura 2.2. Curva característica de um diodo laser sem modulação, considerando a dependência da potência óptica de saída (P_o) em relação à corrente direta na junção (I_o).

A potência óptica emitida pelo diodo laser pode ser representada por [93]

$$P_o = \frac{(I_o - I_{th}) \eta_{LD} h\nu}{e}, \quad (2.2)$$

sendo η_{LD} a relação entre a quantidade de fótons emitidos por unidade de tempo e o número de portadores injetados na região ativa do diodo laser por unidade de tempo. Nesta

expressão, e é a carga do elétron ($e = 1,6021 \times 10^{-19}$ coulombs), h é a constante de Planck ($h = 6,626 \times 10^{-34}$ joules-segundo) e ν é a frequência do sinal em hertz (Hz). O produto $h\nu$ é a energia do fóton em joules (J).

O sinal de saída do laser será considerado com frequência única (um único comprimento de onda), com nível e fase constantes no tempo. Fazendo a transformada de Fourier (Apêndice B) em (2.1), tem-se

$$E_o(\omega) = \pi\sqrt{2\xi_{LD}P_o} \{ \delta[\omega - \omega_o] e^{j\phi_o} + \delta[\omega + \omega_o] e^{-j\phi_o} \}, \quad (2.3)$$

onde $\delta[.]$ é a função impulso (função delta de Dirac). A Figura 2.3 representa esta condição no domínio da frequência, com a amplitude do campo normalizada em relação a $\pi(2\xi_{LD}P_o)^{1/2}$.

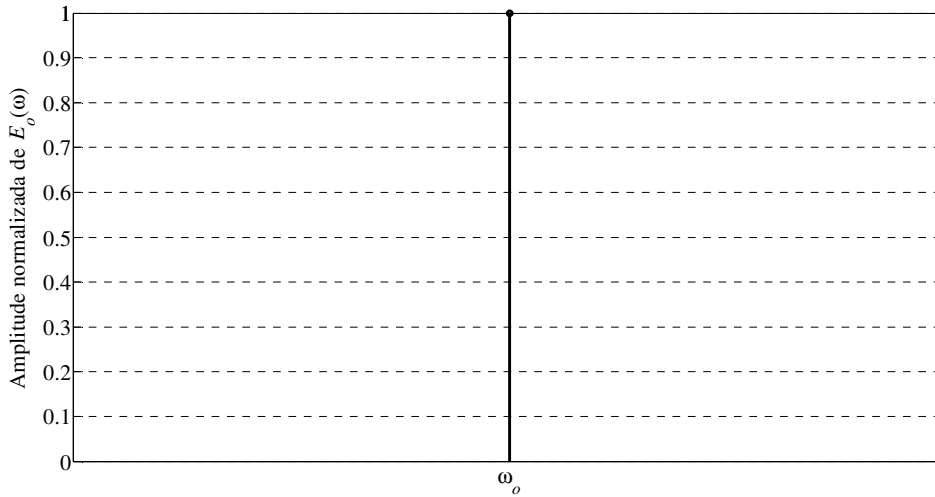


Figura 2.3. Espectro do módulo da amplitude normalizada na saída do diodo laser, considerando apenas a frequência fundamental.

2.3 Moduladores eletroópticos externos

Os moduladores eletroópticos abordados são externos e integrados, como o de fase (PM, *phase modulator*) e o de intensidade (IM, *intensity modulator*) ou amplitude (AM, *amplitude modulator*). Para este último, considera-se a estrutura baseada no interferômetro de Mach-Zehnder (MZM, *Mach-Zehnder modulator*). A (sub)portadora de RF aplicada aos braços do dispositivo modula a portadora óptica gerada pelo laser por meio do efeito eletroóptico linear [93]. Este sinal de RF pode ser modulado ou não e neste trabalho considera-se sem modulação, sem prejuízo na análise geral, pois a informação recebida pela outra extremidade está associada com o nível de potência da portadora de RF. Consideram-se as não linearidades do modulador decorrentes do processo de modulação, as variações dos coeficientes de transmissão dos guias (assimetria) e a possibilidade de índices de modulação diferentes e elevados.

A Figura 2.4 é uma ilustração simplificada de um MZM integrado de niobato de lítio (LiNbO_3) com corte z e com dupla excitação (DD-MZM, *dual-drive Mach-Zehnder modulator*) [97][98]. Em (a) tem-se a vista superior com os guias de ondas ópticos devidamente posicionados com relação ao campo gerado pelo sinal de RF de modulação. Destacam-se as junções Y e os coeficientes de transmissão de potência óptica r_1 e r_2 , os quais são características inerentes à construção do modulador. Na condição simétrica ($r_1 = r_2$), tem-se a mesma transferência de sinal para ambos os braços, ou seja, metade da potência em cada um. Em uma estrutura assimétrica, tem-se $r_1 \neq r_2$. Em uma junção sem perdas, tem-se $r_1 + r_2 = 1$, obedecendo ao princípio da conservação de energia. Na parte (b) da figura apresenta-se o corte transversal do dispositivo. Caso a excitação e a polarização sejam aplicadas em um único eletrodo, tem-se o dispositivo operando com excitação simples (SD-MZM, *single-drive Mach-Zehnder modulator*).

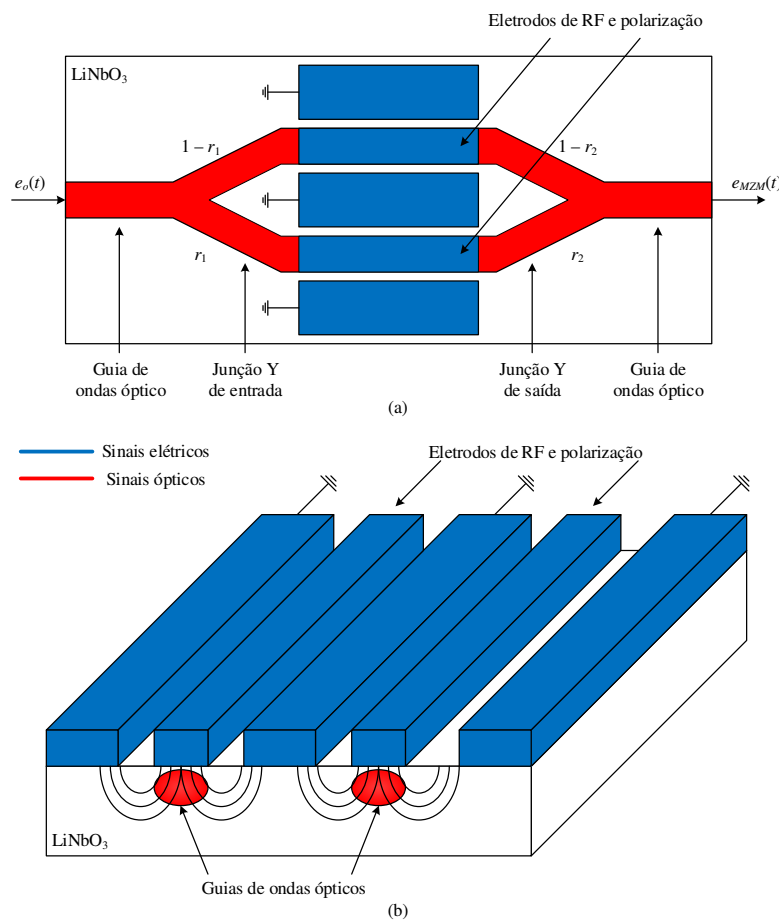


Figura 2.4. Ilustração simplificada de um DD-MZM integrado. (a) Vista superior com os guias de ondas ópticos, eletrodos e as junções Y. (b) Visão do corte transversal.

O sinal óptico do laser aplicado ao modulador é dividido em duas parcelas de acordo com a relação dos coeficientes de transmissão da junção Y de entrada [77]. Uma vez especificada a configuração do modulador, a variação do fator de fase do sinal óptico possui dependência em relação à orientação do substrato e com a geometria dos eletrodos. A alteração na fase do sinal óptico é uma consequência do efeito eletroóptico linear [93]. É composta por duas parcelas, sendo uma estática, decorrente da tensão de polarização, e uma variável no tempo, devido ao sinal de modulação. Ambas são aplicadas nos eletrodos

do modulador. Cada parcela do sinal óptico propaga pelos braços do dispositivo, sofrendo alterações em suas fases e são combinadas na junção Y de saída [99]-[103]. Ou seja, a estrutura é composta por dois moduladores de fase, resultando em um modulador de amplitude. O projeto do dispositivo leva em consideração alguns requisitos como consumo de energia, tensão de meia onda, largura de faixa de RF, descasamento de velocidade e a imperfeição na construção dos guias e junções [104]-[115].

Há também o modulador externo de eletroabsorção (EAM, *electroabsorption modulator*) usado em sistemas de alta capacidade e que opera com baixa tensão de alimentação. Possibilita a integração com dispositivos fotônicos, podendo ser implementado no mesmo substrato do laser, pois emprega materiais semicondutores. Sua utilização em larga escala ainda é limitada por interferências óptica e elétrica entre as seções do LD e do EAM, distorções de RF, pequena faixa dinâmica óptica, alta perda por inserção óptica e baixa razão de extinção [2][13]. O MZM supera algumas dessas limitações com uma tecnologia bem dominada, é amplamente utilizado e está disponível comercialmente com diferentes especificações [5][13][116][117].

2.4 Fibra óptica

O meio de transmissão considerado é uma fibra óptica de sílica do tipo monomodo padrão (SSMF), operando no comprimento de onda de 1550nm (banda C) [3]. Este valor está na janela de baixa atenuação utilizada para comunicações de longas distâncias. Na propagação na fibra óptica há diferentes fenômenos que ocorrem simultaneamente e influenciam um no outro: o ruído, a filtragem e não linearidades oriundas do efeito Kerr [10].

Este trabalho admite apenas a filtragem relacionada com a dispersão cromática da fibra, que depende dos materiais e do guia de ondas [11]. A dispersão de material é associada à dependência do índice de refração com a frequência. A dispersão de guia de ondas relaciona-se com parâmetros da fibra, como o raio do núcleo e a diferença de índices. Seu controle combinado com a dispersão de material permite o projeto das fibras com dispersão deslocada [1]. Em fibras multimodo, o efeito é mais crítico no desvanecimento da potência, pois ainda há a dispersão intermodal [1][13]. A dispersão é um fator limitante na taxa e na distância de transmissão e, por estes motivos, opta-se pela fibra de tipo monomodo [1].

A fibra é considerada uma estrutura linear, ou seja, as amplitudes envolvidas não são suficientes para causar alterações em suas características. Admite-se a atenuação (α_f) constante em torno do comprimento de onda de operação e na SSMF corresponde ao valor típico de 0,2dB/km em 1550nm [118]. O fator de fase ($\beta(\omega)$) depende da frequência e da dispersão cromática ($D(\lambda)$). Este parâmetro altera as fases das componentes espectrais na propagação do sinal ao longo da fibra. Em outras palavras, as componentes propagam-se com diferentes velocidades, afetando o comportamento da potência do sinal de RF detectado. O valor típico da dispersão cromática para uma SSMF é de 17ps/(nm.km) em 1550nm [118]. No projeto da fibra óptica, é possível certo controle da dispersão [1][87][88].

Assim, o sinal óptico de entrada ($E_{in}(\omega)$), no domínio da frequência, será afetado pelos fatores de atenuação e de fase ao longo do comprimento L da fibra. A função de transferência ($H_f(\omega)$) afeta o campo de saída ($E_f(\omega)$) na forma [15][80][119][120]

$$E_f(\omega) = H_f(\omega) E_{in}(\omega), \quad (2.4)$$

na qual

$$H_f(\omega) = e^{-[\alpha + j\beta(\omega)]L} = |H_f(\omega)| e^{j\angle H_f(\omega)} = (10^{-\alpha_f L/20}) e^{-j\beta(\omega)L} = A_f e^{-j\beta(\omega)L}, \quad (2.5)$$

sendo A_f um fator relacionado à atenuação da fibra óptica, α_f o fator de atenuação em decibel por quilômetro (dB/km), α o fator de atenuação em neper por quilômetro (Np/km), $\beta(\omega)$ é fator de fase dado em radianos por metro (rad/m) e L é o comprimento da fibra em quilômetros. Os fatores de atenuação relacionam-se por $\alpha = \alpha_f / 8,686$, onde $1\text{Np} = 20\log_{10}(e) \approx 8,686\text{dB}$ [1][3][121]. Em uma fibra sem perdas, tem-se $A_f = 1$.

A dependência do fator de fase com a frequência pode ser representada por uma expansão em série de Taylor em torno da frequência da portadora óptica [1][3][13]:

$$\begin{aligned} \beta(\omega) &= \beta_0(\omega_o) + \beta_1(\omega_o)\Delta\omega + \frac{1}{2}\beta_2(\omega_o)\Delta\omega^2 + \dots \\ &= \beta_0(\omega_o) + \beta_1(\omega_o)(\omega - \omega_o) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega_o)(\omega - \omega_o)^2 + \dots, \end{aligned} \quad (2.6)$$

e os termos de ordens superiores não foram apresentados. Os coeficientes são obtidos por

$$\beta_m(\omega_o) = \left. \frac{d^m \beta(\omega)}{d\omega^m} \right|_{\omega=\omega_o}. \quad (2.7)$$

A expansão em (2.6) considera que $\beta(\omega)$ varia lentamente com a frequência em torno da portadora óptica (ω_o) e que estas alterações ($\Delta\omega$) sejam muito menores do que a sua frequência original ($\Delta\omega \ll \omega_o$). Esta abordagem caracteriza uma onda quase monocromática. Um dos objetivos deste trabalho é avaliar o efeito da dispersão cromática na transmissão de sinais em sistemas RoF. Admitiu-se uma faixa estreita, com uma variação suave e monotônica em torno da portadora óptica (ω_o). Por este motivo, considera-se a expansão até o terceiro termo, pois os demais ficam sem influência significativa face aos primeiros. Para simplificar a notação, serão utilizados β_0 , β_1 e β_2 em lugar de $\beta_0(\omega_o)$, $\beta_1(\omega_o)$ e $\beta_2(\omega_o)$, respectivamente. Estas parcelas possuem dependências distintas em relação à frequência. O coeficiente β_0 é responsável pela alteração (atraso) constante de fase da portadora óptica, relaciona-se com a velocidade de fase ($v_p = \omega_o/\beta_0$) da portadora óptica e não tem influência no sinal fotodetectado. O segundo fator (β_1) varia linearmente com o desvio de frequência, dado em segundos por metro (s/m). Relaciona-se com o inverso da velocidade de grupo ($\beta_1 = 1/v_g$) e representa o atraso de grupo, não afetando a distorção do sinal. O atraso de grupo é o tempo necessário para um pulso luminoso propagar-se por

unidade de comprimento de fibra [122]. É um parâmetro que faz parte do projeto da fibra com diferentes efeitos em um sistema e geralmente não é incluído na análise de distorção em enlaces analógicos RoF [13][120][123].

O terceiro coeficiente (β_2), dado em $s^2/(\text{rad.m})$, possui dependência quadrática em relação à frequência e associa-se com o coeficiente de dispersão cromática da fibra óptica $D(\lambda)$, dado em $\text{ps}/(\text{nm.km})$. Seu valor é obtido a partir da derivada da velocidade de grupo em relação à frequência. A dispersão é a alteração no atraso de grupo do pulso por unidade de comprimento de fibra e por unidade de comprimento de onda [122]. Causa um alargamento temporal do pulso de luz devido às diferentes velocidades de grupo dos comprimentos de onda que compõem o sinal [122]. Assim, as componentes espectrais irão se propagar com diferentes velocidades, sofrendo diferentes atrasos. A relação entre β_2 e $D(\lambda)$ é dada por [1][3][13][89]:

$$\beta_2 = -\frac{D(\lambda)\lambda_o^2}{2\pi c}, \quad (2.8)$$

na qual c é a velocidade de propagação da luz no vácuo (aproximadamente $3 \times 10^8 \text{m/s}$) e λ_o é o comprimento de onda da portadora óptica, em metros (m). Alguns trabalhos avaliam os termos de ordens superiores em fibras monomodo com dispersão deslocada não nula (NZDSF, *non zero dispersion-shifted single mode optical fiber*) [124][125]. Nesses casos, como o efeito da dispersão ($\beta_2(\omega_o)$) é minimizado, os termos superiores possuem influência mais significativa [126]-[129].

Para uma fibra monomodo padrão existem algumas expressões empíricas para $D(\lambda)$ como, por exemplo,

$$D(\lambda) = L[D_{1550} + S_{1550}(\lambda - 1550)], \quad (2.9) \quad D(\lambda) = \frac{S_0}{4} \left(\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right), \quad (2.10)$$

onde D_{1550} é o coeficiente de dispersão cromática, S_{1550} determina a inclinação de dispersão em D_{1550} e λ é o comprimento de onda de operação. Admite que a fibra esteja operando em torno de 1550nm e que a dispersão nesta janela seja caracterizada por uma relação linear com o comprimento de onda. Na primeira expressão, $D(\lambda)$ é dado em ps/nm , pois há o fator multiplicativo referente ao comprimento do enlace L . Os valores típicos para D_{1550} e S_{1550} são, respectivamente, $17 \text{ps}/(\text{nm.km})$ e $0,056 \text{ps}/(\text{nm}^2.\text{km})$ [130]. Na segunda expressão, $D(\lambda)$ é dado em $\text{ps}/(\text{nm.km})$, λ_0 é o comprimento de onda de dispersão nula, S_0 é o coeficiente de inclinação de dispersão em λ_0 e λ é o comprimento de onda de operação [3][131][132]. A faixa de valores para λ_0 está entre 1304nm e 1324nm e $S_0 \leq 0,092 \text{ps}/(\text{nm}^2.\text{km})$ [118]. A Figura 2.5 mostra o comportamento da dispersão em função do comprimento de onda para as duas expressões, com (2.9) dividida por L . Para a curva de (2.10), destaca-se o ponto de dispersão nula em 1313nm. Na região de interesse de 1550nm as duas curvas apresentam resultados muito próximos.

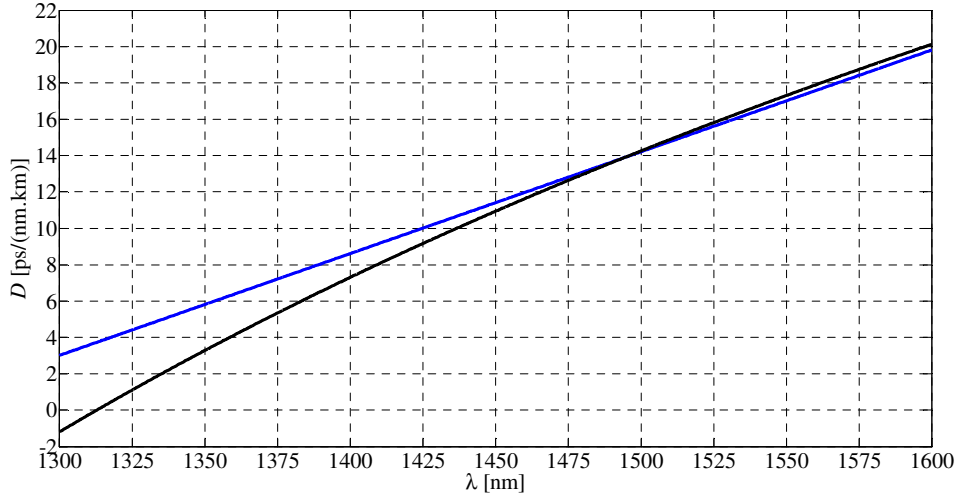


Figura 2.5. Dispersão em função do comprimento de onda, sendo as curvas em azul e em preto referentes a (2.9) e a (2.10), respectivamente.

2.5 Diodo fotodetector

O receptor inclui um diodo fotodetector semicondutor (PD) que receberá o feixe óptico modulado e recupera o sinal de RF a ser entregue a uma carga. Considera-se a detecção direta com resposta quadrática em relação ao módulo do campo óptico incidente. Devido a este comportamento, avalia-se a sua não linearidade no sinal de RF recebido. Neste dispositivo, há fontes aditivas de ruído, como os ruídos térmico, quântico, de disparo ou balístico [1][44][93], não discutidos neste texto.

A corrente elétrica na saída do fotodetector é proporcional à potência óptica instantânea nele incidente ($p_{of}(t)$), quando polarizado reversamente. O parâmetro que relaciona estas duas grandezas é a responsividade (\mathfrak{R}), dada em ampère por watt (A/W). A fotocorrente detectada no domínio do tempo é [1]-[3][93]

$$i(t) = \mathfrak{R} p_{of}(t) = \mathfrak{R} \frac{|e_f(t)|^2}{2\xi_{PD}}. \quad (2.11)$$

Nesta expressão, a potência instantânea é proporcional ao quadrado do módulo do campo elétrico incidente ($e_f(t)$). O valor instantâneo total da corrente é sempre positivo e, geralmente, composto por componentes harmônicas superpostas a um valor médio. Seu valor dependerá da impedância de onda para o campo óptico e da área da seção transversal efetiva do fotodetector. Estes efeitos são agrupados em um fator ξ_{PD} expresso em ohms por metro ao quadrado (Ω/m^2) e será considerado igual a ξ_{LD} empregado na avaliação do diodo laser. A corrente fotogerada pode ser representada por [1]-[3][93]

$$i(t) = \frac{e\eta_{PD}}{h\nu} p_{of}(t), \quad (2.12)$$

sendo η_{PD} a eficiência quântica, ou seja, a quantidade de elétrons emitidos por fótons incidentes no tempo. A Figura 2.6 ilustra a curva característica de um diodo fotodetector polarizado reversamente. Mostra a dependência da corrente média de saída (I_{DC}) com a potência óptica média incidente (P_o), por meio da responsividade [13].

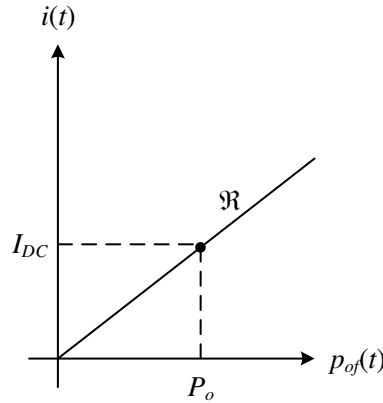


Figura 2.6. Curva característica de um diodo fotodetector, considerando a dependência da corrente de saída (I_{DC}) em relação à potência óptica incidente (P_o).

Fazendo a transformada de Fourier em (2.11), o valor da corrente na saída do fotodetector no domínio da frequência fica [119]

$$I(\omega) = \frac{\mathfrak{R}}{2\xi_{PD}} \frac{E_f(\omega) * E_f^*(\omega)}{2\pi}, \quad (2.13)$$

onde o símbolo * representa convolução e $E_f^*(\omega)$ é o conjugado do campo elétrico na saída da fibra óptica.

2.6 Enlace de rádio sobre fibra

Com a representação do sistema RoF da Figura 2.1 e as descrições das seções anteriores, os enlaces propostos e que serão analisados são designados como de modulação de fase e detecção direta (PM-DD, *phase-modulation direct-detection*) ou de modulação de intensidade e detecção direta (IM-DD, *intensity-modulation direct-detection*). As modelagens consideram alguns formatos de modulações ópticas analógicas, incluindo a de fase (OPM), de amplitude ou intensidade (OAM ou OIM) com banda lateral dupla (ODSB, *optical double sideband*), com banda lateral única (OSSB, *optical single sideband*) e com portadora suprimida (OSC, *optical suppressed carrier*).

Para possibilitar esses formatos de modulações, são utilizados os moduladores eletroópticos de fase (PM), de amplitude ou de intensidade (AM ou IM) de tipo Mach-Zehnder (MZM) com dupla excitação (DD-MZM) e com excitação simples (SD-MZM). A maioria dos sistemas de comunicações ópticas com enlaces analógicos de RoF utilizam a configuração IM-DD com MZM e, por este motivo, recebem mais atenção [1][5][13].

Serão apresentadas as modelagens dos enlaces utilizando os moduladores de fase e de amplitude com detecção direta, para diferentes formatos de modulação óptica analógica.

Será avaliada a potência detectada para as componentes fundamental e harmônicas em algumas condições de polarização do modulador, com diferentes índices de modulação e com excitação de grandes sinais. Também são alterados o comprimento do enlace e a frequência de excitação do modulador, verificando seus efeitos no sinal recebido. Além da análise do enlace RoF com a modelagem proposta, apresentam-se resultados obtidos na geração de frequências de microondas e na transmissão de informações digitais do tipo OOK.

Capítulo 3

Rádio sobre fibra com modulador de fase

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta a modelagem no domínio da frequência para o enlace utilizando o modulador eletroóptico de fase e detecção direta (PM-DD). São mostrados os espectros do módulo e da fase nas partes do sistema. Verifica-se a influência da dispersão cromática nas fases das componentes espectrais na propagação pela fibra óptica. Após o sinal recuperado pelo fotodetector, avalia-se a consequência na amplitude da potência recebida para algumas componentes espectrais, observando pontos de mínima potência dependendo do comprimento da fibra. São feitas comparações entre os modelos analíticos em grandes sinais e sua abordagem aproximada em pequenos sinais, com objetivo de justificar o emprego da solução analítica proposta. Mostra-se a influência do índice de modulação na potência recebida, fato não observado na solução aproximada. São feitos comentários quanto à característica da modulação de fase, sua modulação de amplitude residual e seus efeitos nos sinais.

3.2 Modelagem com modulador de fase e detecção direta

A Figura 3.1(a) apresenta o diagrama em blocos para a modelagem do enlace empregando o modulador eletroóptico de fase e a detecção direta (PM-DD). Na parte (b), tem-se o esquema de excitação do modulador admitindo a aplicação de um único sinal de radiofrequência (RF). Nas seções a seguir são descritas as modelagens em cada parte do sistema.

3.2.1 Transmissor

A força eletromotriz do gerador de RF aplicado ao modulador de fase é

$$v_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \phi_{RF}), \quad (3.1)$$

em que V_{RF} é o valor de pico em volts (V), ω_{RF} é a frequência angular em radianos por segundo (rad/s) e ϕ_{RF} é a fase inicial em radianos. Considera-se este sinal uma onda contínua (CW) e sem modulação, com amplitude, frequência e fase constantes, proveniente de uma função harmônica no tempo.

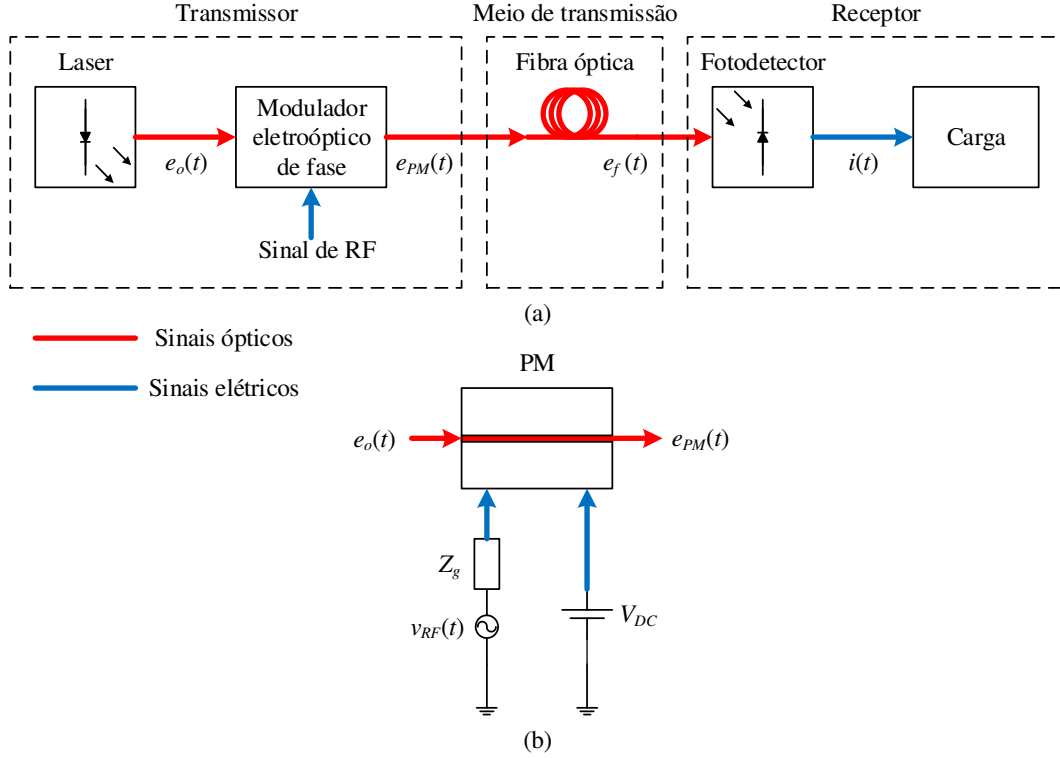


Figura 3.1. (a) Diagrama em blocos de um enlace utilizando o modulador eletroóptico de fase e detecção direta (PM-DD). (b) Esquema de excitação do modulador eletroóptico de fase.

A variação total de fase no sinal óptico, por meio do efeito eletroóptico linear [93], é

$$\begin{aligned} \Delta\phi(t) &= \frac{\pi}{V_{\pi RF}} \frac{v_{RF}(t)}{2} + \frac{\pi}{V_{\pi DC}} \frac{V_{DC}}{2} = \frac{\pi V_{RF}}{2V_{\pi RF}} \cos(\omega_{RF}t + \phi_{RF}) + \frac{\pi V_{DC}}{2V_{\pi DC}} \\ &= m_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \theta_1) + \theta_2, \end{aligned} \quad (3.2)$$

sendo V_{π} a tensão de meia onda do modulador em volts (V), responsável por introduzir uma defasagem de π radianos no campo óptico e seu valor possui dependência com a frequência do sinal elétrico devido ao efeito eletroóptico [93]. O valor V_{π} é fornecido pelo fabricante na folha de dados do dispositivo. O argumento $\phi_{RF} = \theta_1$ e, além disto, o fator $1/2$ é devido à imposição do casamento entre as impedâncias do gerador e da entrada do modulador. A variação de fase θ_2 , que depende da tensão de polarização (V_{DC}) e o índice de modulação (m_{RF}) ficam

$$\theta_2 = \frac{\pi V_{DC}}{2V_{\pi DC}}, \quad (3.3)$$

$$m_{RF} = \frac{\pi V_{RF}}{2V_{\pi RF}}. \quad (3.4)$$

Observa-se que para a defasagem de π radianos é necessário que $V = 2V_{\pi}$. No modulador de fase não é necessária a polarização, dependendo apenas do sinal de modulação de RF [133]. A Figura 3.2 ilustra um circuito equivalente simples com parâmetros concentrados, onde $v_M(t)$ é a tensão instantânea aplicada a entrada do modulador eletroóptico. Mostram-se o gerador de RF e sua impedância interna Z_g conectado à entrada elétrica do modulador eletroóptico, representada pela impedância Z_M . Supondo as impedâncias reais,

o índice de modulação pode ser reescrito em termos da impedância de entrada (Z_M) e da potência média de entrada (P_M) do modulador. Os resultados são [81][134]:

$$m_{RF} = \frac{\pi}{V_{\pi RF}} \sqrt{2Z_M P_M}, \quad (3.5) \quad P_M = \frac{m_{RF}^2 V_{\pi RF}^2}{2\pi^2 Z_M}. \quad (3.6)$$

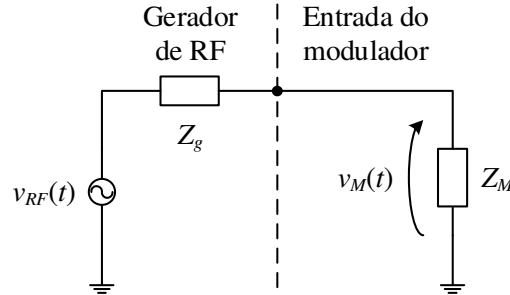


Figura 3.2. Circuito equivalente simplificado utilizando parâmetros concentrados, mostrando o gerador de RF e a entrada do modulador eletroóptico.

Utilizando (2.1) e (3.2), o campo elétrico instantâneo na saída do modulador é

$$e_{PM}(t) = \text{Re} \left\{ A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\omega_o t} e^{j\Delta\phi(t)} \right\}. \quad (3.7)$$

O fator A_{PM} é unitário em estruturas sem perdas e é relacionado à perda por inserção do modulador, obtido a partir do fator de atenuação em decibels (α_{PM}), por

$$A_{PM} = 10^{-(\alpha_{PM}/20)}. \quad (3.8)$$

Substituindo (3.2) em (3.7), tem-se

$$\begin{aligned} e_{PM}(t) &= \text{Re} \left\{ A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\omega_o t} e^{j[m_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \theta_1) + \theta_2]} \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\omega_o t} e^{j\theta_2} e^{jm_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \theta_1)} \right\}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Utilizando a expansão de Jacobi-Anger (Apêndice C)

$$e^{jx \cos(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(x) e^{jn\theta}, \quad (3.10)$$

na qual $J_n(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie de ordem n , o campo na saída do modulador torna-se

$$\begin{aligned}
e_{PM}(t) &= \text{Re} \left\{ A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\theta_2} e^{j\omega_o t} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(m_{RF}) e^{jn(\omega_{RF}t + \theta_1)} \right\} \\
&= \text{Re} \left\{ A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n e^{j(\omega_o + n\omega_{RF})t} \right\}, \tag{3.11}
\end{aligned}$$

sendo

$$a_n = j^n J_n(m_{RF}) e^{j(n\theta_1 + \theta_2)} = J_n(m_{RF}) e^{j\left(n\theta_1 + \theta_2 + n\frac{\pi}{2}\right)} = |a_n| e^{j\angle a_n}, \tag{3.12}$$

$$|a_n| = |J_n(m_{RF})|, \tag{3.13} \quad \angle a_n = n\theta_1 + \theta_2 + n\frac{\pi}{2}. \tag{3.14}$$

A análise de (3.11) demonstra a expansão em série de senos e cossenos semelhante à forma tradicional da série de Fourier [135]-[139]. Portanto, como está representada, identifica-se a série em sua forma exponencial complexa, com período fundamental igual a $2\pi/(\omega_o + n\omega_{RF})$. Nesta abordagem, os coeficientes da série devem ser adaptados de acordo com as funções de Bessel de primeira espécie e sua propriedade para valores negativos de n , $J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x)$. As expressões demonstradas no domínio do tempo serão avaliadas no domínio da frequência com o objetivo de chegar-se a uma função de transferência do meio de transmissão. Fazendo a transformada de Fourier em (3.11), chega-se na seguinte representação no domínio da frequência

$$\begin{aligned}
E_{PM}(\omega) &= \pi A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n + \delta[\omega + \omega_o + n\omega_{RF}] a_n^* \right\} \\
&= \pi A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n + cc \right\}, \tag{3.15}
\end{aligned}$$

e cc indica o complexo conjugado. A Figura 3.3 mostra o espectro na saída do PM para $m_{RF} = 1$ e $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4$. A avaliação do espectro de um sinal modulado em ângulo da forma $\cos[\omega_o t + \phi(t)]$ é complexa. O motivo é o fato de não haver uma maneira simples de relacionar o seu espectro com o espectro da função de modulação $\phi(t)$ [137]. Na parte (a) estão os módulos das amplitudes normalizadas em relação a $\pi A_{PM} (2\xi_{LD} P_o)^{1/2}$. Observa-se uma modulação de fase com banda lateral dupla em torno da portadora óptica, com componentes espectrais deslocadas de $n\omega_{RF}$. As fases dos sinais são apresentadas em (b) com $\theta_1 = 0$ e $\theta_2 = 0$, comportamento de acordo com outras análises [56]. Independentemente da escolha de θ_1 e θ_2 , a amplitude será igual a $|J_n(m_{RF})|$.

As amplitudes das componentes dependem de m_{RF} , que é o argumento das funções de Bessel. Na condição de pequenos sinais ($m_{RF} \ll 1$), tem-se uma redução na distorção harmônica gerada na saída do modulador, observado em (3.12). A maior parte da energia é concentrada na portadora e na componente fundamental de modulação, sendo considerada como uma modulação de faixa estreita [140]. Ainda nesta condição, a portadora possui uma diferença de fase de $\pi/2$ radianos em relação à banda lateral da componente fun-

damental (Figura 3.3(b)) [141][142]. Aumentando o valor de m_{RF} , aumenta-se a não linearidade do dispositivo e as bandas laterais de ordens superiores ficam significativas, aumentando a largura de faixa do sinal modulado. Tem-se uma modulação de faixa larga e cada banda lateral é defasada de $\pi/2$ radianos em relação à anterior (Figura 3.3(b)) [142].

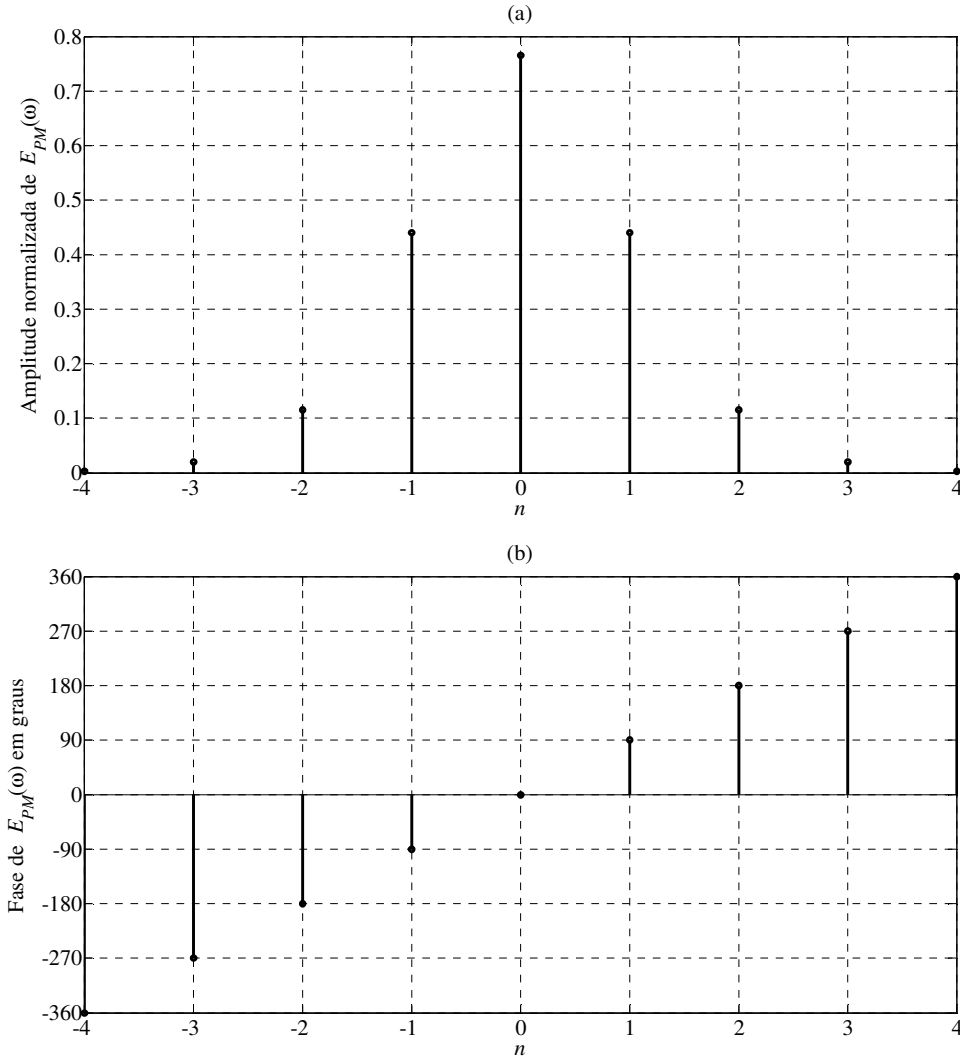
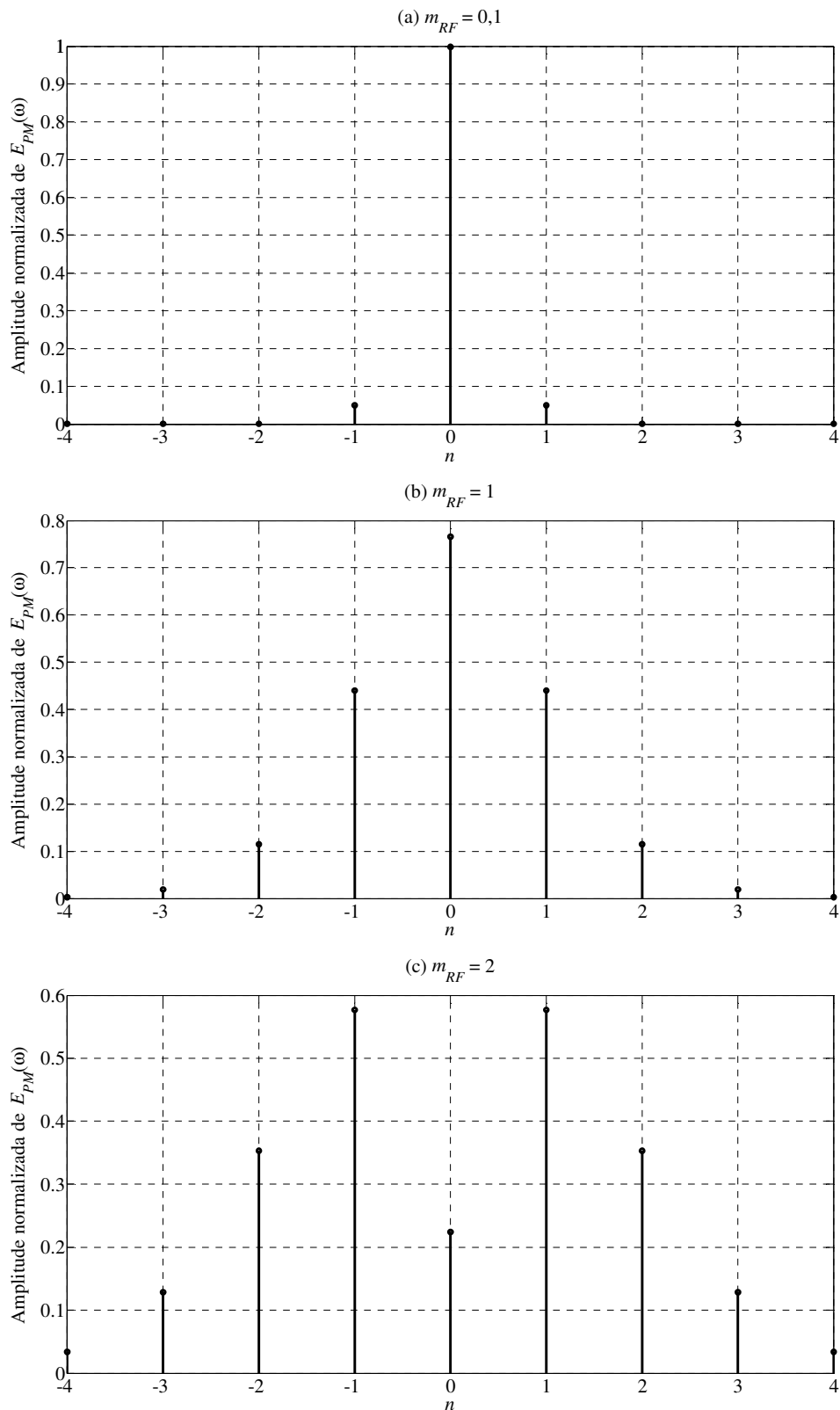


Figura 3.3. Espectro na saída do PM com $m_{RF} = 1$. (a) Módulos das amplitudes normalizadas. (b) Fases dos sinais em graus.

Dependendo do índice de modulação, a amplitude de determinada componente, inclusive da portadora, pode aumentar ou diminuir conforme o comportamento da respectiva função de Bessel. A Figura 3.4 mostra esta característica para alguns valores de m_{RF} , com as amplitudes normalizadas em relação a $\pi A_{PM}(2\xi_{LD}P_o)^{1/2}$. Na parte (d), a portadora é suprimida, pois o valor do índice de modulação utilizado é igual a primeira raiz de J_0 . Ou seja, para valores de m_{RF} que coincidirem com as raízes de J_n , as respectivas componentes espectrais irão se anular. Este efeito é observado nas partes (e) e (f) com m_{RF} igual a 3,832 e 5,136, que são as primeiras raízes não nulas de J_1 e J_2 , suprimindo a componente fundamental e o segundo harmônico, respectivamente. A amplitude de determinada componente pode anular-se para alguns valores específicos do argumento da respectiva função de Bessel. Por exemplo, para $m_{RF} = 2,405$ tem-se a supressão da portadora óptica, pois

este valor é a primeira raiz de J_0 e sua energia distribui-se entre os harmônicos. Com $m_{RF} = 3,832$, anula-se a componente fundamental de modulação ω_{RF} , para $m_{RF} = 5,136$ o seu segundo harmônico e assim por diante. Essa característica pode ser de relevância para a geração de frequências mais elevadas por meio de uma sintetização de frequências, ou seja, o sistema funciona como um misturador (*mixer*) fotônico de microondas.



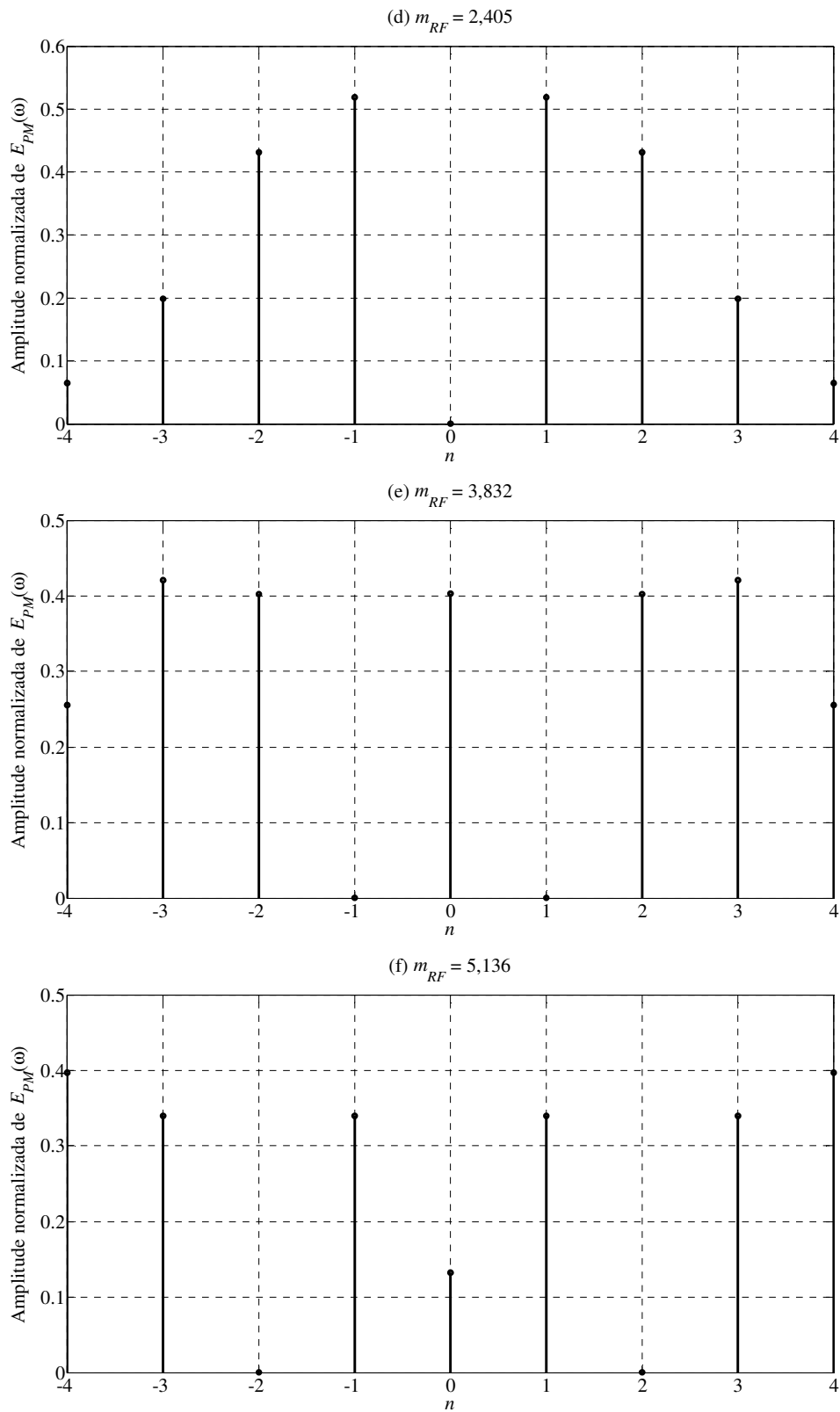


Figura 3.4. Espectro na saída do PM com os módulos das amplitudes normalizadas. (a) $m_{RF} = 0,1$, (b) $m_{RF} = 1$, (c) $m_{RF} = 2$, (d) $m_{RF} = 2,405$, (e) $m_{RF} = 3,832$ e (f) $m_{RF} = 5,136$.

3.2.2 Comentários sobre a modulação de fase

Retirando a parte real em (3.7), tem-se

$$\begin{aligned} e_{PM}(t) &= A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \cos[\omega_o t + \Delta\phi(t)] \\ &= A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \left\{ \cos(\omega_o t) \cos[\Delta\phi(t)] - \sin(\omega_o t) \sin[\Delta\phi(t)] \right\}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Em pequenos sinais, isto é, com índice de modulação muito menor do que a unidade, tem-se que $\cos[\Delta\phi(t)] \approx 1$ e $\sin[\Delta\phi(t)] \approx \Delta\phi(t)$ (Apêndice A). Utilizando (3.2) com θ_1 e θ_2 iguais a zero, o resultado anterior torna-se

$$\begin{aligned} e_{PM}(t) &= A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \left[\cos(\omega_o t) - \Delta\phi(t) \sin(\omega_o t) \right] \\ &= A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \left[\cos(\omega_o t) - m_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \sin(\omega_o t) \right] \\ &= A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \left\{ \cos(\omega_o t) - \frac{m_{RF}}{2} \left[\sin(\omega_o t + \omega_{RF} t) + \sin(\omega_o t - \omega_{RF} t) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Neste caso, tem-se uma modulação de fase em faixa estreita e observam-se a portadora com amplitude constante e as bandas laterais do sinal de modulação, semelhante a uma modulação de amplitude com banda lateral dupla. Esta situação pode ser alcançada utilizando baixo índice de modulação, na qual as componentes de ordens superiores possuem amplitudes desprezíveis, ou utilizando um processo de filtragem na saída do modulador. Assim, na modulação angular, quando consideradas aproximações em sua descrição analítica, há também o efeito de uma modulação de amplitude residual e seu efeito é mais significativo para altos índices de modulação [140]-[142].

Para mostrar o efeito da modulação de amplitude residual com mais componentes espectrais, foi realizada a expansão de (3.11) até o termo de quarta ordem, com θ_1 e θ_2 iguais a zero. Selecionando a parte real, resulta em

$$\begin{aligned} e_{PM}(t) &= A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \left\{ J_0(m_{RF}) \cos(\omega_o t) + \right. \\ &\quad + J_1(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + \omega_{RF} t + \pi/2) - \cos(\omega_o t - \omega_{RF} t - \pi/2) \right] + \\ &\quad + J_2(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 2\omega_{RF} t + \pi) + \cos(\omega_o t - 2\omega_{RF} t - \pi) \right] + \\ &\quad + J_3(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 3\omega_{RF} t + 3\pi/2) - \cos(\omega_o t - 3\omega_{RF} t - 3\pi/2) \right] + \\ &\quad \left. + J_4(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 4\omega_{RF} t + 2\pi) + \cos(\omega_o t - 4\omega_{RF} t - 2\pi) \right] \right\} \\ &= A_{PM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \left\{ J_0(m_{RF}) \cos(\omega_o t) - \right. \\ &\quad - J_1(m_{RF}) \left[\sin(\omega_o t + \omega_{RF} t) + \sin(\omega_o t - \omega_{RF} t) \right] - \\ &\quad - J_2(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 2\omega_{RF} t) + \cos(\omega_o t - 2\omega_{RF} t) \right] + \\ &\quad + J_3(m_{RF}) \left[\sin(\omega_o t + 3\omega_{RF} t) + \sin(\omega_o t - 3\omega_{RF} t) \right] + \\ &\quad \left. + J_4(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 4\omega_{RF} t) + \cos(\omega_o t - 4\omega_{RF} t) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

que é a representação da portadora óptica modulada pelo sinal de RF. A Figura 3.5 mostra o sinal com m_{RF} igual a 0,1 e 1, respectivamente, considerando a amplitude normalizada em relação a $A_{PM}(2\xi_{LD}P_o)^{1/2}$. Para baixos valores de índice de modulação (pequenos sinais), a resultante possui amplitude constante, característica da modulação angular. Aumentando o índice de modulação, observa-se a presença de uma modulação de amplitude residual e mais termos devem ser considerados para representar o sinal modulado em fase.

Em função de a amplitude do sinal modulado em fase ser constante, quando avaliada no domínio do tempo e considerando todas as bandas laterais, a energia irá se distribuir entre as diversas componentes espectrais [140][142]. Aplicando o teorema de Parseval [135][136][141] em (3.11), com o campo normalizado em relação a $A_{PM}(2\xi_{LD}P_o)^{1/2}$ e utilizando a propriedade $J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x)$, a potência média do sinal na saída do PM é

$$\begin{aligned}
 P &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |a_n|^2 = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |J_n(m_{RF})|^2 = |J_0(m_{RF})|^2 + 2|J_1(m_{RF})|^2 + 2|J_2(m_{RF})|^2 + \dots \\
 &= |J_0(m_{RF})|^2 + 2\sum_{n=1}^{+\infty} |J_n(m_{RF})|^2 = 1.
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

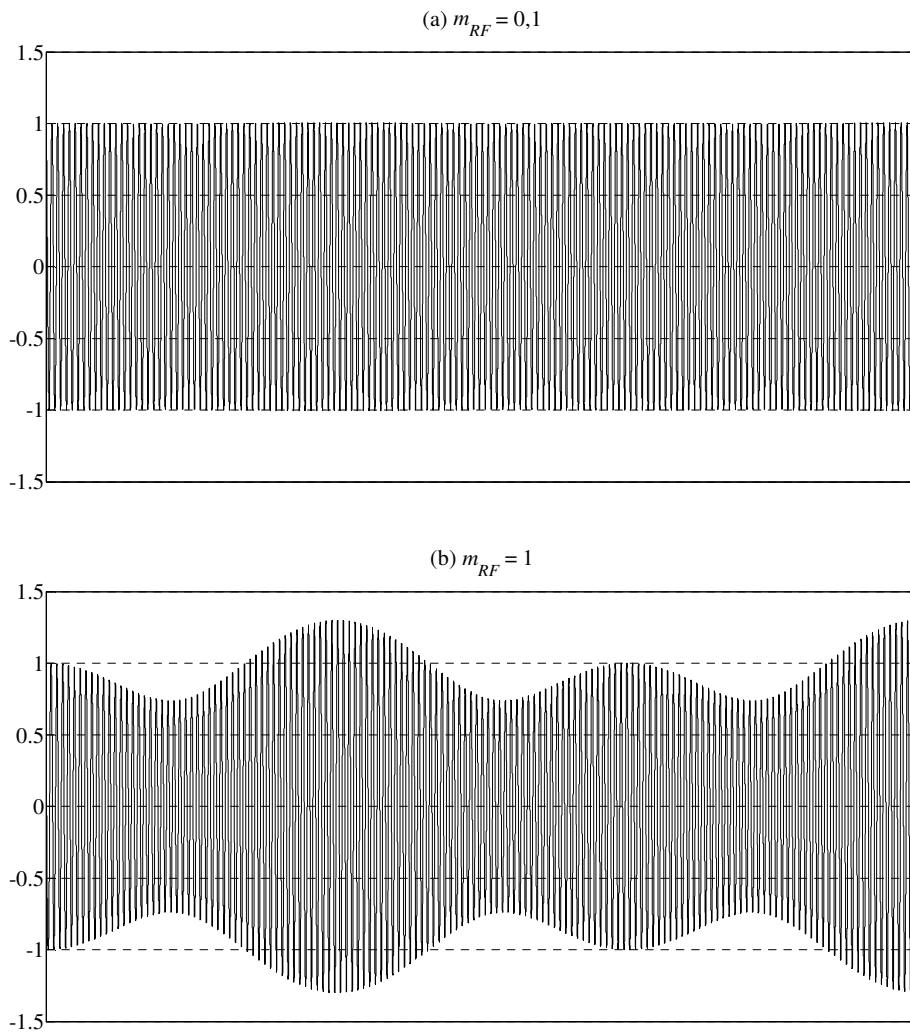


Figura 3.5. Sinal modulado em fase na saída do PM, com índice de modulação igual a 0,1 em (a) e a 1 em (b). Na parte (b) destaca-se a modulação de amplitude residual.

De acordo com um dos teoremas da soma para as funções de Bessel, este resultado é igual à unidade (Apêndice C) e comprova a amplitude com valor constante para a modulação angular. Esta questão pode ser observada na Figura 3.4, aplicando (3.19) nas amplitudes das componentes espectrais. Na ausência do sinal de modulação ($m_{RF} = 0$), a potência média dependerá somente da portadora, $|a_0|^2 = |J_0(0)|^2 = 1$. Portanto, a potência total, com as contribuições da portadora e das bandas laterais, deve ser igual à potência média do sinal sem modulação [123].

3.2.3 Meio de transmissão

O campo na saída do modulador de fase, dado por (3.15), será aplicado na entrada de uma fibra óptica que possui a função de transferência apresentada em (2.5). Em (3.15), a diferença entre as frequências ω e ω_o depende de $n\omega_{RF}$, ou seja,

$$\Delta\omega = \omega - \omega_o = n\omega_{RF}. \quad (3.20)$$

Substituindo em (2.6), a expansão do fator de fase da fibra óptica ($\beta(\omega)$) até o termo quadrático torna-se:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1 n\omega_{RF} + \frac{1}{2}\beta_2 (n\omega_{RF})^2. \quad (3.21)$$

Utilizando (2.5), (3.15) e (3.21) em (2.4) obtém-se o campo elétrico na saída da fibra, no domínio da frequência, e aplicado à entrada do fotodetector:

$$\begin{aligned} E_f(\omega) &= \pi A_{PM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n e^{-j\beta(\omega)L} + cc \right\} \\ &= \pi A_{PM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \times \\ &\quad \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n e^{-j\left[\beta_0 L + n\omega_{RF}\beta_1 L + \frac{1}{2}(n\omega_{RF})^2\beta_2 L\right]} + cc \right\}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Observa-se que as componentes espectrais na entrada da fibra, após se propagarem por sua extensão, terão suas amplitudes afetadas pela atenuação, considerada constante em torno do comprimento de onda de operação. Se isto não ocorrer, implicará em outra fonte de distorção. Suas fases serão alteradas em sua saída por cada uma das exponenciais apresentadas em (3.22). A primeira corresponde a uma constante e a segunda varia linearmente com $n\omega_{RF}$. O fator com variação quadrática de $n\omega_{RF}$ será responsável por introduzir distorção não linear de fase no sinal óptico. Quando detectado, indicará distorção na amplitude e na fase do sinal recuperado, causada por mudanças na frequência e na fase do sinal transmitido. A distorção dependerá da frequência de modulação e do índice de modulação [123]. Devido à variação quadrática, o expoente possuirá o mesmo valor, será simétrico em torno de ω_o e terá mesmo sinal para as componentes $\omega_o + n\omega_{RF}$ e $\omega_o - n\omega_{RF}$ [30][123]. A Figura 3.6 mostra este efeito nas fases dos sinais na saída da fibra para L

igual a 30km, 73km e 100km, respectivamente. Foram considerados $f_{RF} = 10\text{GHz}$, $D = 17\text{ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$, $\lambda_o = 1550\text{nm}$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4$, $\theta_1 = 0$ e $\theta_2 = 0$.

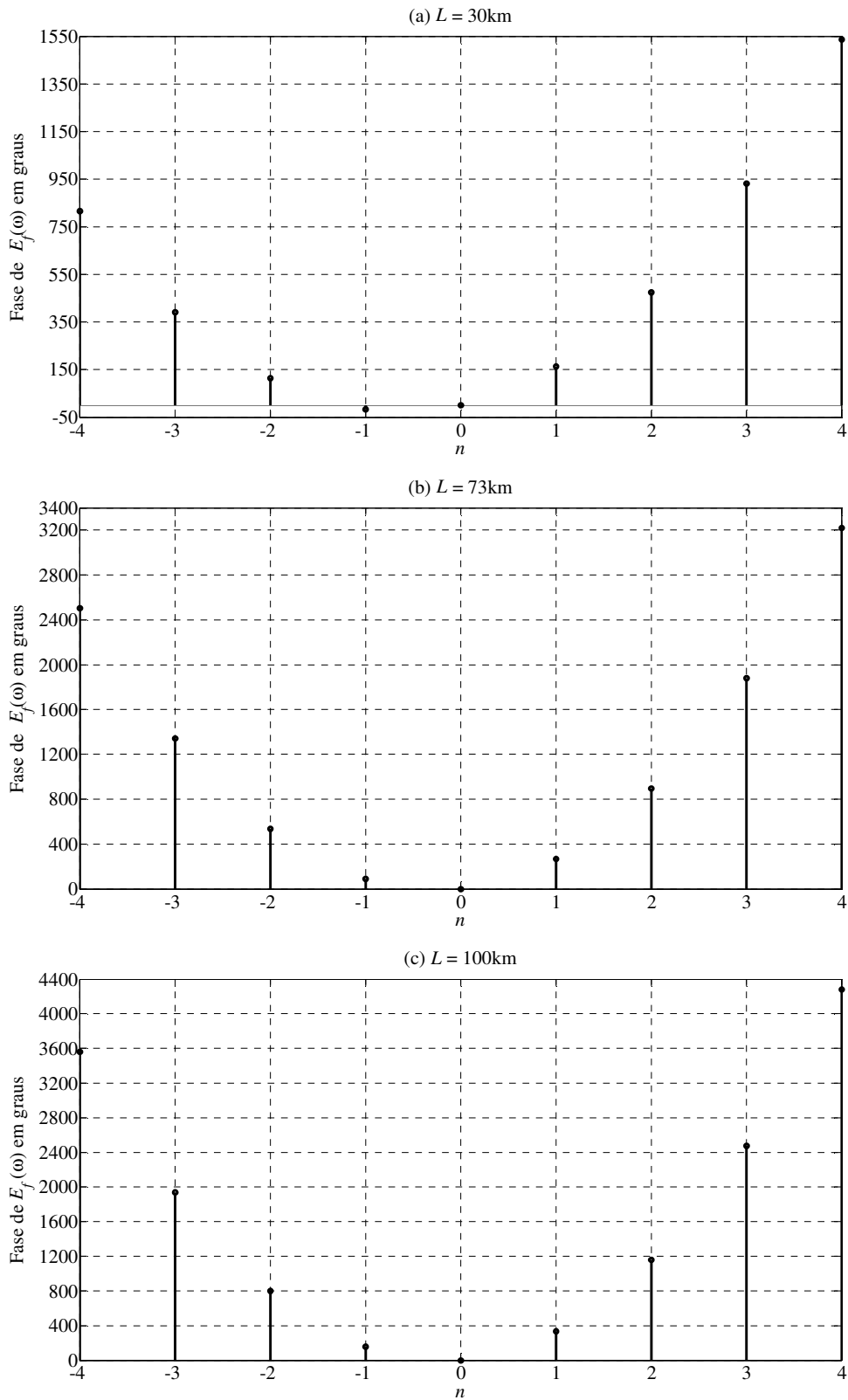


Figura 3.6. Alterações nas fases dos sinais na saída da fibra. (a) $L = 30\text{km}$, (b) $L = 73\text{km}$ e (c) $L = 100\text{km}$.

Observa-se um comportamento parabólico devido ao fator quadrático do termo da exponencial relacionado com a dispersão [56]. Dependendo do comprimento da fibra e das frequências das componentes, ocorrem as alterações das fases causadas pelo efeito da dispersão cromática. A amplitude assume a mesma forma da Figura 3.3(a), sendo afetada pela atenuação da fibra.

A corrente elétrica na saída do fotodetector é proporcional à potência óptica, ou seja, ao quadrado do módulo do campo elétrico incidente, que é o valor original multiplicado pelo seu conjugado, conforme (2.11). Assim, fazendo o conjugado em (3.22) obtém-se

$$E_f^*(\omega) = \pi A_{PM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega + \omega_o + k\omega_{RF}] a_k^* e^{j\left[\beta_0 L + k\omega_{RF}\beta_1 L + \frac{1}{2}(k\omega_{RF})^2 \beta_2 L\right]} + cc \right\}, \quad (3.23)$$

sendo

$$a_k^* = j^{-k} J_k(m_{RF}) e^{-j(k\theta_1 + \theta_2)} = J_k(m_{RF}) e^{-j\left(k\theta_1 + \theta_2 + k\frac{\pi}{2}\right)}. \quad (3.24)$$

3.2.4 Receptor

Para determinação da corrente elétrica na saída do fotodetector no domínio da frequência, substituem-se (3.22) e (3.23) em (2.13) e chega-se a

$$\begin{aligned} I(\omega) &= \frac{\Re}{4\pi\xi_{PD}} \left(\pi A_{PM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \right)^2 \times \\ &\times \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n e^{-j\left[\beta_0 L + n\omega_{RF}\beta_1 L + \frac{1}{2}(n\omega_{RF})^2 \beta_2 L\right]} + cc \right\} \right\} * \\ &* \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega + \omega_o + k\omega_{RF}] a_k^* e^{j\left[\beta_0 L + k\omega_{RF}\beta_1 L + \frac{1}{2}(k\omega_{RF})^2 \beta_2 L\right]} + cc \right\} \right\} \\ &= \frac{\pi A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \times \\ &\times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - (n-k)\omega_{RF}] a_n a_k^* e^{-j(n-k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(n^2-k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} + \right. \\ &+ \delta[\omega - 2\omega_o - (n+k)\omega_{RF}] a_n a_k e^{-j2\beta_0 L} e^{-j(n+k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(n^2+k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} + \\ &+ \delta[\omega + 2\omega_o + (n+k)\omega_{RF}] a_n^* a_k^* e^{j2\beta_0 L} e^{j(n+k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{j\frac{1}{2}(n^2+k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} + \\ &\left. + \delta[\omega + (n-k)\omega_{RF}] a_n^* a_k e^{j(n-k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{j\frac{1}{2}(n^2-k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} \right\}, \quad (3.25) \end{aligned}$$

e, para simplificação, foi considerado $\xi_{LD} = \xi_{PD}$. Os termos com frequências iguais a $2\omega_o \pm (n+k)\omega_{RF}$ podem ser desconsiderados, pois estão fora da faixa de passagem do fotodetector, possuindo amplitudes muito reduzidas [93]. Assim,

$$I(\omega) = \frac{\pi A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - (n-k)\omega_{RF}] a_n a_k^* e^{-j(n-k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(n^2-k^2)\omega_{RF}^2\beta_2 L} + cc \right\}, \quad (3.26)$$

com

$$a_n a_k^* = j^{(n-k)} J_n(m_{RF}) J_k(m_{RF}) e^{j(n-k)\theta_1} = J_n(m_{RF}) J_k(m_{RF}) e^{j(n-k)\left(\frac{\pi}{2} + \theta_1\right)}. \quad (3.27)$$

Observa-se que a corrente fotodetectada não depende da polarização do modulador (θ_2) e de β_0 . Há infinitas componentes espectrais com frequências dadas por $(n-k)\omega_{RF}$. Fazendo

$$n-k = N \rightarrow n = N+k \quad (3.28)$$

e substituindo em (3.26) e (3.27), chega-se a

$$I(\omega) = \frac{\pi A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \times \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] a_{N+k} a_k^* e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(N+2k)N\omega_{RF}^2\beta_2 L} + cc \right\}, \quad (3.29)$$

$$a_{N+k} a_k^* = j^N J_{N+k}(m_{RF}) J_k(m_{RF}) e^{jN\theta_1} = J_{N+k}(m_{RF}) J_k(m_{RF}) e^{jN\left(\theta_1 + \frac{\pi}{2}\right)}. \quad (3.30)$$

Agora, cada componente espectral de ordem N é dada por $N\omega_{RF}$. Reescrevendo (3.29)

$$I(\omega) = \frac{\pi A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] a_{N+k} a_k^* e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(N+2k)\phi} + cc \right\}, \quad (3.31)$$

onde

$$\phi = N\omega_{RF}^2\beta_2 L, \quad (3.32)$$

que é um parâmetro que depende da ordem do harmônico, da frequência fundamental do sinal de RF, do parâmetro de dispersão cromática e do comprimento da fibra.

Substituindo (3.30) em (3.31), chega-se a uma nova expressão

$$\begin{aligned}
I(\omega) &= \frac{\pi A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \times \\
&\times \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] e^{jN\left(\theta_1 + \frac{\pi}{2}\right)} e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(N+2k)\phi} J_{N+k}(m_{RF}) J_k(m_{RF}) + cc \right\} \\
&= \frac{\pi A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \times \\
&\times \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} e^{jN\left(\theta_1 + \frac{\pi - \phi}{2}\right)} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_{N+k}(m_{RF}) J_k(m_{RF}) e^{-jk\phi} + cc \right\}. \tag{3.33}
\end{aligned}$$

Aplicando o teorema da adiça3o das fun33es de Bessel (teorema de Graf), apresentado no Ap3endice C, cada um dos fatores da s3erie do somat3orio em k de (3.33) pode ser reescrito aproveitando esta propriedade. Para utiliz3a-la em (3.33), identificam-se R e Ω . Efeituando a demonstra33o alg3ebraica a partir dos valores na express3o original, verificam-se que o m3odulo e a fase que integram o c3alculo s3ao dados por

$$\begin{aligned}
r &= m_{RF}, \quad r_o = m_{RF}, \quad \theta = 0, \quad \theta_o = \phi, \\
R &= 2m_{RF} \operatorname{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \Omega = \frac{\pi}{2} + \frac{\phi}{2}, \tag{3.34}
\end{aligned}$$

sendo utilizada a identidade $\operatorname{sen}^2(x) = [1 - \cos(2x)]/2$. Substituindo os resultados de (3.34) em (3.33), chega-se a

$$\begin{aligned}
I(\omega) &= \frac{\pi A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \times \\
&\times \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} e^{jN\left(\theta_1 + \frac{\pi - \phi}{2}\right)} J_N \left[2m_{RF} \operatorname{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right) \right] e^{jN\left(\frac{\pi - \phi}{2}\right)} + cc \right\} \\
&= \frac{\pi}{2} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} I(N\omega_{RF}) + cc \right\}, \tag{3.35}
\end{aligned}$$

que 3e um valor real, pois um n3umero complexo somado com seu conjugado 3e igual a dobro da parte real. Considerando apenas o termo referente 3a frequ3encia positiva, cada componente espectral de ordem N pode ser determinada por

$$I(N\omega_{RF}) = (-1)^N e^{jN\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o J_N \left[2m_{RF} \operatorname{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right) \right], \quad \phi = N\omega_{RF}^2 \beta_2 L, \tag{3.36}$$

resultado de acordo com outras publica33es [81][82]. Do ponto de vista da gera33o das componentes espectrais resultantes do processo de batimento no PD, a solu33o apresentada em (3.36) 3e um resultado anal3tico exato e fechado para a corrente detectada. Ou seja, quando os campos dados por (3.22) e (3.23) excitam o PD, contabilizam-se as contribui-

ções dos batimentos entre todas as componentes de ordens n e k para a geração de determinada componente de ordem N , pois $n-k = N$. É uma abordagem sem aproximação, pois não há limitação nos termos dos somatórios de índices n e k , ou uma imposição em pequenos sinais, como em outros trabalhos [56][143]. Leva em consideração, além da ordem N da componente espectral, a potência óptica e o comprimento de onda do LD, as perdas por inserção do PM e da fibra, a responsividade do PD, a fase inicial e a frequência do sinal de RF, o índice de modulação do PM, a dispersão cromática e o comprimento da fibra. Na análise do módulo não há a necessidade de avaliar os resultados com ordens negativas de N . Porém, para realizar a transformada inversa de Fourier, deve-se utilizar $\pm N$ e o termo conjugado para determinada componente espectral, resultando em uma função sinusoidal no domínio do tempo.

Para uma impedância de carga (Z_L) real, a potência média entregue será dada por

$$P_L = \frac{1}{2} |I(N\omega_{RF})|^2 Z_L. \quad (3.37)$$

3.2.5 Condições específicas

Utilizando (3.36) são determinadas as expressões do valor médio ($N = 0$), da componente fundamental ($N = 1$) e dos harmônicos de segunda ($N = 2$), terceira ($N = 3$) e quarta ($N = 4$) ordens, respectivamente, por

$$I(0) = A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o, \quad \phi = 0, \quad (3.38)$$

$$I(\omega_{RF}) = -e^{j\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o J_1 \left[2m_{RF} \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right], \quad \phi = \omega_{RF}^2 \beta_2 L, \quad (3.39)$$

$$I(2\omega_{RF}) = e^{j2\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o J_2 \left[2m_{RF} \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right], \quad \phi = 2\omega_{RF}^2 \beta_2 L, \quad (3.40)$$

$$I(3\omega_{RF}) = -e^{j3\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o J_3 \left[2m_{RF} \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right], \quad \phi = 3\omega_{RF}^2 \beta_2 L, \quad (3.41)$$

$$I(4\omega_{RF}) = e^{j4\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o J_4 \left[2m_{RF} \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right], \quad \phi = 4\omega_{RF}^2 \beta_2 L. \quad (3.42)$$

O resultado apresentado em (3.38) é constante e representa o valor médio da corrente detectada que é proporcional à potência média da portadora óptica. É independente do índice de modulação (m_{RF}) e do parâmetro de dispersão da fibra [105].

Na ausência da fibra ($L = 0$), situação conhecida como *back-to-back*, tem-se que $\phi = 0$ e $A_f = 1$, então (3.36) fica igual a

$$I(N\omega_{RF}) = (-1)^N e^{jN\theta_1} A_{PM}^2 \mathfrak{R}P_o J_N(0), \quad (3.43)$$

que será diferente de zero para $N = 0$. A corrente detectada pelo PD é sensível à variação de amplitude, pois é diretamente proporcional à potência óptica incidente, como apresentado em (2.11). Ou seja, sem o elemento dispersivo, o sinal modulado em fase não será recuperado, obtendo-se apenas o valor contínuo. Com a dispersão, há alteração nas fases dos sinais ao longo da fibra e, como consequência, ocorre a detecção das componentes, de acordo com (3.36).

Conforme comentado, (3.36) representa a solução analítica em grandes sinais para a corrente detectada para determinada componente espectral. Na condição de pequenos sinais ($m_{RF} \ll 1$), ou abordagem em faixa estreita, torna-se

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{(-1)^N e^{jN\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o m_{RF}^N}{N!} \text{sen}^N\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \phi = N\omega_{RF}^2 \beta_2 L, \quad (3.44)$$

onde foram utilizadas as relações $J_n(x) \approx x^n / [2^n \Gamma(n+1)]$, com x muito menor que a unidade, e $\Gamma(n+1) = n!$, sendo Γ a função Gama (ou fatorial) [144]. Representa a solução aproximada em pequenos sinais para a corrente na saída do fotodetector.

3.3 Análise dos resultados

3.3.1 Formato de modulação OPM

A Figura 3.7 mostra o espectro da corrente elétrica na saída do fotodetector para $N = 0, 1, 2, 3$ e 4 . São apresentados os módulos das amplitudes normalizadas em relação a $(A_{PM}A_f)^2 \mathfrak{R}P_o$. Foram considerados os valores informados na Tabela 3.1. Para o comprimento utilizado, observa-se a recuperação da componente fundamental e dos seus harmônicos devido a presença da fibra dispersiva. A Figura 3.8 mostra o comportamento da potência na carga (P_L), em dBm, em função do comprimento da fibra (L), para $N = 0, 1, 2, 3$ e 4 . Foram considerados os valores da Tabela 3.2, com a perda do modulador e a atenuação da fibra nulas. O comportamento está de acordo com resultados teóricos e experimentais de outras publicações [13][56][143]. Para a componente fundamental, há valores de L nos quais a potência se anula, com o primeiro igual a 73,5km, sendo este comportamento periódico. Para os harmônicos de segunda, terceira e quarta ordens, os primeiros pontos de nulo ocorrem para os comprimentos de 36,7km, 24,5km e 18,4km, respectivamente, e também possuem comportamentos periódicos. Isso ocorre porque nesses comprimentos específicos as componentes excitam o fotodetector moduladas em fase, de acordo com (3.36) e descrito na Seção 3.3.2.

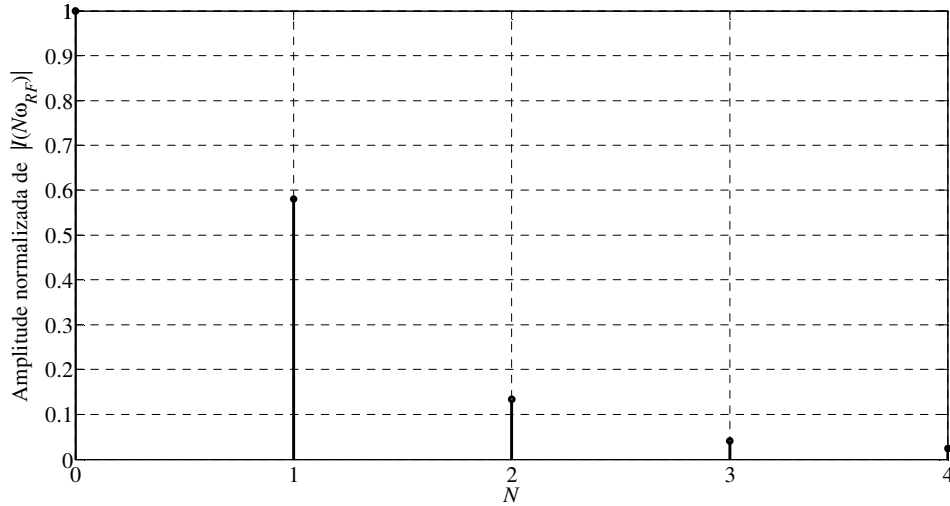


Figura 3.7. Espectro na saída do PD, mostrando os módulos das amplitudes normalizadas.

Tabela 3.1. Valores utilizados para a simulação do espectro na saída do PD, no enlace PM-DD.

m_{RF}	f_{RF}	θ_1	λ_o	D	L
1	10GHz	0°	1550nm	17ps/(nm.km)	30km

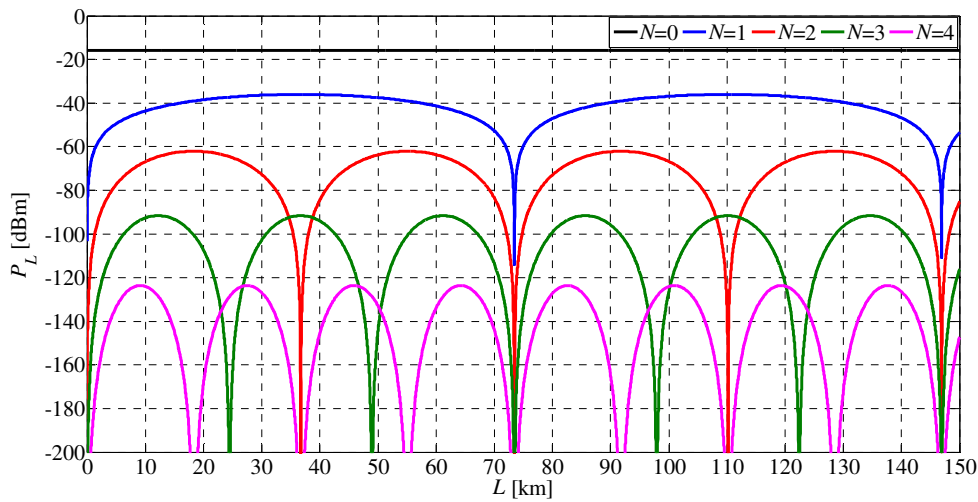


Figura 3.8. Comportamento da potência na carga (P_L), em dBm, em função do comprimento da fibra (L).

Tabela 3.2. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, no enlace PM-DD.

P_o	m_{RF}	f_{RF}	θ_1	α_{PM}	λ_o	D	α_f	\Re	Z_L
1mW	0,1	10GHz	0°	0dB	1550nm	17ps/(nm.km)	0dB/km	0,8A/W	50Ω

Na condição de pequenos sinais, isto é, o índice de modulação muito menor do que a unidade, os pontos de potência nula, para determinada ordem N , são determinados por

$$L_{min} = \frac{pc}{NDf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{NDf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad (3.45)$$

com repetição $p = 0, 1, 2, \dots$ e ΔL é a periodicidade. Os valores de L nos quais têm-se a máxima potência detectada e a sua periodicidade, ocorrem quando

$$L_{max} = \frac{(2p+1)c}{2Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad (3.46)$$

para $p = 0, 1, 2, \dots$. Ainda de acordo com a Figura 3.8, em $L = 0$, situação sem a fibra óptica, nenhuma componente espectral é detectada, apenas o nível médio é recuperado pelo fotodetector. Isso ocorre por causa da ausência do elemento dispersivo, impossibilitando a detecção de um sinal modulado em ângulo. Esse efeito ocorre de forma periódica, dependendo da ordem N da componente espectral e dos demais parâmetros [81][82]. Para $N = 1$ será quando $p = 1, 2, \dots$, para $N = 2$ com $p = 2, 4, \dots$, para $N = 3$ com $p = 3, 6, \dots$ e para $N = 4$ quando $p = 4, 8, \dots$.

Também, ao longo da propagação do campo em todo o comprimento da fibra e devido ao efeito da dispersão, há a transferência de energia entre as componentes, respeitando o princípio da conservação de energia. Nos sistemas reais, ainda há a dissipação ou a irradiação da energia dos sinais [93][145].

Levando em conta a perda por inserção do modulador e a atenuação da fibra com valores típicos iguais a 5dB [133] e 0,2dB/km, respectivamente, a Figura 3.8 fica alterada conforme a Figura 3.9, utilizando os dados da Tabela 3.2. Além da redução da amplitude devido à perda por inserção do modulador, que afeta as componentes de forma igual e com valor constante, há o efeito da atenuação da fibra que aumenta com o comprimento do enlace, com variação exponencial dada em (2.5).

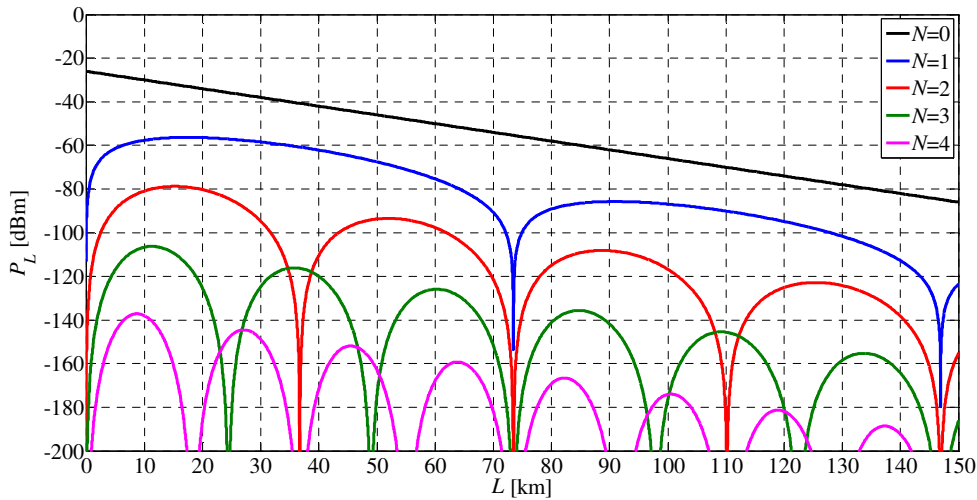


Figura 3.9. Comportamento da potência na carga (P_L), em dBm, em função do comprimento da fibra (L), com as influências da perda por inserção do modulador e da atenuação da fibra.

Para um comprimento fixo da fibra, os pontos de potência mínima e máxima ocorrem para valores específicos da frequência de RF (f_{RF}), de acordo com (3.45) e com (3.46). A Figura 3.10 mostra o comportamento da potência na carga (P_L), em dBm, em função da frequência do sinal de RF de modulação (f_{RF}), com os parâmetros informados na Tabela

3.3. Para um comprimento específico, há valores de frequências nos quais a potência é mínima e máxima, sendo um comportamento semelhante ao da Figura 3.8.

Desta forma, com as informações apresentadas, é possível dimensionar o comprimento do enlace para se obter a máxima potência recebida, evitando os pontos de mínimo.

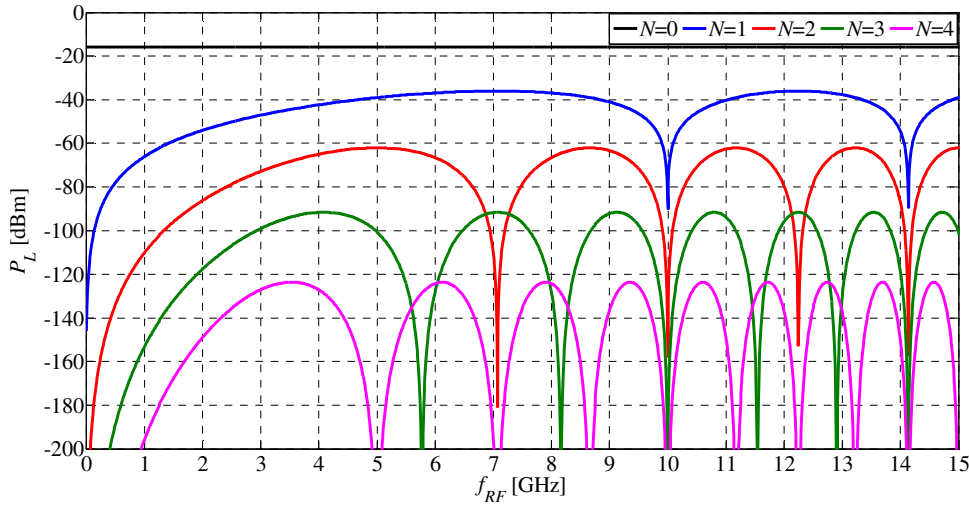
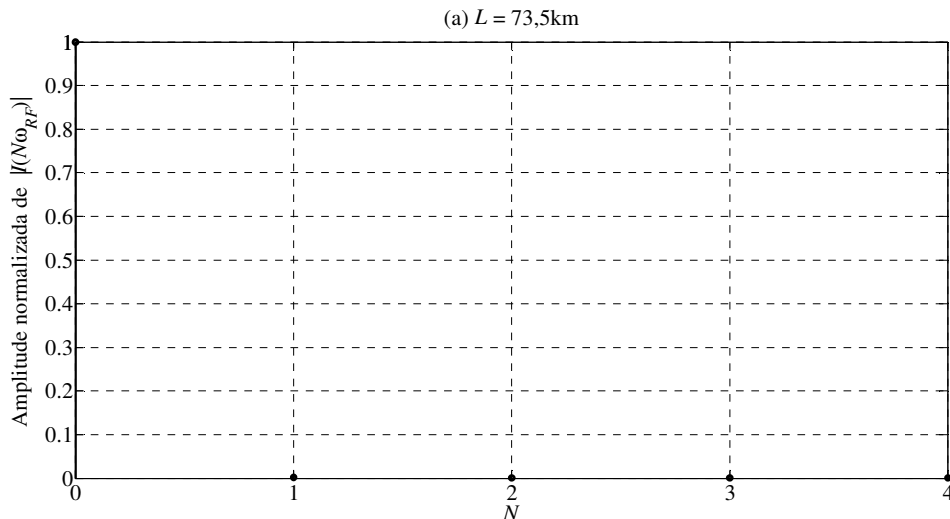


Figura 3.10. Comportamento da potência na carga (P_L), em dBm, em função da frequência (f_{RF}).

Tabela 3.3. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função da frequência de RF, no enlace PM-DD.

P_o	m_{RF}	θ_1	α_{PM}	λ_o	D	L	α_f	\Re	Z_L
1mW	0,1	0°	0dB	1550nm	17ps/(nm.km)	73,5km	0dB/km	0,8A/W	50Ω

A Figura 3.11 mostra os espectros com as amplitudes normalizadas em relação a $(A_{PM}A_f)^2\Re P_o$, com $L = 73,5\text{km}$, $36,7\text{km}$, $24,5\text{km}$ e $18,4\text{km}$. Os valores utilizados na simulação são informados na Tabela 3.4. Na parte (a), nenhuma componente é detectada, somente o valor médio. Na parte (b), apenas a componente fundamental e o terceiro harmônico são recuperados. Em (c) e em (d), o terceiro e o quarto harmônicos são suprimidos, respectivamente. Os resultados estão de acordo com os da Figura 3.8, observando a supressão de determinadas componentes espectrais para valores específicos de L .



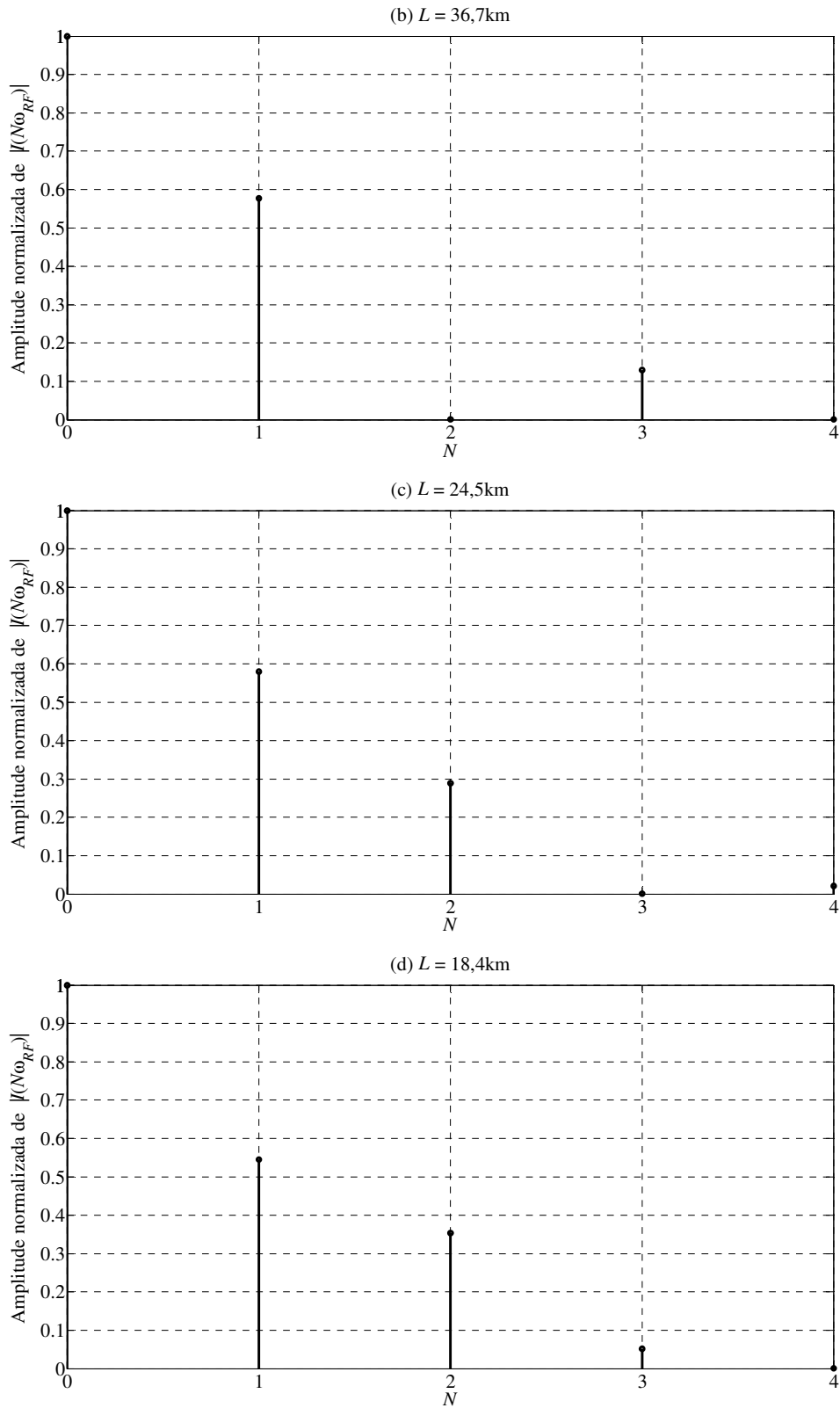


Figura 3.11. Espectro na saída do PD até a quarta ordem, observando a supressão de determinadas componentes para valores específicos de L . (a) 73,5km, (b) 36,7km, (c) 24,5km e (d) 18,4km.

Tabela 3.4. Valores utilizados para a simulação do espectro na saída do PD, no enlace PM-DD, para diferentes valores de comprimento.

m_{RF}	f_{RF}	θ_1	λ_o	D
1	10GHz	0°	1550nm	17ps/(nm.km)

3.3.2 Comentários sobre o efeito da dispersão

De acordo com o campo na saída da fibra, dado em (3.22), a portadora não é afetada por β_2 , pois $n = 0$. Para um mesmo índice de modulação (m_{RF}), que é o argumento da função de Bessel, suas características não se alteram ao se propagar pelo comprimento (L) da fibra [123]. Quando detectada, a amplitude da corrente é fixa, independente de L , como observado em (3.38) e na Figura 3.8, condição também referente à portadora não modulada. Porém, as fases das outras componentes espectrais são afetadas por β_2 e pela frequência do sinal de modulação ω_{RF} ao longo de L , resultando em variações em suas amplitudes quando detectadas. Assim, para cada valor de L há um valor total para a corrente, composta pelo nível médio e pelos valores das componentes espectrais. O valor total da corrente será maior ou igual ao valor médio que é devido somente à portadora sem modulação. Entretanto, em uma modulação de fase ideal isso não seria possível, conforme apresentado em (3.19). Porém, de acordo com a Figura 3.5(b) e a Figura 3.14(a), observam-se valores maiores que o da portadora sem modulação devido a contribuição da modulação de amplitude residual. Na modulação de amplitude, a potência total é composta pela contribuição dos valores da portadora somados aos das bandas laterais [142][146]. A Figura 3.12 mostra a potência total detectada em função do comprimento da fibra L , sendo utilizados os mesmos valores da Tabela 3.2.

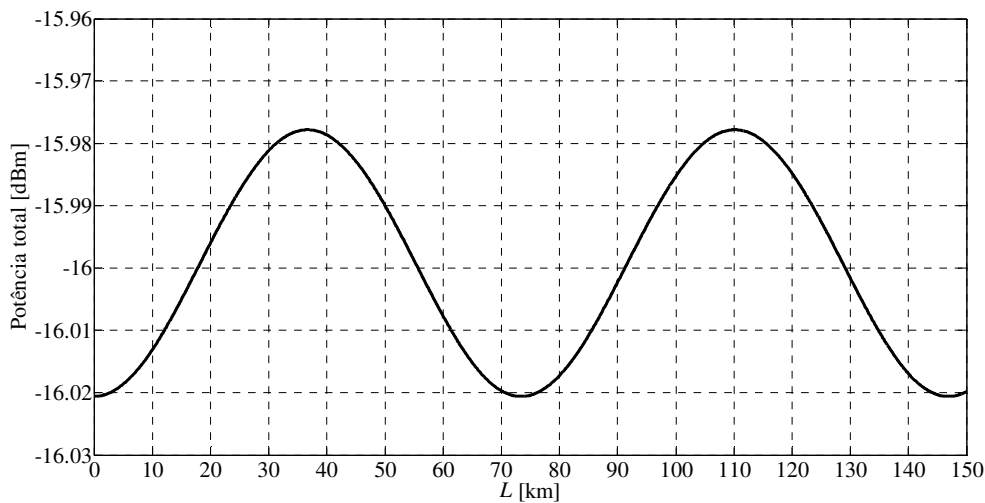


Figura 3.12. Comportamento da potência total detectada em função do comprimento da fibra L .

Com a utilização da fibra dispersiva, o efeito da dispersão cromática afeta o campo à medida em que se propaga por sua extensão. Ao longo do percurso, o sinal é convertido de uma modulação angular para modulação de amplitude e vice-versa [13]. Assim, nos pontos de mínima potência, determinada componente foi convertida para modulação de fase na saída da fibra, nos comprimentos específicos apresentados. Por outro lado, nos comprimentos com máxima potência, tem-se a componente modulada em amplitude, permitindo a detecção pelo fotodetector. Portanto, após o fotodetector, a potência recebida de determinada componente pode assumir valores máximos e mínimos, devido a influência da dispersão cromática ao longo do comprimento da fibra. Para mostrar este efeito, utiliza-se a descrição do campo na saída da fibra dada por (3.22), no domínio do tempo.

Em 73,5km, todas as componentes se anulam, pois tornaram o sinal total com modulação de fase. Para 36,7km, as componentes fundamental e de terceira ordem possuem amplitudes máximas e o sinal resultante delas fica com modulação de amplitude. As parcelas de segunda e quarta ordens resultam em modulação de fase, com amplitudes mínimas. Nestas situações, os campos na saída da fibra, até o termo de quarta ordem, são representados, respectivamente, por

$$\begin{aligned}
e_f(t) = & A_{PM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \left\{ J_0(m_{RF}) \cos(\omega_o t) + \right. \\
& + J_1(m_{RF}) \left[\text{sen}(\omega_o t + \omega_{RF} t) + \text{sen}(\omega_o t - \omega_{RF} t) \right] - \\
& - J_2(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 2\omega_{RF} t) + \cos(\omega_o t - 2\omega_{RF} t) \right] - \\
& - J_3(m_{RF}) \left[\text{sen}(\omega_o t + 3\omega_{RF} t) + \text{sen}(\omega_o t - 3\omega_{RF} t) \right] + \\
& \left. + J_4(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 4\omega_{RF} t) + \cos(\omega_o t - 4\omega_{RF} t) \right] \right\}, \tag{3.47}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
e_f(t) = & A_{PM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \left\{ J_0(m_{RF}) \cos(\omega_o t) - \right. \\
& - J_1(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + \omega_{RF} t) + \cos(\omega_o t - \omega_{RF} t) \right] - \\
& - J_2(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 2\omega_{RF} t) + \cos(\omega_o t - 2\omega_{RF} t) \right] + \\
& + J_3(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 3\omega_{RF} t) + \cos(\omega_o t - 3\omega_{RF} t) \right] + \\
& \left. + J_4(m_{RF}) \left[\cos(\omega_o t + 4\omega_{RF} t) + \cos(\omega_o t - 4\omega_{RF} t) \right] \right\}. \tag{3.48}
\end{aligned}$$

A Figura 3.13 mostra o sinal resultante de (3.47), observando a modulação de fase na saída da fibra e, conseqüentemente, a não detecção das componentes pelo fotodetector.

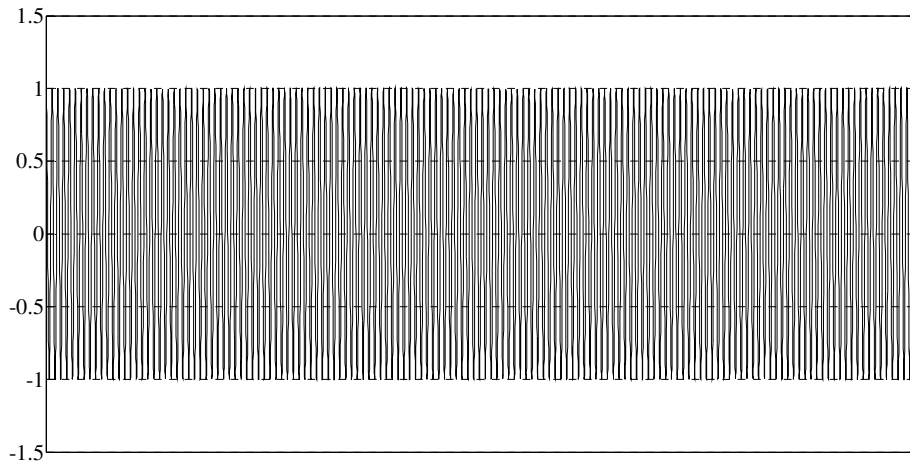


Figura 3.13. Sinal resultante na saída da fibra para $L = 73,5\text{km}$, observando a modulação de fase. As componentes deste sinal não serão detectadas pelo fotodetector.

A Figura 3.14(a) apresenta o sinal resultante entre a portadora e as componentes fundamental e de terceira ordem de (3.48), verificando a modulação de amplitude e, portanto, a recuperação no domínio elétrico. Na parte (b) tem-se a composição entre a portadora e

as componentes de segunda e quarta ordens de (3.48), que estão moduladas em fase, sendo suprimidas na saída do fotodetector. Assim, comprova-se o efeito da conversão da modulação de fase em amplitude e vice-versa, devido ao efeito da dispersão cromática. Em ambas figuras, considerou-se a amplitude normalizada em relação a $A_{PM}A_f(2\xi_{LD}P_o)^{1/2}$.

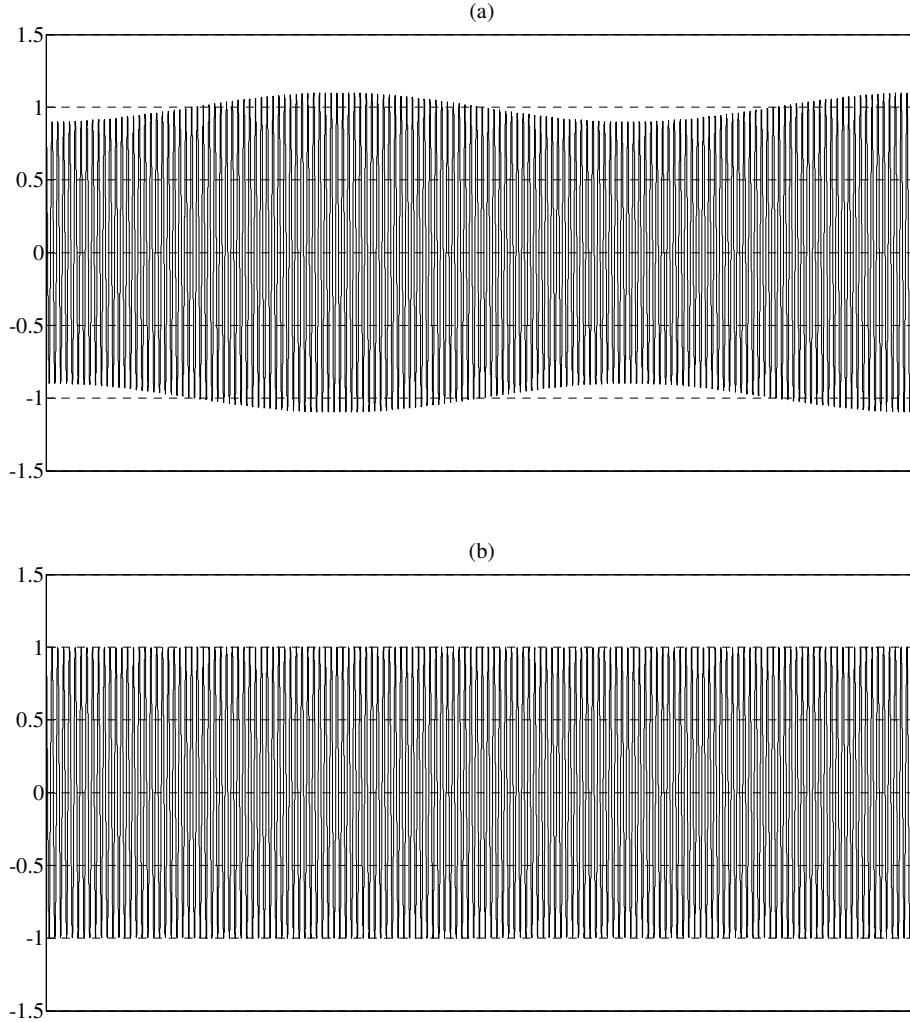


Figura 3.14. Sinais resultantes na saída da fibra para $L = 36,7\text{km}$. (a) Composição entre portadora e componentes fundamental e de terceira ordem, verificando a modulação de amplitude e, portanto, recuperadas pelo fotodetector. (b) Composição entre portadora e componentes de segunda e quarta ordens, observando a modulação de fase, não sendo detectadas pelo fotodetector.

3.3.3 Comparação entre abordagens

Utilizando a condição de pequenos sinais dada por (3.44), os resultados para as componentes de ordens $N = 1, 2, 3$ e 4 ficam, respectivamente, iguais a

$$I(\omega_{RF}) = -e^{j\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \mathcal{R}P_o m_{RF} \text{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \phi = \omega_{RF}^2 \beta_2 L, \quad (3.49)$$

$$I(2\omega_{RF}) = \frac{e^{j2\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o m_{RF}^2}{2} \text{sen}^2\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \phi = 2\omega_{RF}^2 \beta_2 L, \quad (3.50)$$

$$I(3\omega_{RF}) = -\frac{e^{j3\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o m_{RF}^3}{6} \text{sen}^3\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \phi = 3\omega_{RF}^2 \beta_2 L, \quad (3.51)$$

$$I(4\omega_{RF}) = \frac{e^{j4\theta_1} A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o m_{RF}^4}{24} \text{sen}^4\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \phi = 4\omega_{RF}^2 \beta_2 L. \quad (3.52)$$

Para comparação, esta abordagem será chamada de “Aproximação 1”. Outra aproximação pode ser realizada na saída do modulador, limitando a representação do campo apenas à portadora óptica e às bandas laterais do sinal de modulação. Neste caso, a corrente detectada na saída do fotodetector para o sinal fundamental ($N = 1$) será

$$\begin{aligned} I(\omega_{RF}) &= 2A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o J_0(m_{RF}) J_1(m_{RF}) \text{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right) \\ &= A_{PM}^2 A_f^2 \Re P_o J_1(2m_{RF}) \text{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \phi = \omega_{RF}^2 \beta_2 L, \end{aligned} \quad (3.53)$$

onde foi considerado $2J_0(m_{RF})J_1(m_{RF}) \approx J_1(2m_{RF})$ para $m_{RF} \ll 1$. Também, para simplificação, a fase inicial do sinal de modulação foi ajustada a zero ($\theta_1 = 0$), sem prejuízo para a análise geral do problema. O resultado em (3.53) será chamado de “Aproximação 2”.

A Figura 3.15 mostra os comportamentos das potências médias detectadas do sinal fundamental ($N = 1$) para as soluções em grandes sinais, “Aproximação 1” e “Aproximação 2”. Os resultados estão normalizados com relação ao valor médio, em decibel. Na simulação, foram considerados os valores informados na Tabela 3.5. Na parte (a), condição de pequenos sinais ($m_{RF} \ll 1$), observa-se a convergência entre os três modelos. Em (b) e em (c) foi utilizado m_{RF} igual a 1 e 2, respectivamente, condição de grandes sinais. Na parte (b), os três modelos apresentam concordância apenas nos pontos de mínima potência, resultado esperado por causa do efeito da dispersão nos comprimentos específicos. Também, há concordância entre os modelos em grandes sinais e da “Aproximação 2” em torno dos pontos de máxima potência ($L = 36,7\text{km}$). Em (c), observa-se divergência entre os modelos. Na “Aproximação 1”, o comportamento está de acordo com a representação analítica dada por (3.49), onde o índice de modulação altera o valor máximo da função senoidal. Há valores maiores que 0dB para alguns comprimentos, não significando que houve ganho, mas que a aproximação não é válida para índices altos. Na “Aproximação 2”, a amplitude da função senoidal depende de J_1 que possui como argumento o índice de modulação, conforme descrito em (3.53). Para a solução analítica em grandes sinais, observa-se o surgimento de novos pontos de mínima potência e a alteração dos pontos onde ocorre a máxima potência. Não é possível observar este comportamento nas modelagens aproximadas, abordagem comum na literatura especializada. Por este motivo, justifica-se a utilização do modelo proposto para a avaliação do enlace.

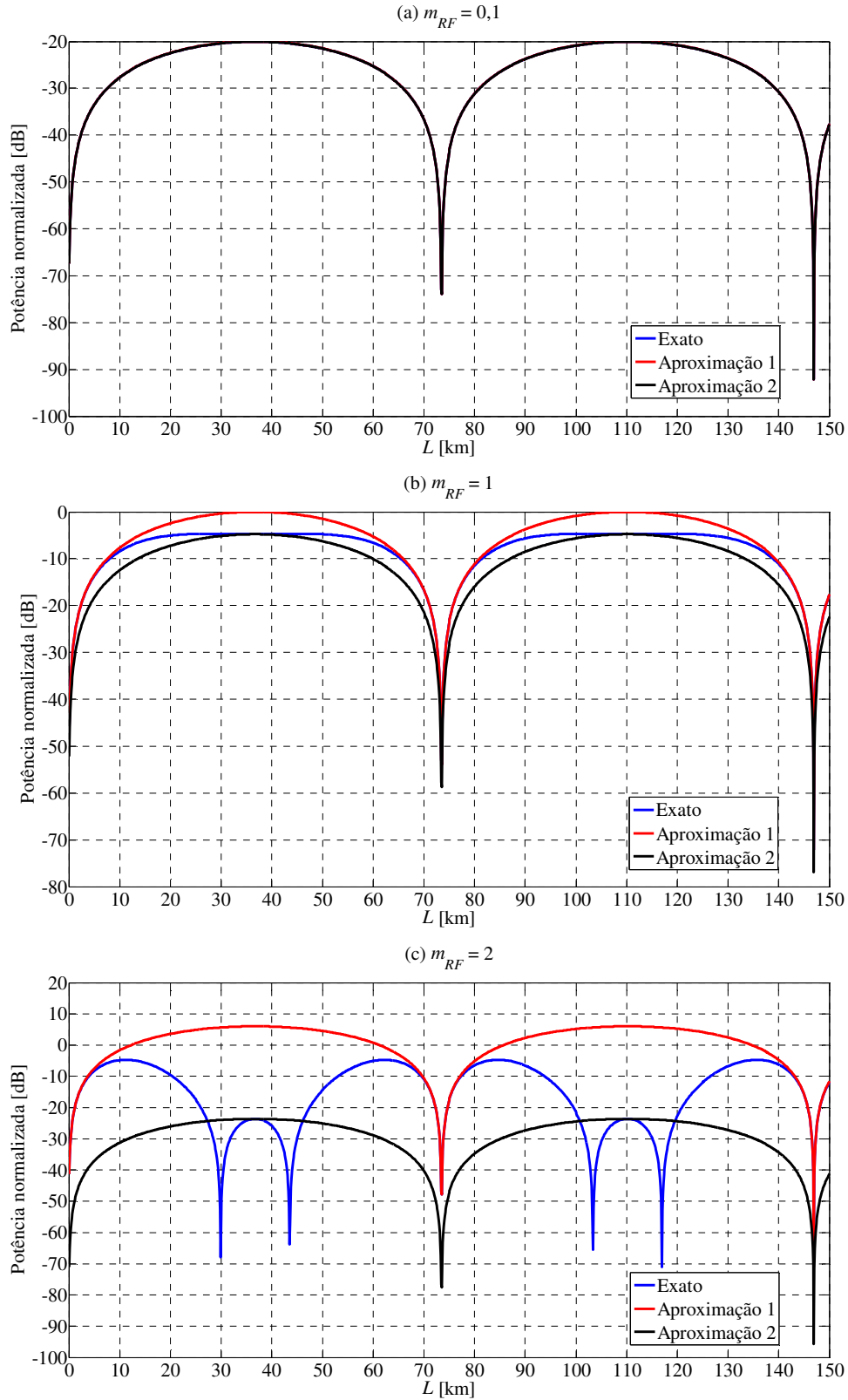


Figura 3.15. Potência média detectada para $N = 1$, para as soluções em grandes sinais e aproximadas, com resultados normalizados com relação ao valor médio, em dB. (a) $m_{RF} = 0,1$, (b) $m_{RF} = 1$ e (c) $m_{RF} = 2$.

Tabela 3.5. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, no enlace PM-DD, para a comparação entre as abordagens.

P_o	f_{RF}	θ_1	α_{PM}	λ_o	D	α_f	\mathfrak{R}	Z_L
1mW	10GHz	0°	5dB	1550nm	17ps/(nm.km)	0,2dB/km	0,8A/W	50Ω

Mesmo que altos valores de índice provoquem distorção do sinal recebido, este efeito pode ser útil em multiplicação para geração de sinais com frequências elevadas ou em filtragem de sinais de RF [27][35][81]. Em filtragem e analisando a solução em grandes sinais, na Figura 3.15(b) a resposta é mais plana, se comparada com (a), em torno do ponto de máxima potência. Em (c), observam-se novas faixas de passagens e novos pontos de nulo (ou de rejeição). Assim, com o controle do índice é possível obter um filtro fotônico de RF e microondas. Mesmo que o gráfico esteja em função de L , pode ser avaliado em função f_{RF} , como apresentado na Figura 3.10, pois estão relacionados por ϕ .

A Figura 3.16 mostra a relação entre as potências médias detectadas das soluções em grandes sinais, dada por (3.39) a (3.42), e da “Aproximação 1”, dada por (3.49) a (3.52), com $N = 1, 2, 3$ e 4 , considerando os valores da Tabela 3.5. Nas partes (a) e (b) foi utilizado m_{RF} igual a $0,1$ e 1 , respectivamente. A menor diferença ocorre nos pontos de mínimo e o maior erro nos pontos de máximo (Figura 3.8). Na parte (a), condição de pequenos sinais, para a componente fundamental ($N = 1$) o erro é menor que $0,05\text{dB}$, ou seja, o modelo em grandes sinais é $0,05\text{dB}$ menor do que o aproximado. Para o segundo harmônico ($N = 2$), tem-se um valor menor que $0,03\text{dB}$. Em (b), a diferença é de 5dB para $N = 1$ e de 3dB para $N = 2$. Justifica-se novamente a utilização do modelo analítico proposto.

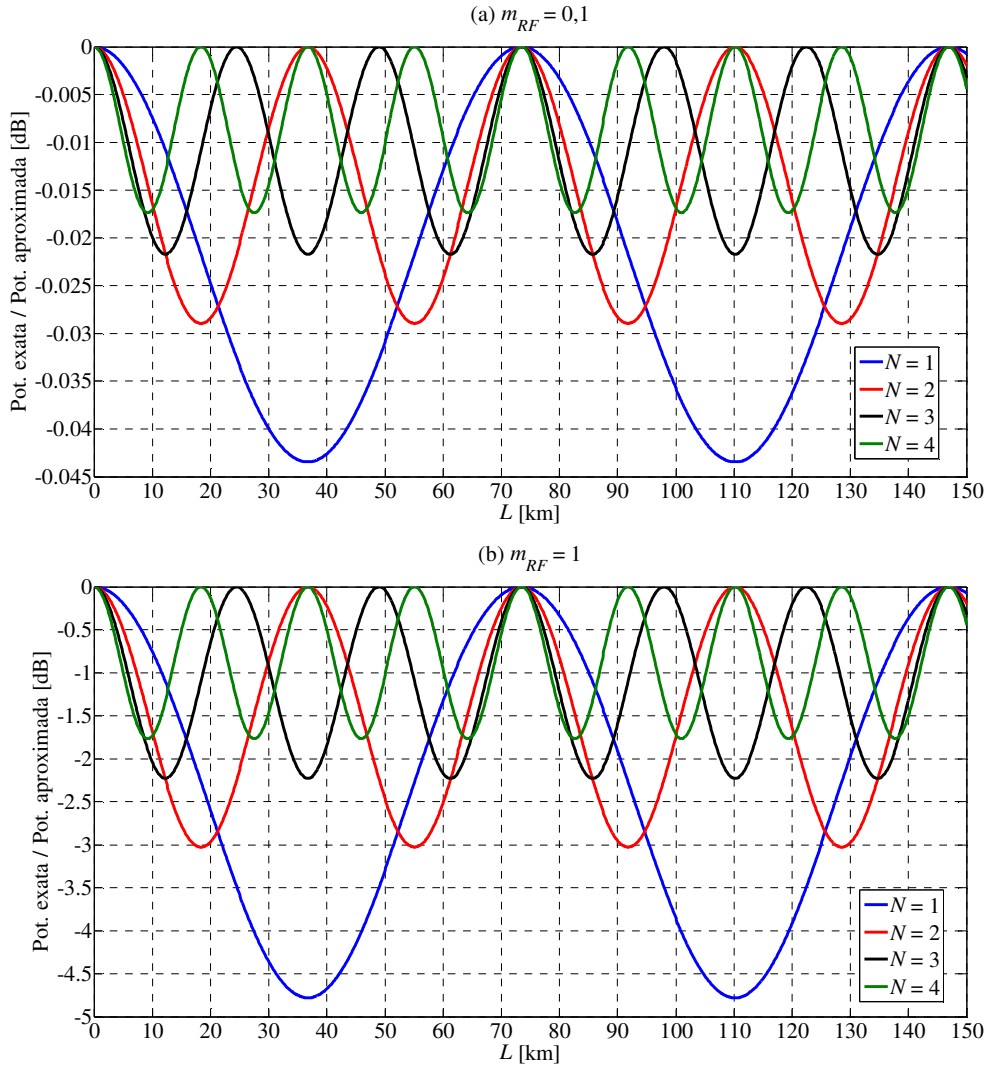


Figura 3.16. Relação entre as potências médias detectadas, em dB, das soluções em grandes sinais e da “Aproximação 1”, para $N = 1, 2, 3$ e 4 . (a) $m_{RF} = 0,1$ e (b) $m_{RF} = 1$.

Capítulo 4

Rádio sobre fibra com modulador de intensidade

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento do modelo analítico para o enlace com modulador eletroóptico de amplitude do tipo Mach-Zehnder e com detecção direta (IM-DD). Para o modulador, apresenta-se o seu esquema de polarização e excitação dos sinais de RF, suas características de transferência e a assimetria dos coeficientes de transmissão das junções. São mostradas algumas formas de modulação de amplitude pelo ajuste de alguns parâmetros. Avaliam-se as composições espectrais nas partes do sistema e o efeito da dispersão cromática nas fases das componentes, com suas consequências nas amplitudes dos sinais fotogerados. Dependendo do formato de modulação na saída do modulador, pode-se recuperar determinada componente espectral. Os pontos de mínima potência podem ser minimizados dependendo do tipo de modulação e da ordem dos harmônicos. Comparam-se os modelos analíticos em grandes sinais e os aproximados e mostra-se o comportamento da potência recebida com utilização de alto índice de modulação.

4.2 Modelagem com modulador de intensidade e detecção direta

A Figura 4.1(a) apresenta o diagrama em blocos para a modelagem do enlace empregando o modulador eletroóptico de intensidade e a detecção direta (IM-DD). Adota-se o de tipo Mach-Zehnder (MZM) com dupla excitação (DD-MZM). Na parte (b), tem-se o esquema de excitação do modulador utilizando um único sinal de RF. Nas seções a seguir são descritas as modelagens em cada parte do sistema.

4.2.1 Transmissor

A força eletromotriz do gerador de RF, com um sinal CW, aplicado ao acoplador é

$$v_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + \phi_{RF}). \quad (4.1)$$

Os sinais na saída do acoplador [94]-[96] podem ser descritos por

$$v_{RF1}(t) = V_{RF1} \cos(\omega_{RF}t + \theta_A), \quad (4.2) \quad v_{RF2}(t) = V_{RF2} \cos(\omega_{RF}t + \theta_B), \quad (4.3)$$

sendo θ_A e θ_B fases arbitrárias, em radianos. As amplitudes V_{RF1} e V_{RF2} são afetadas pelos coeficientes de transmissão de potência (r) em cada saída do acoplador e ficam dadas por

$$V_{RF1} = \sqrt{r}V_{RF}, \quad (4.4)$$

$$V_{RF2} = \sqrt{1-r}V_{RF}. \quad (4.5)$$

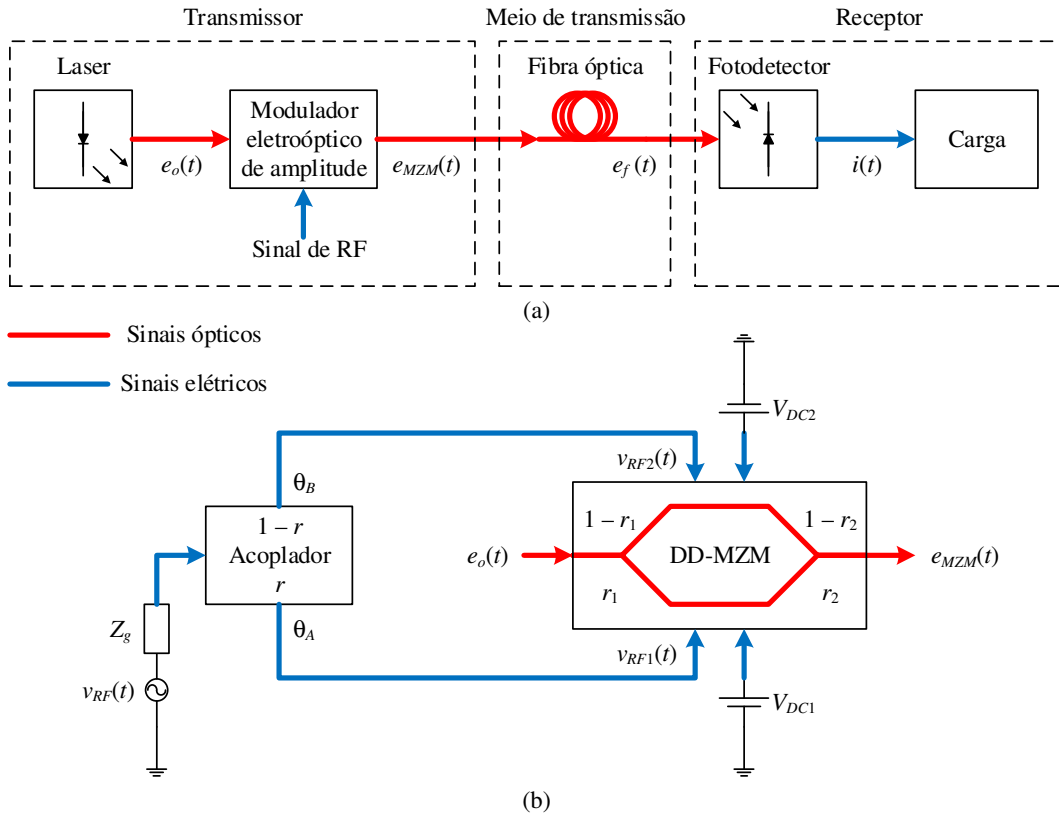


Figura 4.1. (a) Diagrama em blocos de um enlace com o modulador eletroóptico de intensidade e detecção direta (IM-DD). (b) Esquema de excitação do modulador.

A defasagem entre as tensões na saída do acoplador, especificada no seu projeto, será contabilizada em um dos sinais, adotando-se θ_B como referência, da seguinte forma

$$\theta_1 = \theta_A - \theta_B. \quad (4.6)$$

Assim, (4.2) e (4.3) ficam

$$v_{RF1}(t) = V_{RF1} \cos(\omega_{RF}t + \theta_1), \quad (4.7) \quad v_{RF2}(t) = V_{RF2} \cos(\omega_{RF}t). \quad (4.8)$$

Estes sinais serão aplicados aos braços inferior e superior do DD-MZM. As tensões de polarização em cada braço são V_{DC1} e V_{DC2} . Suas influências serão computadas em um único valor dado por

$$V_B = V_{DC1} - V_{DC2}. \quad (4.9)$$

Pelo efeito eletroóptico linear [93], as variações totais de fases nos sinais ópticos, decorrentes dos sinais de RF e das tensões de polarização nos eletrodos do modulador, para os braços inferior e superior são, respectivamente, [99][100]

$$\begin{aligned}\Delta\phi_1(t) &= \frac{\pi}{V_{\pi RF1}} \frac{v_{RF1}(t)}{2} + \frac{\pi}{V_{\pi DC}} \frac{V_B}{2} = \frac{\pi V_{RF1}}{2V_{\pi RF1}} \cos(\omega_{RF}t + \theta_1) + \frac{\pi V_B}{2V_{\pi DC}} \\ &= m_1 \cos(\omega_{RF}t + \theta_1) + \theta_2,\end{aligned}\quad (4.10)$$

$$\Delta\phi_2(t) = \frac{\pi}{V_{\pi RF2}} \frac{v_{RF2}(t)}{2} = \frac{\pi V_{RF2}}{2V_{\pi RF2}} \cos(\omega_{RF}t) = m_2 \cos(\omega_{RF}t). \quad (4.11)$$

A variação de fase θ_2 , que depende da diferença entre as tensões de polarização, e os índices de modulação (m_i) ficam

$$\theta_2 = \frac{\pi V_B}{2V_{\pi DC}} = \frac{\pi}{2V_{\pi DC}} (V_{DC1} - V_{DC2}), \quad (4.12) \quad m_i = \frac{\pi V_{RFi}}{2V_{\pi RFi}}, \quad (4.13)$$

com $i = 1$ e 2 , indicando os sinais nos braços inferior e superior, respectivamente. Utilizando o circuito equivalente simplificado para as entradas elétricas do modulador (Figura 3.2), pode-se reescrever o índice de modulação e a potência média nas formas [81][134]

$$m_i = \frac{\pi}{V_{\pi RFi}} \sqrt{2Z_{Mi}P_{Mi}}, \quad (4.14) \quad P_{Mi} = \frac{m_i^2 V_{\pi RFi}^2}{2\pi^2 Z_{Mi}}, \quad (4.15)$$

sendo Z_{Mi} a impedância de entrada e P_{Mi} a potência média de entrada.

O campo elétrico na saída do modulador é composto por duas parcelas e cada uma com modulação de fase. A combinação dos dois efeitos resulta em uma modulação óptica de amplitude. Utilizando (2.1), o campo pode ser descrito por

$$e_{MZM}(t) = \text{Re} \left\{ A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD}P_o} e^{j\omega_o t} \left[\sqrt{r_1 r_2} e^{j\Delta\phi_1(t)} + \sqrt{(1-r_1)(1-r_2)} e^{j\Delta\phi_2(t)} \right] \right\}, \quad (4.16)$$

onde r_1 e r_2 são os coeficientes de transmissão de potência óptica das junções Y de entrada e de saída do DD-MZM, respectivamente [77]. O fator A_{MZM} é relacionado à perda por inserção do modulador e é obtida a partir do fator de atenuação em decibels (α_{MZM}) por

$$A_{MZM} = 10^{-(\alpha_{MZM}/20)} \quad (4.17)$$

e seu valor é unitário em estruturas sem perdas.

Para simplificar as manipulações algébricas, (4.16) será reescrita na forma

$$e_{MZM}(t) = \text{Re} \left\{ A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD}P_o} e^{j\omega_o t} \left[\sqrt{a} e^{j\Delta\phi_1(t)} + \sqrt{b} e^{j\Delta\phi_2(t)} \right] \right\}, \quad (4.18)$$

com

$$a = r_1 r_2, \quad (4.19) \quad b = (1-r_1)(1-r_2). \quad (4.20)$$

Utilizando (4.10) e (4.11) em (4.18), o campo na saída do modulador assume o aspecto

$$e_{MZM}(t) = \text{Re} \left\{ A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\omega_o t} \left[\sqrt{a} e^{j\theta_2} e^{jm_1 \cos(\omega_{RF} t + \theta_1)} + \sqrt{b} e^{jm_2 \cos(\omega_{RF} t)} \right] \right\}. \quad (4.21)$$

Impondo $m_2 = 0$ e a transmissão somente por um braço ($r_1 = r_2 = 1$), recupera-se a modelagem do enlace com o modulador de fase (PM-DD), apresentada no Capítulo 3. Utilizando a expansão de Jacobi-Anger, a expressão anterior torna-se

$$\begin{aligned} e_{MZM}(t) &= \text{Re} \left\{ A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\omega_o t} \times \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\sqrt{a} e^{j\theta_2} j^n J_n(m_1) e^{jn(\omega_{RF} t + \theta_1)} + \sqrt{b} j^n J_n(m_2) e^{jn\omega_{RF} t} \right] \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n e^{j(\omega_o + n\omega_{RF})t} \right\} \end{aligned} \quad (4.22)$$

e nesta representação, o fator a_n corresponde a

$$\begin{aligned} a_n &= j^n \left[\sqrt{a} J_n(m_1) e^{j(n\theta_1 + \theta_2)} + \sqrt{b} J_n(m_2) \right] \\ &= \left[\sqrt{a} J_n(m_1) e^{j(n\theta_1 + \theta_2)} + \sqrt{b} J_n(m_2) \right] e^{jn\frac{\pi}{2}} = |a_n| e^{j\angle a_n}, \end{aligned} \quad (4.23)$$

com

$$|a_n| = \sqrt{aJ_n^2(m_1) + bJ_n^2(m_2) + 2\sqrt{ab}J_n(m_1)J_n(m_2)\cos(n\theta_1 + \theta_2)}, \quad (4.24)$$

$$\angle a_n = \arctan \left[\frac{\sqrt{a} J_n(m_1) \text{sen} \left(n\theta_1 + \theta_2 + n\frac{\pi}{2} \right) + \sqrt{b} J_n(m_2) \text{sen} \left(n\frac{\pi}{2} \right)}{\sqrt{a} J_n(m_1) \text{cos} \left(n\theta_1 + \theta_2 + n\frac{\pi}{2} \right) + \sqrt{b} J_n(m_2) \text{cos} \left(n\frac{\pi}{2} \right)} \right]. \quad (4.25)$$

Na condição simétrica ($r_1 = r_2 = 0,5$) e considerando os índices de modulação iguais ($m_1 = m_2 = m$), os resultados anteriores ficam iguais a

$$|a_n| = \left| J_n(m) \cos \left(\frac{n\theta_1 + \theta_2}{2} \right) \right|, \quad (4.26) \quad \angle a_n = \frac{n\theta_1 + \theta_2 + n\pi}{2}. \quad (4.27)$$

Ressalta-se a importância de verificar o quadrante correto dos ângulos em (4.25) e em (4.27), realizando as correções quando necessárias.

Fazendo a transformada de Fourier em (4.22), chega-se na seguinte representação no domínio da frequência

$$\begin{aligned}
E_{MZM}(\omega) &= \pi A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n + \delta[\omega + \omega_o + n\omega_{RF}] a_n^* \right\} \\
&= \pi A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n + cc \right\}, \tag{4.28}
\end{aligned}$$

Dependendo do ajuste dos parâmetros θ_1 e θ_2 , obtêm-se as modulações analógicas ópticas de amplitude com banda lateral dupla (ODSB), com banda lateral única (OSSB) e com portadora suprimida (OSC). Também possibilita obter outros formatos de espectro como, por exemplo, a supressão de conjuntos de harmônicos específicos.

A modulação ODSB é obtida fazendo $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, \pi/2)$, também conhecida como excitação simétrica (*push-pull*). A Figura 4.2 mostra o espectro na saída do DD-MZM para $m_1 = m_2 = 1$, $r_1 = r_2 = 0,5$ e $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4$. Na parte (a) estão os módulos das amplitudes normalizadas em relação a $\pi A_{MZM} (2\xi_{LD} P_o)^{1/2}$ e em (b) as fases, em graus, de cada componente. Observa-se a presença das bandas laterais em torno da portadora óptica. Conforme mencionado, é semelhante à modulação angular faixa estreita, mas a fase da banda lateral inferior possui sinal algébrico invertido [140]-[142].

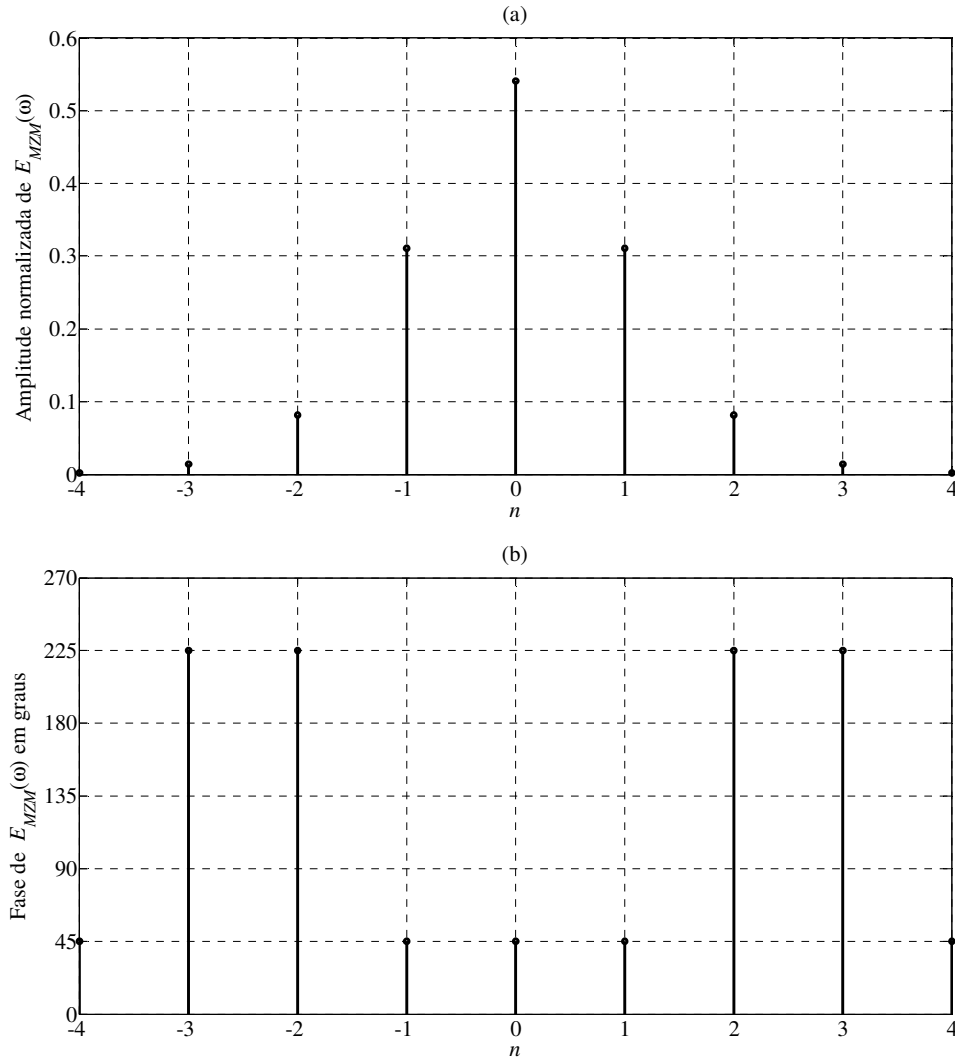


Figura 4.2. Espectro na saída do DD-MZM para a modulação ODSB com $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, \pi/2)$, índices de modulação iguais e estrutura simétrica. (a) Módulos das amplitudes normalizadas. (b) Fases das componentes em graus.

Para OSSB faz-se $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, \pi/2)$ e seu espectro é ilustrado na Figura 4.3. A componente fundamental possui apenas a banda lateral inferior. Também são suprimidas as componentes harmônicas ímpares múltiplas de $(4p+1)$, com $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, e a energia é distribuída para as outras componentes.

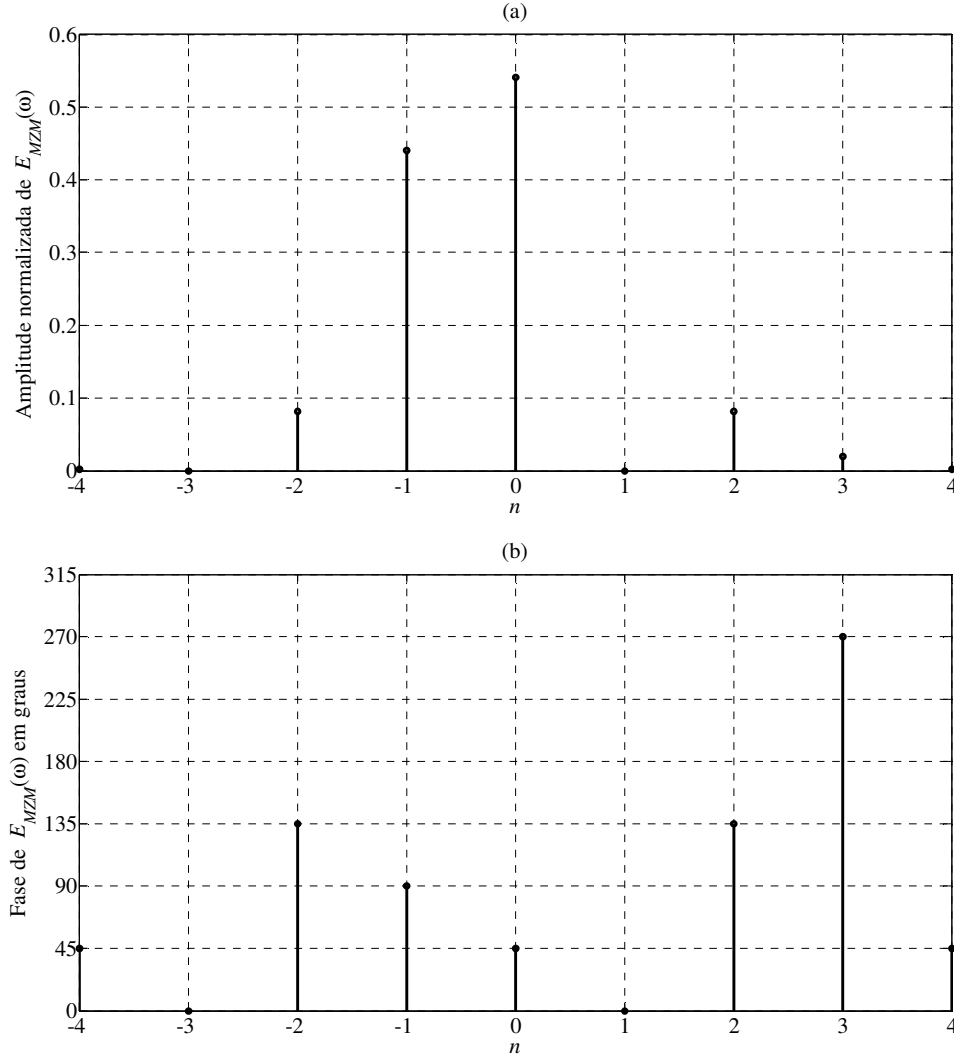


Figura 4.3. Espectro na saída do DD-MZM para a modulação OSSB com $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, \pi/2)$, índices de modulação iguais e estrutura simétrica. (a) Módulos das amplitudes normalizadas. (b) Fases das componentes em graus.

No caso OSC, ajusta-se $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, \pi)$, sendo os espectros de módulo e fase apresentados na Figura 4.4. Observa-se a supressão da portadora óptica e também das componentes harmônicas pares múltiplas de $2p$, com $p = \pm 1, \pm 2, \dots$. Pela ausência da portadora, a energia é distribuída para os harmônicos, aumentando a eficiência da potência de RF com altos índices de modulação [13].

As três condições apresentadas são as formas clássicas para obtenção destas modulações ópticas analógicas de amplitude na saída do DD-MZM, quando avaliada a componente fundamental [73]-[77][79][147]-[150].

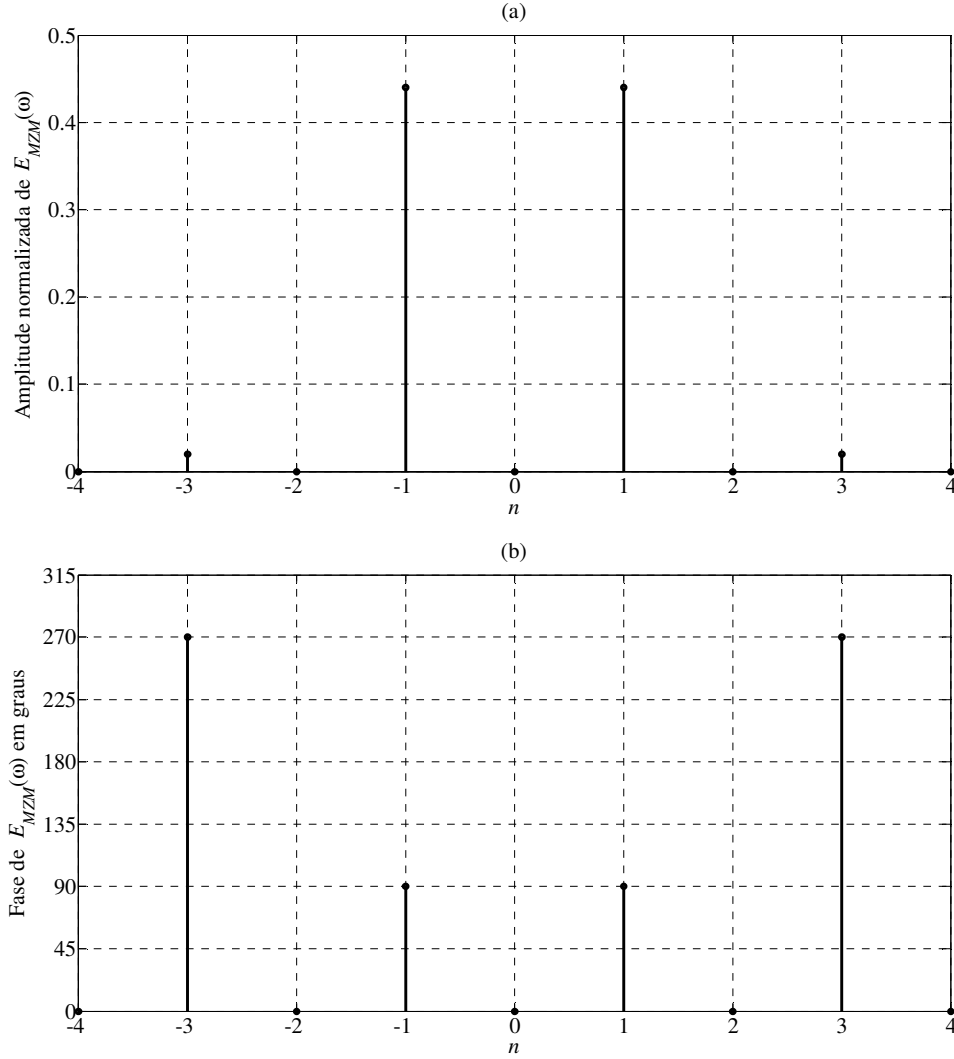
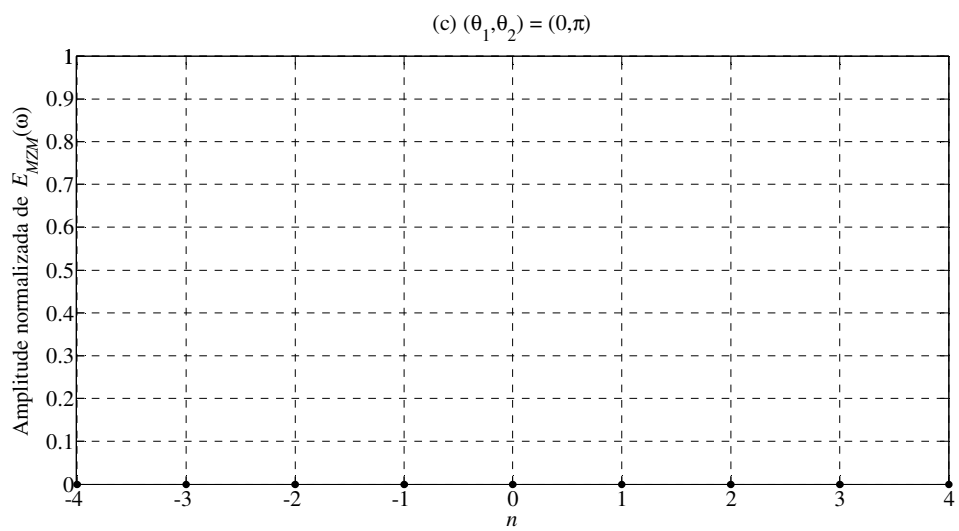
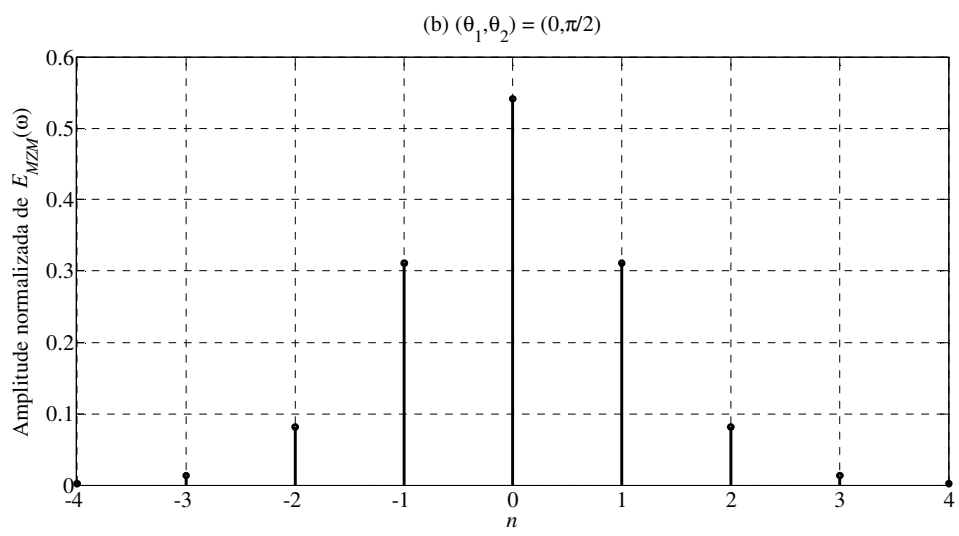
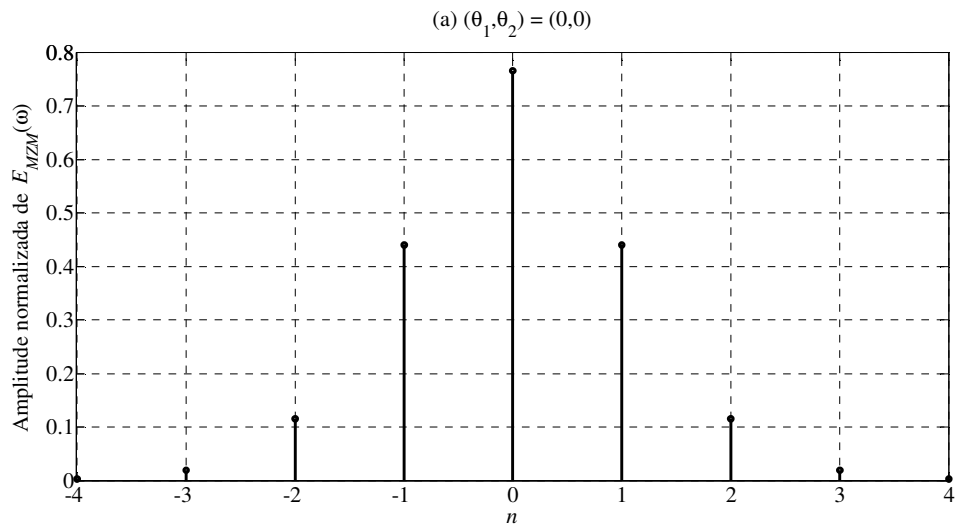


Figura 4.4. Espectro na saída do DD-MZM para a modulação OSC com $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, \pi)$, índices de modulação iguais e estrutura simétrica. (a) Módulos das amplitudes normalizadas. (b) Fases das componentes em graus.

Com $(\theta_1, \theta_2) = (0, 0)$, a portadora e as bandas laterais são observadas na saída do modulador. Quando ajusta-se $(\theta_1, \theta_2) = (0, \pi/2)$, têm-se a portadora e as bandas laterais. Em relação ao ODSB, as amplitudes são iguais e há uma diferença de fase de $\pi/2$ radianos entre as componentes ímpares. Estas situações são semelhantes à modulação de fase quando (4.18) for avaliada com a estrutura simétrica e com índices de modulação iguais. Para $(\theta_1, \theta_2) = (0, \pi)$, não há sinal na saída do modulador, ou seja, a portadora e todas as componentes espectrais são anuladas. Quando $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, 0)$ são suprimidos os harmônicos pares múltiplos de $(4p+2)$, com $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Com $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, \pi)$, anulam-se as componentes pares múltiplas de $(4p+4)$, $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, e também a portadora. Comparado ao OSC, as amplitudes das componentes são menores, além de possuírem diferença de fase de $\pi/4$ radianos para os harmônicos ímpares. Ajustando $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, 0)$ são canceladas as componentes ímpares múltiplas de $(2p+1)$, com $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. A Figura 4.5 ilustra estes casos, apresentando os módulos das amplitudes normalizadas em relação a $\pi A_{MZM}(2\xi_{LD}P_o)^{1/2}$. Com estas considerações é possível formatar o espectro na saída do modulador, permitindo geração ou a supressão de determinadas componentes espectrais.



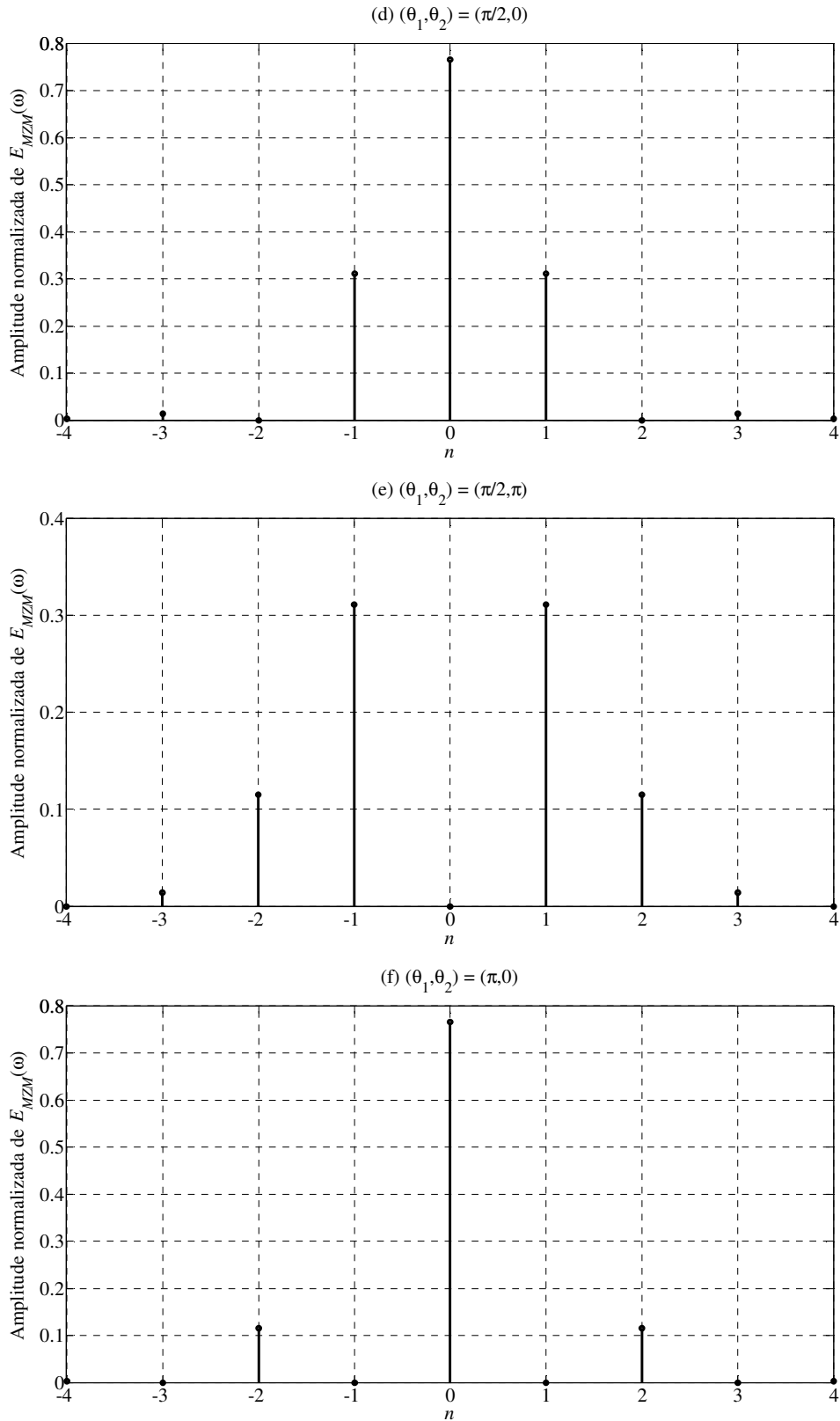


Figura 4.5. Módulos das amplitudes normalizadas do campo na saída do DD-MZM para: (a) $(\theta_1, \theta_2) = (0, 0)$, (b) $(\theta_1, \theta_2) = (0, \pi/2)$, (c) $(\theta_1, \theta_2) = (0, \pi)$, (d) $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, 0)$, (e) $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, \pi)$ e (f) $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, 0)$.

4.2.1.1 Curva de transferência

Somando e subtraindo $\sqrt{a}e^{j\Delta\phi_2(t)}$ em (4.18), chega-se a

$$\begin{aligned}
 e_{MZM}(t) &= \text{Re} \left\{ A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\omega_o t} \left\{ \sqrt{a} \left[e^{j\Delta\phi_1(t)} + e^{j\Delta\phi_2(t)} \right] + \left[\sqrt{b} - \sqrt{a} \right] e^{j\Delta\phi_2(t)} \right\} \right\} \\
 &= A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \times \\
 &\quad \times \left\{ 2\sqrt{a} \cos \left[\frac{\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)}{2} \right] \cos \left[\omega_o t + \frac{\Delta\phi_1(t) + \Delta\phi_2(t)}{2} \right] + \right. \\
 &\quad \left. + \left[\sqrt{b} - \sqrt{a} \right] \cos \left[\omega_o t + \Delta\phi_2(t) \right] \right\}, \tag{4.29}
 \end{aligned}$$

sendo o primeiro termo referente à modulação de amplitude da portadora óptica e a segunda parcela é devida à modulação de fase residual na saída do DD-MZM.

O coeficiente de transmissão (T_{MZM}), ou transmitância, do modulador é a relação entre a intensidade óptica de saída e a intensidade óptica de entrada [99][100]. Estas grandezas são proporcionais ao quadrado do módulo do campo elétrico. Com (2.1) e (4.18) chega-se a

$$\begin{aligned}
 T_{MZM} &= \frac{\left| e_{MZM}(t) \right|^2}{\left| e_o(t) \right|^2} = \frac{\left| \text{Re} \left\{ A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\omega_o t} \left[\sqrt{a} e^{j\Delta\phi_1(t)} + \sqrt{b} e^{j\Delta\phi_2(t)} \right] \right\} \right|^2}{\left| \text{Re} \left\{ \sqrt{2\xi_{LD} P_o} e^{j\omega_o t} \right\} \right|^2} = \\
 &= \frac{A_{MZM}^2 \left\{ a + a \cos \left[2\omega_o t + 2\Delta\phi_1(t) \right] + b + b \cos \left[2\omega_o t + 2\Delta\phi_2(t) \right] + \right. \\
 &\quad \left. + 2\sqrt{ab} \left\{ \cos \left[\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t) \right] + \cos \left[2\omega_o t + \Delta\phi_1(t) + \Delta\phi_2(t) \right] \right\} \right\}}{\left| 1 + \cos(2\omega_o t) \right|}. \tag{4.30}
 \end{aligned}$$

O segundo, quarto e sexto termos do numerador e o segundo termo do denominador possuem o dobro da frequência da portadora óptica e serão desconsiderados, pois estão fora da faixa de passagem do modulador e possuem amplitudes muito reduzidas. Assim,

$$\begin{aligned}
 T_{MZM} &= A_{MZM}^2 \left| a + b + 2\sqrt{ab} \cos \left[\Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t) \right] \right| \\
 &= A_{MZM}^2 \left| a + b + 2\sqrt{ab} \cos \left[\Delta\phi(t) \right] \right|, \tag{4.31}
 \end{aligned}$$

onde $\Delta\phi(t) = \Delta\phi_1(t) - \Delta\phi_2(t)$ é a diferença entre as variações de fase dos braços. O valor máximo ocorre quando $\cos[\Delta\phi(t)] = 1$ e, portanto, $\Delta\phi(t)_{max} = \pm 2p\pi$ com $p = 0, 1, 2, \dots$ Para o valor mínimo $\cos[\Delta\phi(t)] = -1$ e $\Delta\phi(t)_{min} = (2p+1)\pi$ e para o ponto de quadratura $\cos[\Delta\phi(t)] = 0$ com $\Delta\phi(t)_{quad} = (2p+1)\pi/2$. Nestas situações a função de transferência apresentada em (4.31) fica, respectivamente, dada por

$$T_{max} = A_{MZM}^2 \left(\sqrt{a} + \sqrt{b} \right)^2, \tag{4.32}$$

$$T_{min} = A_{MZM}^2 (\sqrt{a} - \sqrt{b})^2, \quad (4.33)$$

$$T_{quad} = A_{MZM}^2 (a + b). \quad (4.34)$$

No caso das junções Y simétricas, em que os coeficientes de transmissão sejam $r_1 = r_2 = 0,5$, os resultados anteriores ficam, respectivamente, iguais a

$$T_{MZM} = \frac{A_{MZM}^2}{2} \{1 + \cos[\Delta\phi(t)]\}, \quad (4.35)$$

$$T_{max} = A_{MZM}^2, \quad (4.36)$$

$$T_{min} = 0, \quad (4.37)$$

$$T_{quad} = \frac{A_{MZM}^2}{2}. \quad (4.38)$$

A Figura 4.6 mostra a curva de transferência do DD-MZM, com $A_{MZM} = 1$ e na situação simétrica, em função da variação de fase estática θ_2 , a qual possui relação com a tensão de polarização V_B e a tensão de meia onda $V_{\pi DC}$. São observados os pontos de mínima e de máxima transmissão (MITB, *minimum transmission bias point* e MATB, *maximum transmission bias point*) e o ponto de quadratura (QTB, *quadrature transmission bias point*), que corresponde à região mais linear da curva em torno de $\pi/2$ radianos. Para a defasagem de π radianos é necessário que $V_B = 2V_{\pi DC}$. Quando $r_1 = r_2 = 0,5$, os valores mínimo e máximo da curva de transferência são 0 e 1, respectivamente. Para $r_1 = r_2$ e diferentes de 0,5, o valor mínimo é diferente de zero e o máximo é igual à unidade. Se $r_1 \neq r_2$ e $r_1 + r_2 = 1$, o mínimo será zero e o máximo diferente de 1. Se $r_1 \neq r_2$ e $r_1 + r_2 \neq 1$, os valores mínimo e máximo serão diferentes de 0 e 1, respectivamente.

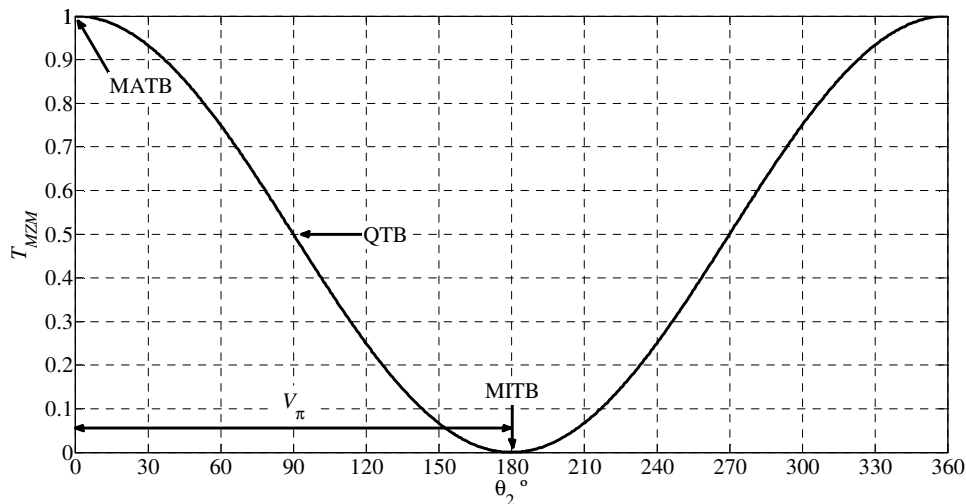


Figura 4.6. Curva de transferência do DD-MZM na condição simétrica e com $A_{MZM} = 1$ em função da variação de fase estática θ_2 . São mostrados os pontos MATB, MITB e QTB, e a tensão de meia onda (V_{π}).

4.2.1.2 Razão de extinção

A razão de extinção (ER , *extinction ratio*) é definida como o quadrado do módulo da relação entre os valores máximo e mínimo dos campos na saída do modulador. Em outras palavras, é a relação entre as intensidades máxima e mínima na saída do modulador [77]. Usando (4.18), os valores nas escalas linear e logarítmica são

$$ER = \frac{\left| e_{MZM}(t)_{\max} \right|^2}{\left| e_{MZM}(t)_{\min} \right|^2} = \frac{\left| A_{MZM}^2 \xi_{LD} P_o \left[a + b + 2\sqrt{ab} \right] \right|^2}{\left| A_{MZM}^2 \xi_{LD} P_o \left[a + b - 2\sqrt{ab} \right] \right|^2} = \left(\frac{\sqrt{a} + \sqrt{b}}{\sqrt{a} - \sqrt{b}} \right)^2, \quad (4.39)$$

$$ER_{dB} = 10 \log(ER).$$

A razão de extinção pode também ser expressa relacionando os valores máximo e mínimo da curva de transferência. Utilizando (4.32) e (4.33) em (4.39), tem-se

$$ER = \frac{T_{\max}}{T_{\min}}. \quad (4.40)$$

Se os coeficientes de transmissão de potência óptica das junções Y do MZM forem iguais ($r_1 = r_2 = r$), então (4.39) fica igual a

$$ER = \left[\frac{\sqrt{r^2} + \sqrt{(1-r)^2}}{\sqrt{r^2} - \sqrt{(1-r)^2}} \right]^2 = \left(\frac{1}{2r-1} \right)^2. \quad (4.41)$$

Impondo $r_1 = r_2 = 0,5$ para divisões iguais em ambos os braços, a razão de extinção tende para o infinito, pois o denominador de (4.39) tenderia para zero. Em uma situação mais geral, para que $ER \rightarrow \infty$ é necessário que $r_1 + r_2 = 1$. Estas situações são observadas na Figura 4.7(a), que mostra a razão de extinção, em decibels, em função de r_1 , para alguns valores de r_2 . Na condição ideal ($ER \rightarrow \infty$), em (4.29) o termo referente à modulação de fase residual será nulo, resultando em uma modulação de amplitude pura. Caso contrário, o sinal na saída do modulador será composto pelos dois tipos de modulação. A Figura 4.7(b) mostra as amplitudes normalizadas em relação a $A_{MZM}(2\xi_{LD}P_o)^{1/2}$ dos dois termos do campo em (4.29), com $r_2 = 0,5$. Quando $r_1 = 0,5$, a razão de extinção tende para o infinito e o termo referente à modulação de fase residual anula-se. À medida em que r_1 afasta-se do valor ótimo, ou seja, tende para zero, aumentará a amplitude da parcela da modulação de fase residual e diminuirá a amplitude do termo correspondente à modulação de amplitude. Quando r_1 for igual a zero, a parcela devida à modulação de amplitude anula-se, resultando apenas na modulação de fase. Em um dispositivo comercial, o valor típico de ER é de 20dB [133] e considerando $r_2 = 0,5$ é necessário que r_1 seja 0,401 ou para $r_2 = 0,7$ tem-se r_1 igual a 0,223.

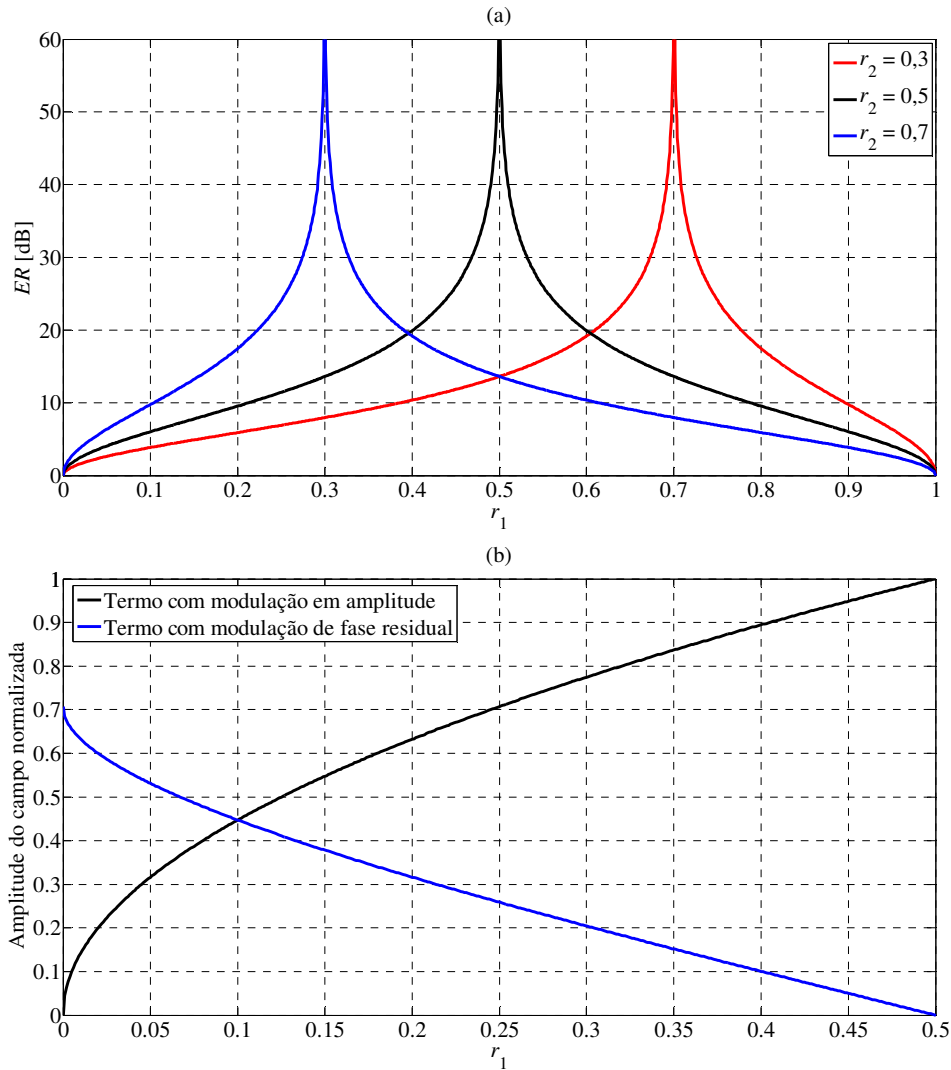


Figura 4.7. (a) Razão de extinção em função de r_1 , em decibel, para alguns valores de r_2 . (b) Amplitude normalizada em função r_1 , dos termos das modulações de amplitude e de fase residual, com $r_2 = 0,5$.

4.2.2 Meio de transmissão

O campo descrito em (4.28) será aplicado na entrada de uma fibra óptica que possui a função de transferência dada por (2.5). O comportamento do fator de fase com relação ao desvio de frequência em torno da portadora óptica ($\Delta\omega = \omega - \omega_o = n\omega_{RF}$) será dado por

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1 n\omega_{RF} + \frac{1}{2}\beta_2 (n\omega_{RF})^2. \quad (4.42)$$

Desta forma, o campo elétrico na saída da fibra será:

$$\begin{aligned}
E_f(\omega) &= \pi A_{MZM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n e^{-j\beta(\omega)L} + cc \right\} \\
&= \pi A_{MZM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \times \\
&\quad \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n e^{-j\left[\beta_0 L + n\omega_{RF} \beta_1 L + \frac{1}{2}(n\omega_{RF})^2 \beta_2 L\right]} + cc \right\}
\end{aligned} \tag{4.43}$$

e seu conjugado é

$$\begin{aligned}
E_f^*(\omega) &= \pi A_{MZM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \times \\
&\quad \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega + \omega_o + k\omega_{RF}] a_k^* e^{j\left[\beta_0 L + k\omega_{RF} \beta_1 L + \frac{1}{2}(k\omega_{RF})^2 \beta_2 L\right]} + cc \right\},
\end{aligned} \tag{4.44}$$

sendo

$$a_k^* = \left[\sqrt{a} J_k(m_1) e^{-j(k\theta_1 + \theta_2)} + \sqrt{b} J_k(m_2) \right] e^{-jk\frac{\pi}{2}}. \tag{4.45}$$

A Figura 4.8 mostra o efeito da dispersão cromática nas fases dos sinais na saída da fibra, para as modulações ODSB, OSSB e OSC, respectivamente. Considerou-se L igual a 30km e as componentes de ordens $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4$. Foram utilizados $f_{RF} = 10\text{GHz}$, $D = 17\text{ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$ e $\lambda_o = 1550\text{nm}$. Observa-se o comportamento parabólico devido ao fator quadrático do termo relacionado com a dispersão. Mais uma vez, a variação quadrática com $n\omega_{RF}$ introduz distorção não linear de fase no sinal óptico e quando detectado implicará em distorção na amplitude e na fase do sinal recuperado, causadas por mudanças na frequência e na fase do sinal transmitido. As alterações de fases dependem do comprimento da fibra e das frequências das componentes espectrais. Para comparação, os comportamentos na entrada da fibra para cada uma das situações são mostrados nas partes (b) da Figura 4.2, Figura 4.3 e Figura 4.4, respectivamente. A amplitude é afetada pela atenuação da fibra.

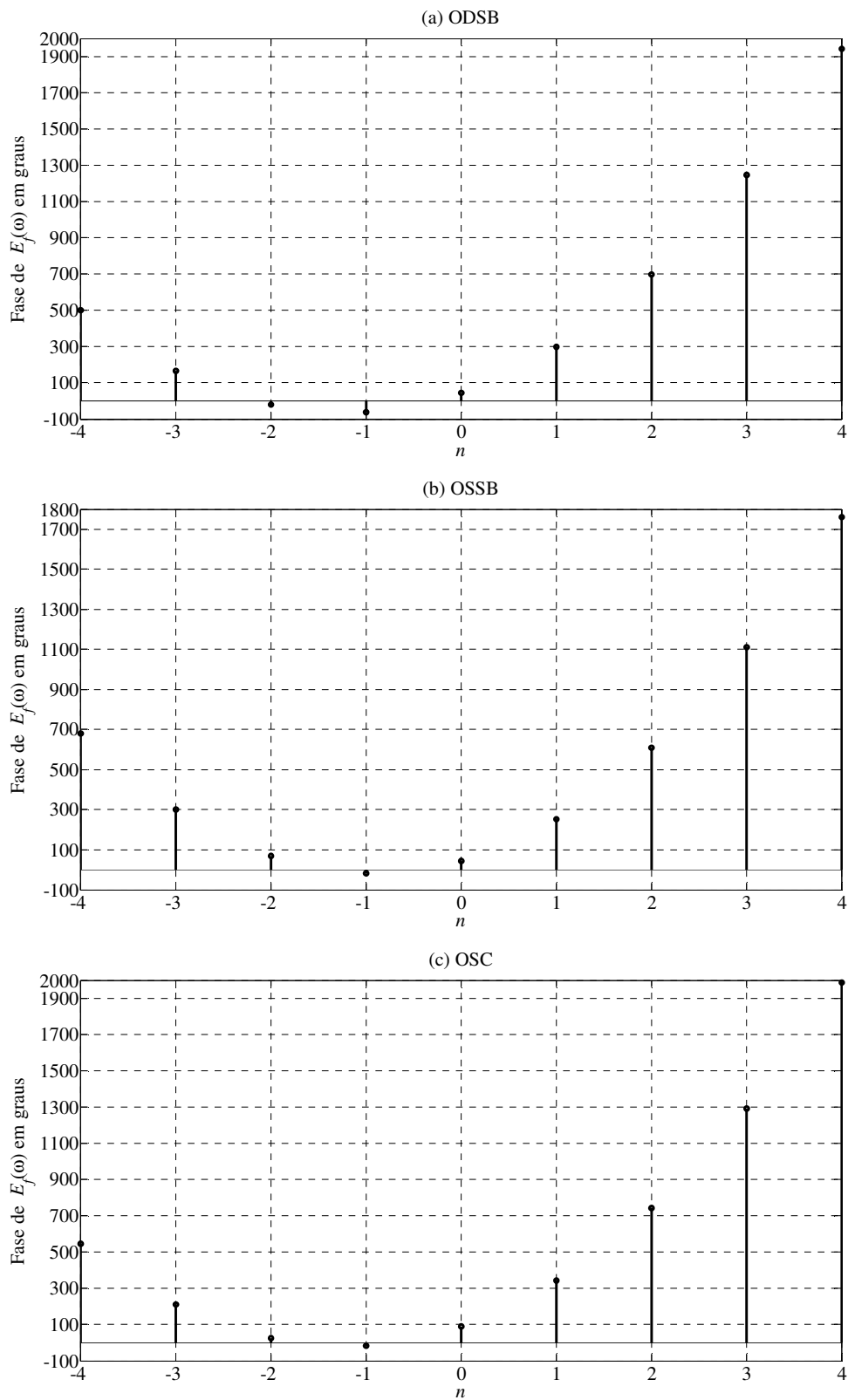


Figura 4.8. Alterações nas fases dos sinais na saída da fibra com $L = 30\text{km}$. (a) ODSB, (b) OSSB e (c) OSC.

4.2.3 Receptor

Utilizando (4.43) e (4.44) em (2.13), obtém-se a corrente na saída do fotodetector no domínio da frequência, sendo dada por

$$\begin{aligned}
I(\omega) &= \frac{\Re}{4\pi\xi_{PD}} \left(\pi A_{MZM} A_f \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \right)^2 \times \\
&\times \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n e^{-j\left[\beta_0 L + n\omega_{RF}\beta_1 L + \frac{1}{2}(n\omega_{RF})^2 \beta_2 L\right]} + cc \right\} \right\} * \\
&* \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega + \omega_o + k\omega_{RF}] a_k^* e^{j\left[\beta_0 L + k\omega_{RF}\beta_1 L + \frac{1}{2}(k\omega_{RF})^2 \beta_2 L\right]} + cc \right\} \right\} \\
&= \frac{\pi A_{MZM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \times \\
&\times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - (n-k)\omega_{RF}] a_n a_k^* e^{-j(n-k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(n^2-k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} + \right. \\
&+ \delta[\omega - 2\omega_o - (n+k)\omega_{RF}] a_n a_k e^{-j2\beta_0 L} e^{-j(n+k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(n^2+k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} + \\
&+ \delta[\omega + 2\omega_o + (n+k)\omega_{RF}] a_n^* a_k^* e^{j2\beta_0 L} e^{j(n+k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{j\frac{1}{2}(n^2+k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} + \\
&\left. + \delta[\omega + (n-k)\omega_{RF}] a_n^* a_k e^{j(n-k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{j\frac{1}{2}(n^2-k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} \right\}, \quad (4.46)
\end{aligned}$$

e, mais uma vez, para simplificação foi considerado $\xi_{LD} = \xi_{PD}$. Os termos com frequências iguais a $2\omega_o \pm (n+k)\omega_{RF}$ podem ser desconsiderados, pois estão fora da faixa de passagem do fotodetector, possuindo amplitudes muito reduzidas [93]. Assim,

$$\begin{aligned}
I(\omega) &= \frac{\pi A_{MZM}^2 A_f^2 \Re P_o}{2} \times \\
&\times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - (n-k)\omega_{RF}] a_n a_k^* e^{-j(n-k)\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(n^2-k^2)\omega_{RF}^2 \beta_2 L} + cc \right\} \quad (4.47)
\end{aligned}$$

com

$$\begin{aligned}
a_n a_k^* &= a J_n(m_1) J_k(m_1) e^{j(n-k)\left(\theta_1 + \frac{\pi}{2}\right)} + \sqrt{ab} J_n(m_1) J_k(m_2) e^{j\left[(n-k)\frac{\pi}{2} + n\theta_1 + \theta_2\right]} + \\
&+ \sqrt{ab} J_n(m_2) J_k(m_1) e^{j\left[(n-k)\frac{\pi}{2} - k\theta_1 - \theta_2\right]} + b J_n(m_2) J_k(m_2) e^{j(n-k)\frac{\pi}{2}}. \quad (4.48)
\end{aligned}$$

Observa-se que a corrente fotodetectada não depende de β_0 , que é o primeiro termo do fator de fase da fibra óptica. Também, há infinitas componentes espectrais com frequências $(n-k)\omega_{RF}$. Fazendo $n-k = N$ e substituindo em (4.47) e em (4.48), chega-se a

$$I(\omega) = \frac{\pi A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{2} \times \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] a_{N+k} a_k^* e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(N+2k)N\omega_{RF}^2\beta_2 L} + cc \right\} \quad (4.49)$$

$$a_{N+k} a_k^* = a J_{N+k}(m_1) J_k(m_1) e^{jN(\theta_1 + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{ab} J_{N+k}(m_1) J_k(m_2) e^{j[N(\theta_1 + \frac{\pi}{2}) + k\theta_1 + \theta_2]} + \sqrt{ab} J_{N+k}(m_2) J_k(m_1) e^{j[N\frac{\pi}{2} - k\theta_1 - \theta_2]} + b J_{N+k}(m_2) J_k(m_2) e^{jN\frac{\pi}{2}}. \quad (4.50)$$

Agora, cada componente espectral de ordem N é dada por $N\omega_{RF}$. Reescrevendo (4.49)

$$I(\omega) = \frac{\pi A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{2} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] a_{N+k} a_k^* e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-j\frac{1}{2}(N+2k)\phi} + cc \right\}, \quad (4.51)$$

onde

$$\phi = N\omega_{RF}^2 \beta_2 L, \quad (4.52)$$

que é um parâmetro que depende da ordem do harmônico, da frequência fundamental do sinal de RF, do parâmetro de dispersão cromática e do comprimento da fibra. Substituindo (4.50) em (4.51), chega-se a uma nova expressão para a corrente

$$I(\omega) = \frac{\pi A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{2} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} e^{-jN(\frac{\phi}{2} + \frac{\pi}{2})} \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\{ a e^{jN\theta_1} J_{N+k}(m_1) J_k(m_1) e^{-jk\phi} + \sqrt{abe}^{j(N\theta_1 + \theta_2)} J_{N+k}(m_1) J_k(m_2) e^{jk(\theta_1 - \phi)} + \sqrt{abe}^{-j\theta_2} J_{N+k}(m_2) J_k(m_1) e^{-jk(\theta_1 + \phi)} + b J_{N+k}(m_2) J_k(m_2) e^{-jk\phi} \right\} + cc \right\}. \quad (4.53)$$

Aplicando o teorema de Graf em cada um dos fatores da série em (4.53), identificam-se R e Ω para as quatro parcelas, sendo dadas, respectivamente, por

$$r = m_1, \quad r_o = m_1, \quad \theta = 0, \quad \theta_o = \phi, \\ R_1 = 2m_1 \operatorname{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \Omega_1 = \frac{\pi}{2} + \frac{\phi}{2}, \quad (4.54)$$

$$r = m_1, \quad r_o = m_2, \quad \theta = 0, \quad \theta_o = \phi - \theta_1, \\ R_2 = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 - 2m_1 m_2 \cos(\phi - \theta_1)}, \quad \Omega_2 = \operatorname{arctg}\left[\frac{-m_2 \operatorname{sen}(\phi - \theta_1)}{m_1 - m_2 \cos(\phi - \theta_1)}\right], \quad (4.55)$$

$$r = m_2, \quad r_o = m_1, \quad \theta = 0, \quad \theta_o = \phi + \theta_1,$$

$$R_3 = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 - 2m_1m_2 \cos(\phi + \theta_1)}, \quad \Omega_3 = \arctg \left[\frac{-m_1 \sin(\phi + \theta_1)}{m_2 - m_1 \cos(\phi + \theta_1)} \right], \quad (4.56)$$

$$r = m_2, \quad r_o = m_2, \quad \theta = 0, \quad \theta_o = \phi,$$

$$R_4 = 2m_2 \sin\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad \Omega_4 = \frac{\pi}{2} + \frac{\phi}{2}. \quad (4.57)$$

Substituindo estes resultados em (4.53), chega-se a

$$I(\omega) = \frac{\pi A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{2} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} \times \right.$$

$$\times e^{-jN\left(\frac{\phi}{2} - \frac{\pi}{2}\right)} \left\{ aJ_N(R_1) e^{jN(\Omega_1 + \theta_1)} + \sqrt{ab} J_N(R_2) e^{j[N(\Omega_2 + \theta_1) + \theta_2]} + \right.$$

$$\left. + \sqrt{ab} J_N(R_3) e^{j(N\Omega_3 - \theta_2)} + bJ_N(R_4) e^{jN\Omega_4} \right\} + cc \left. \right\}$$

$$= \frac{\pi}{2} \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \left\{ \delta[\omega - N\omega_{RF}] e^{-jN\omega_{RF}\beta_1 L} I(N\omega_{RF}) + cc \right\}, \quad (4.58)$$

sendo um valor real. Considerando apenas o termo referente à frequência positiva, cada componente espectral de ordem N pode ser determinada por

$$I(N\omega_{RF}) = (-1)^N A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o \left\{ aJ_N(R_1) e^{jN\theta_1} + bJ_N(R_4) + \right.$$

$$\left. + \sqrt{abe}^{-jN\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\phi}{2}\right)} \left[J_N(R_2) e^{j[N(\theta_1 + \Omega_2) + \theta_2]} + J_N(R_3) e^{j(N\Omega_3 - \theta_2)} \right] \right\}, \quad (4.59)$$

$$\phi = N\omega_{RF}^2 \beta_2 L.$$

Este resultado foi publicado em [151]-[154] e está de acordo com outros trabalhos [73]-[76], aplicando as condições de cada um. Mais uma vez, no que diz respeito à geração das componentes espectrais na saída do PD, a solução apresentada em (4.59) é um resultado analítico exato para a corrente detectada. Quando os campos dados por (4.43) e (4.44) excitam o PD, contabilizam-se as contribuições dos batimentos entre todas as componentes de ordens n e k para a geração de determinada componente de ordem N , pois $n - k = N$. É uma abordagem sem aproximação, pois não há limitação nos termos dos somatórios de índices n e k , ou uma imposição em pequenos sinais. Leva em consideração, além da ordem N da componente espectral, a potência óptica e o comprimento de onda do laser, as perdas por inserção do MZM e da fibra e a responsividade do fotodetector. Ainda, a frequência, as fases iniciais e as diferenças de fases dos sinais de RF, os índices de modulação do MZM, o parâmetro de dispersão cromática e o comprimento da fibra. Considera-se a operação com índices de modulação diferentes e a utilização de altos valores, e os coeficientes de transmissão das junções Y do MZM que permitem avaliar o

efeito da assimetria do dispositivo. Também, permite implementar diversos formatos de modulações ópticas analógicas de amplitude e recuperar a modelagem do enlace com modulador de fase.

Para uma impedância de carga (Z_L) real, a potência média da componente de ordem N entregue será dada por

$$P_L = \frac{1}{2} |I(N\omega_{RF})|^2 Z_L. \quad (4.60)$$

4.2.4 Condições específicas

Considerando os índices de modulação iguais ($m_1 = m_2 = m$) e o DD-MZM simétrico ($r_1 = r_2 = 0,5$), (4.59) fica

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{(-1)^N A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{4} \left\{ (1 + e^{jN\theta_1}) J_N \left[2m \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right] + e^{j\frac{N\theta_1}{2}} \left\{ J_N \left[2m \operatorname{sen} \left(\frac{\phi - \theta_1}{2} \right) \right] e^{j\theta_2} + J_N \left[2m \operatorname{sen} \left(\frac{\phi + \theta_1}{2} \right) \right] e^{-j\theta_2} \right\} \right\}. \quad (4.61)$$

Em pequenos sinais, isto é, com m muito menor que a unidade, o resultado torna-se

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{(-1)^N A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o m^N}{4N!} \left\{ (1 + e^{jN\theta_1}) \operatorname{sen}^N \left(\frac{\phi}{2} \right) + e^{j\frac{N\theta_1}{2}} \left[e^{j\theta_2} \operatorname{sen}^N \left(\frac{\phi - \theta_1}{2} \right) + e^{-j\theta_2} \operatorname{sen}^N \left(\frac{\phi + \theta_1}{2} \right) \right] \right\}. \quad (4.62)$$

O valor médio da corrente fotogerada pode ser obtido fazendo $N = 0$. Substituindo em (4.59), (4.61) e (4.62), obtém-se, respectivamente

$$I(0) = A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o \left\{ a + b + 2\sqrt{ab} \cos(\theta_2) J_0 \left[\sqrt{m_1^2 + m_2^2 - 2m_1 m_2 \cos(\theta_1)} \right] \right\}, \quad (4.63)$$

$$I(0) = \frac{A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{2} \left\{ 1 + \cos(\theta_2) J_0 \left[2m \operatorname{sen} \left(\frac{\theta_1}{2} \right) \right] \right\}, \quad (4.64)$$

$$I(0) = \frac{A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{2} [1 + \cos(\theta_2)]. \quad (4.65)$$

Observa-se em (4.63) e em (4.64) que a corrente contínua detectada possui dependência em relação à polarização do modulador (θ_2), a diferença de fase entre os sinais de modulação (θ_1), ao índice de modulação, à potência do laser (P_o) e a outros parâmetros. Em

(4.65), relaciona-se com θ_2 , P_o e os outros parâmetros, ficando praticamente independente de θ_1 pela aproximação adotada para $J_0(x)$ de pequenos argumentos. Para comparação, no enlace com modulador de fase, a corrente contínua detectada possui valor fixo.

Na ausência da fibra ($L = 0$), situação conhecida como *back-to-back*, (4.59), (4.61) e (4.62) ficam, respectivamente, iguais a

$$I(N\omega_{RF}) = (-1)^N A_{MZM}^2 \mathfrak{R}P_o \left\{ J_N(0) (ae^{jN\theta_1} + b) + \sqrt{abe}^{-jN\frac{\pi}{2}} J_N \left[\sqrt{m_1^2 + m_2^2 - 2m_1m_2 \cos(\theta_1)} \right] \left\{ e^{j[N(\Omega_2 + \theta_1) + \theta_2]} + e^{j(N\Omega_3 - \theta_2)} \right\} \right\}, \quad (4.66)$$

$$\Omega_2 = \arctg \left[\frac{m_2 \sin(\theta_1)}{m_1 - m_2 \cos(\theta_1)} \right], \quad \Omega_3 = \arctg \left[\frac{-m_1 \sin(\theta_1)}{m_2 - m_1 \cos(\theta_1)} \right],$$

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{A_{MZM}^2 \mathfrak{R}P_o e^{jN\frac{\pi}{2}}}{4} \left\{ J_N(0) (1 + e^{jN\theta_1}) + 2e^{jN\left(\frac{\theta_1 + \pi}{2}\right)} J_N \left[2m \sin\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \right] \cos(\theta_2) \right\}, \quad (4.67)$$

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{A_{MZM}^2 \mathfrak{R}P_o m^N e^{jN\frac{\pi}{2}}}{4N!} \left\{ 0^N (1 + e^{jN\theta_1}) + 2e^{jN\left(\frac{\theta_1 + \pi}{2}\right)} \sin^N\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \cos(\theta_2) \right\}, \quad (4.68)$$

sendo que o primeiro termo destas expressões existirá somente para $N = 0$. O fator 0^N em (4.68) será indeterminado para $N = 0$ e eliminando sua indeterminação, fazendo o limite de $J_0(x)$ quando x tende 0, seu resultado será igual a 1, pois, $J_0(0) = 1$.

4.3 Análise dos resultados

4.3.1 Formato de modulação ODSB

Para o caso ODSB com $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, \pi/2)$, as expressões (4.59), (4.61) e (4.62) ficam

$$I(N\omega_{RF}) = A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o \left\{ a J_N \left[2m_1 \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right] + (-1)^N b J_N \left[2m_2 \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right] + \sqrt{ab} J_N \left[\sqrt{m_1^2 + m_2^2 + 2m_1m_2 \cos(\phi)} \right] \left[e^{jN\Omega_2} - (-1)^N e^{jN\Omega_3} \right] e^{-j\left[N\left(\frac{\phi + \pi}{2}\right) - \frac{\pi}{2}\right]} \right\}, \quad (4.69)$$

$$\Omega_2 = \arctg \left[\frac{m_2 \sin(\phi)}{m_1 + m_2 \cos(\phi)} \right], \quad \Omega_3 = \arctg \left[\frac{m_1 \sin(\phi)}{m_2 + m_1 \cos(\phi)} \right],$$

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{A_{MZM}^2 A_f^2 \Re P_o}{4} \left\{ \left[1 + (-1)^N \right] J_N \left[2m \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right] + \right. \\ \left. + 2 \cos \left[(N-1) \frac{\pi}{2} \right] J_N \left[2m \cos \left(\frac{\phi}{2} \right) \right] \right\}, \quad (4.70)$$

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{A_{MZM}^2 A_f^2 \Re P_o m^N}{4N!} \left\{ \left[1 + (-1)^N \right] \operatorname{sen}^N \left(\frac{\phi}{2} \right) + \right. \\ \left. + 2 \cos \left[(N-1) \frac{\pi}{2} \right] \cos^N \left(\frac{\phi}{2} \right) \right\}. \quad (4.71)$$

A Figura 4.9 mostra o espectro da corrente elétrica na saída do fotodetector para valores de N até o quarto harmônico. São apresentados os módulos das amplitudes normalizadas em relação a $(A_{MZM} A_f)^2 \Re P_o$ para a modulação ODSB. Foram considerados os valores informados na Tabela 4.1. Observa-se a recuperação das componentes espectrais consideradas. Para o comprimento de 30km, as componentes geradas na saída do DD-MZM (Figura 4.2), após a propagação pela fibra, ao excitarem o fotodetector, por meio dos batimentos entre elas, resultará nas combinações que são múltiplas inteiras de N .

A Figura 4.10 mostra a potência normalizada em relação ao nível médio ($N = 0$) em função do comprimento da fibra (L), em decibel. São comparados os comportamentos entre algumas ordens N para a modulação ODSB. Foram utilizados os valores da Tabela 4.2. Observa-se que sem a fibra ($L = 0$), apenas as componentes ímpares serão detectadas. À medida em que se aumenta seu comprimento é possível recuperar qualquer componente espectral. Porém, dependendo desse comprimento e da ordem da componente, ocorrerão pontos em que a potência detectada será mínima, sendo o primeiro em 36,73km para a fundamental. Para $N = 2, 3$ e 4, as amplitudes nos pontos de máximo estão em torno de 26dB, 55dB e 87dB, respectivamente, abaixo da fundamental.

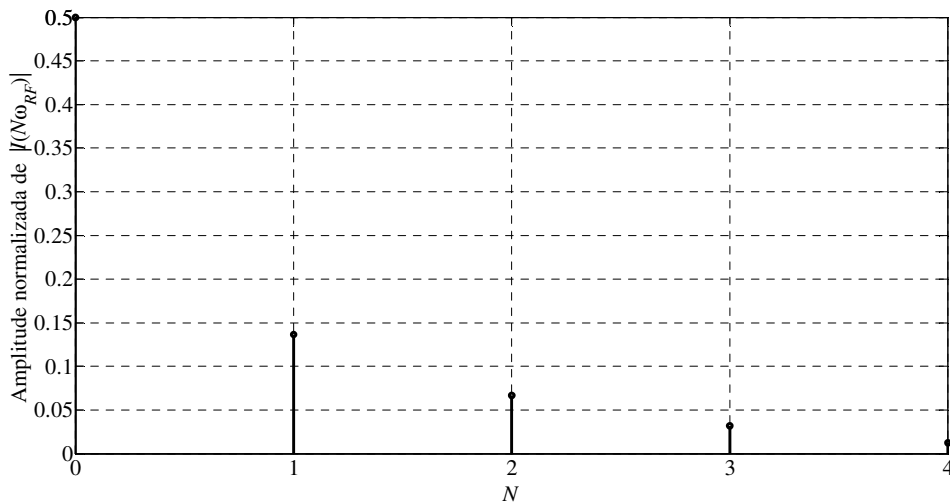


Figura 4.9. Módulos das amplitudes normalizadas das componentes da corrente elétrica na saída do fotodetector, para a modulação ODSB.

Tabela 4.1. Valores utilizados para a simulação do espectro na saída do PD, no enlace IM-DD.

m_1	m_2	r_1	r_2	f_{RF}	λ_o	D	L
1	1	0,5	0,5	10GHz	1550nm	17ps/(nm.km)	30km

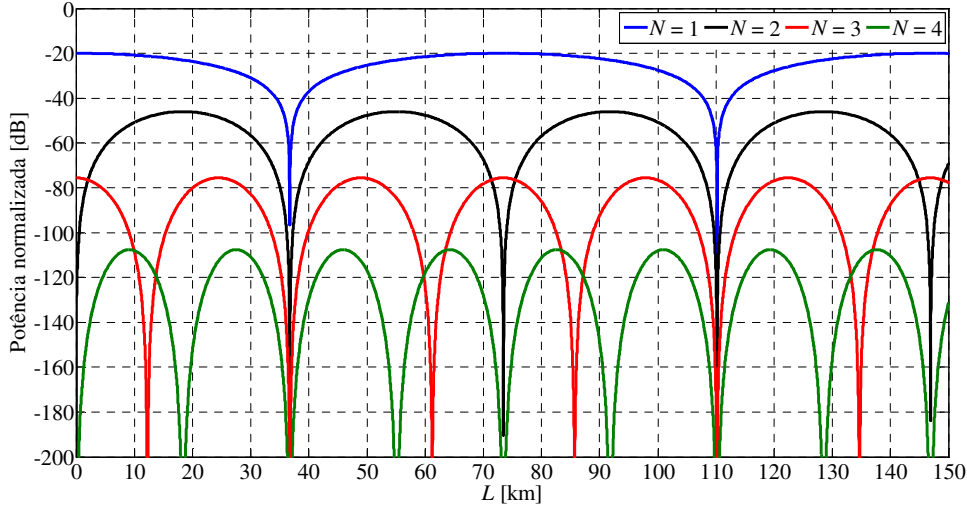


Figura 4.10. Potência normalizada em relação ao nível médio em função do comprimento da fibra, em dB. Comparam-se os comportamentos entre algumas ordens N para a modulação ODSB.

Tabela 4.2. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, no enlace IM-DD.

P_o	m_1	m_2	r_1	r_2	f_{RF}
1mW	0,1	0,1	0,5	0,5	10GHz
α_{MZM}	λ_o	D	α_f	\mathfrak{R}	Z_L
5dB	1550nm	17ps/(nm.km)	0,2dB/km	0,8A/W	50 Ω

Em pequenos sinais, para as componentes de ordem N ímpares, os valores de L nos quais têm-se as potências mínima e máxima e as suas periodicidades, ocorrem, respectivamente, quando

$$L_{min} = \frac{(2p+1)c}{2Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad (4.72)$$

$$L_{max} = \frac{pc}{Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad (4.73)$$

com repetição $p = 0, 1, 2, \dots$, resultado de acordo com [32][80]. Para as componentes pares têm-se

$$L_{min} = \frac{pc}{Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad (4.74)$$

$$L_{max} = \frac{(2p+1)c}{2Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{Ndf_{RF}^2\lambda_o^2}. \quad (4.75)$$

A Figura 4.11 mostra os comportamentos das potências médias detectadas do sinal fundamental ($N = 1$) em função de L , para as soluções em grandes sinais e aproximada na saída do fotodetector, dadas, respectivamente, por (4.69) e (4.71). Os resultados estão normalizados com relação ao valor médio e expressos em decibels. Os parâmetros utilizados são informados na Tabela 4.2, com alteração no valor de m . Na parte (a), condição de pequenos sinais ($m \ll 1$), observa-se a convergência entre os modelos. Em (b) e em (c) foi utilizado m igual a 1 e 2, respectivamente, condição de grandes sinais. Os modelos apresentam concordância apenas nos pontos de mínima potência, resultado esperado por causa do efeito da dispersão nos comprimentos específicos. Na aproximação em pequenos sinais dada por (4.71), o comportamento está de acordo com a representação analítica, onde o índice de modulação altera o valor máximo das funções sinusoidais. Na parte (c), na solução aproximada, há valores maiores que 0dB para alguns comprimentos, não significando que houve ganho, mas que a aproximação não é válida para índices altos. Para a solução em grandes sinais, observam-se novos pontos de mínima potência e a alteração dos pontos onde ocorre a máxima potência, não sendo possível observar este comportamento nos modelos aproximados [73][74][77][79]. Novamente, justifica-se a utilização do modelo analítico em grandes sinais proposto para a avaliação do enlace.

A utilização de altos índices de modulação pode provocar distorção, devido às não linearidades, no sinal recebido. Por outro lado, estes efeitos podem ser úteis em aplicações como em multiplicação de frequências para geração de sinais em frequências elevadas ou a filtros de RF [34][35][147]. Para aplicação em filtragem, analisando a solução em grandes sinais na parte (b), a resposta é mais plana, se comparada com (a), em torno do ponto de máxima potência. Em (c), observam-se novas faixas de passagens e novos pontos de nulo (ou de rejeição). Mais uma vez, com o controle do índice de modulação é possível obter um filtro fotônico de sinais de RF e microondas. Lembrando que o gráfico pode ser obtido em função da frequência ao invés do comprimento, pois L e f_{RF} estão relacionados pelo parâmetro ϕ .

A Figura 4.12 mostra a relação entre as potências médias detectadas das soluções em grandes sinais e aproximada em função de L , para a modulação ODSB, com $N = 1, 2, 3$ e 4 . Os parâmetros utilizados são os mesmos da Tabela 4.2, com alteração no valor de m . Nas partes (a) e (b) foram utilizados m igual a 0,1 e 1, respectivamente. A menor diferença ocorre nos pontos de mínimo e o maior erro nos pontos de máximo (Figura 4.10). Na parte (a), condição de pequenos sinais, para a componente fundamental ($N = 1$) o erro é menor que 0,05dB em 73,45km, ou seja, o modelo em grandes sinais tem resultado 0,05dB menor do que o aproximado. Para o segundo harmônico ($N = 2$), tem-se um valor menor do que 0,03dB em 18,36km. Em (b), a maior diferença é de aproximadamente 5dB em 73,45km para $N = 1$ e de 3dB em 18,36km para $N = 2$, justificando, novamente, a utilização do modelo em grandes sinais proposto.

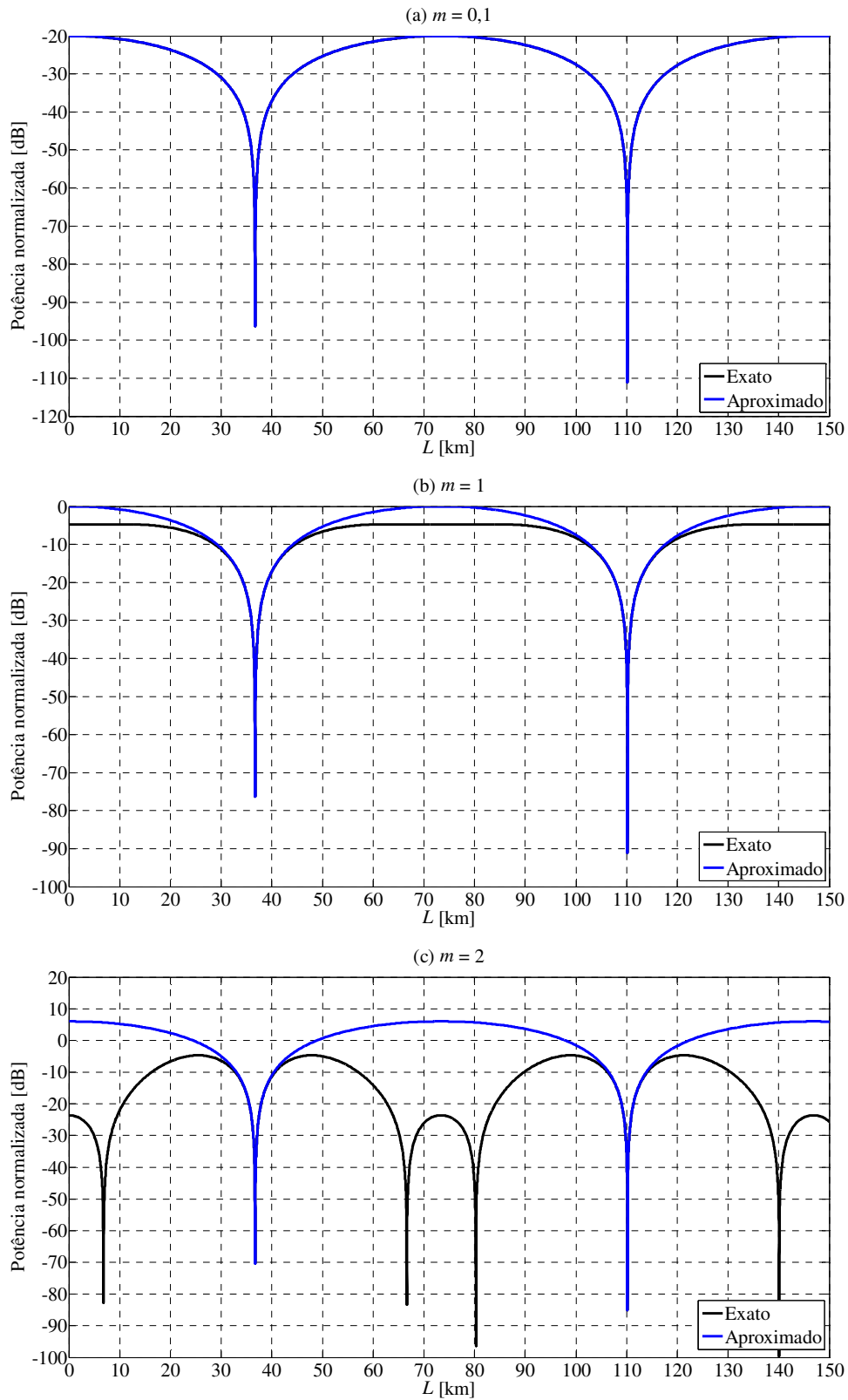


Figura 4.11. Potência média detectada do sinal fundamental ($N = 1$) em função de L , para as soluções em grandes sinais e aproximada da modulação ODSB, com os resultados normalizados em relação ao valor médio, em dB. (a) $m = 0,1$, (b) $m = 1$ e (c) $m = 2$.

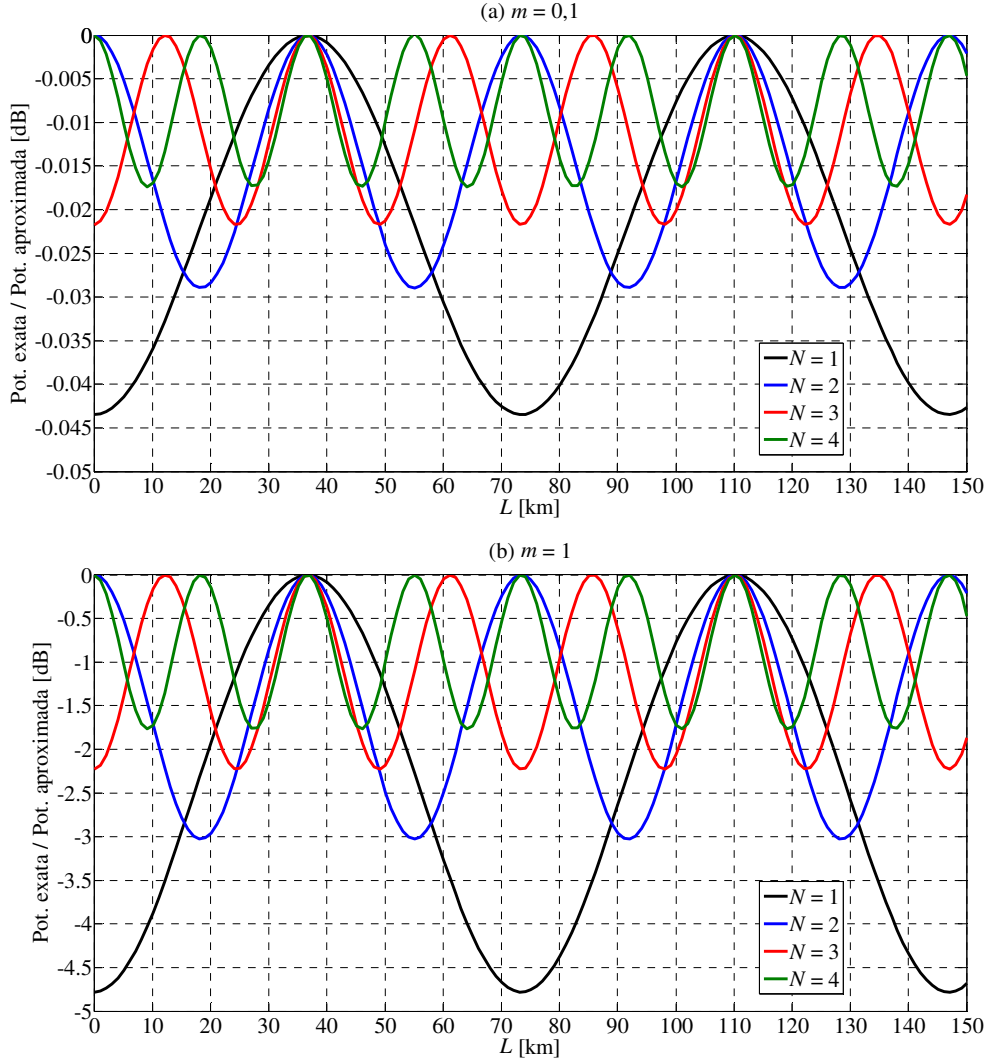


Figura 4.12. Relação entre os valores das potências médias detectadas, em dB, em função de L , das soluções em grandes sinais e aproximada da modulação ODSB. (a) $m = 0,1$ e (b) $m = 1$.

4.3.2 Formato de modulação OSSB

Para o OSSB faz-se $(\theta_1, \theta_2) = (\pi/2, \pi/2)$ e de (4.59), (4.61) e (4.62), obtém-se

$$\begin{aligned}
 I(N\omega_{RF}) = & (-1)^N A_{MZM}^2 A_f^2 \Re P_o \left\{ a J_N \left[2m_1 \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right] e^{jN\frac{\pi}{2}} + b J_N \left[2m_2 \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \right] + \right. \\
 & + \sqrt{abe}^{-jN\left(\frac{\phi}{2} + \frac{\pi}{2}\right)} \left\{ J_N \left[\sqrt{m_1^2 + m_2^2 - 2m_1 m_2 \sin(\phi)} \right] e^{j\left[N\left(\Omega_2 + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right]} + \right. \\
 & \left. \left. + J_N \left[\sqrt{m_1^2 + m_2^2 + 2m_1 m_2 \sin(\phi)} \right] e^{j\left(N\Omega_3 - \frac{\pi}{2}\right)} \right\} \right\}, \tag{4.76}
 \end{aligned}$$

$$\Omega_2 = \arctg \left[\frac{m_2 \cos(\phi)}{m_1 - m_2 \sin(\phi)} \right], \quad \Omega_3 = \arctg \left[\frac{-m_1 \cos(\phi)}{m_2 + m_1 \sin(\phi)} \right],$$

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{4} \left\{ \left[(-1)^N + (-j)^N \right] J_N \left[2m \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right] + \right. \\ \left. + e^{j(2-3N)\frac{\pi}{4}} \left\{ J_N \left[2m \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} - \frac{\pi}{4} \right) \right] - J_N \left[2m \cos \left(\frac{\phi}{2} - \frac{\pi}{4} \right) \right] \right\} \right\}, \quad (4.77)$$

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o m^N}{4N!} \left\{ \left[(-1)^N + (-j)^N \right] \operatorname{sen}^N \left(\frac{\phi}{2} \right) + \right. \\ \left. + e^{j(2-3N)\frac{\pi}{4}} \left[\operatorname{sen}^N \left(\frac{\phi}{2} - \frac{\pi}{4} \right) - \cos^N \left(\frac{\phi}{2} - \frac{\pi}{4} \right) \right] \right\}. \quad (4.78)$$

A Figura 4.13 mostra o espectro da corrente elétrica na saída do fotodetector para valores de N até o quarto harmônico. São apresentados os módulos das amplitudes normalizadas em relação a $(A_{MZM}A_f)^2\mathfrak{R}P_o$, para a modulação OSSB. Foram utilizados os valores da Tabela 4.1. Observa-se a recuperação das componentes espectrais, pois para $L = 30\text{km}$ as componentes pelo DD-MZM (Figura 4.3) ao excitarem o fotodetector estarão moduladas em amplitude, e por meio dos batimentos entre elas resultará nas combinações que são múltiplas inteiras de N .

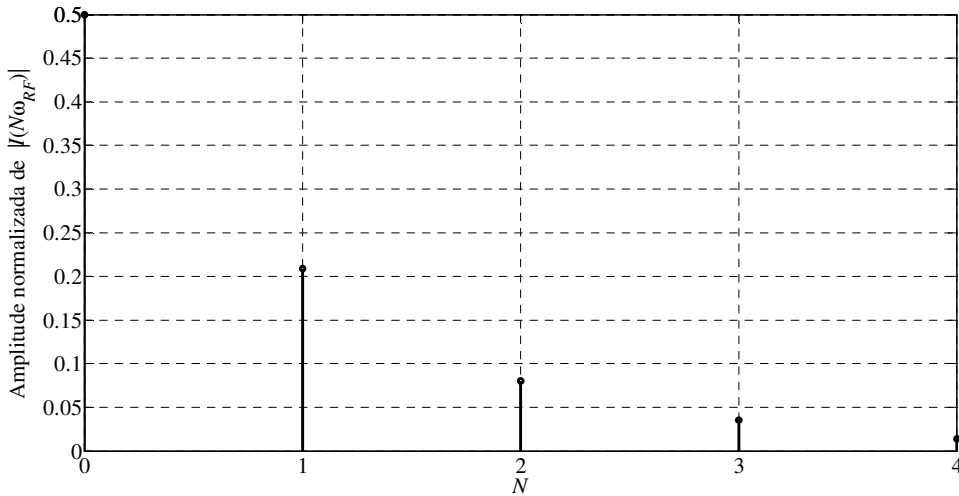


Figura 4.13. Módulos das amplitudes normalizadas das componentes da corrente elétrica na saída do fotodetector, para a modulação OSSB.

A Figura 4.14 mostra o comportamento da potência normalizada em relação ao nível médio em função do comprimento da fibra (L), em decibel. São analisadas algumas ordens N para a modulação OSSB. Foram considerados os mesmos parâmetros da Tabela 4.2. Para $L = 0$, são recuperadas apenas as componentes ímpares. Com o aumento do comprimento da fibra, estes harmônicos apresentam menor sensibilidade ao efeito da dispersão cromática, pois possuem respostas mais planas se comparadas às ordens pares e também em relação à modulação ODSB. Isso ocorre, pois, para as componentes ímpares na saída do modulador, a modulação OSSB possui apenas uma das bandas laterais, sendo menos sensível ao efeito da dispersão cromática da fibra óptica. Apenas uma das faixas

laterais irá excitar o fotodetector e, assim, não há a presença da outra banda lateral que cancelaria esta componente [13]. No ODSB, como estão presentes as duas bandas laterais, esse efeito ocorre para valores específicos do comprimento L e da frequência do sinal de RF. Por outro lado, analisando os pontos de máxima potência, o ODSB está 3dB acima do OSSB, ou seja, possui o dobro de potência detectada. É possível recuperar qualquer componente espectral e dependendo do comprimento da fibra ocorrerão pontos de mínima potência para as componentes pares.

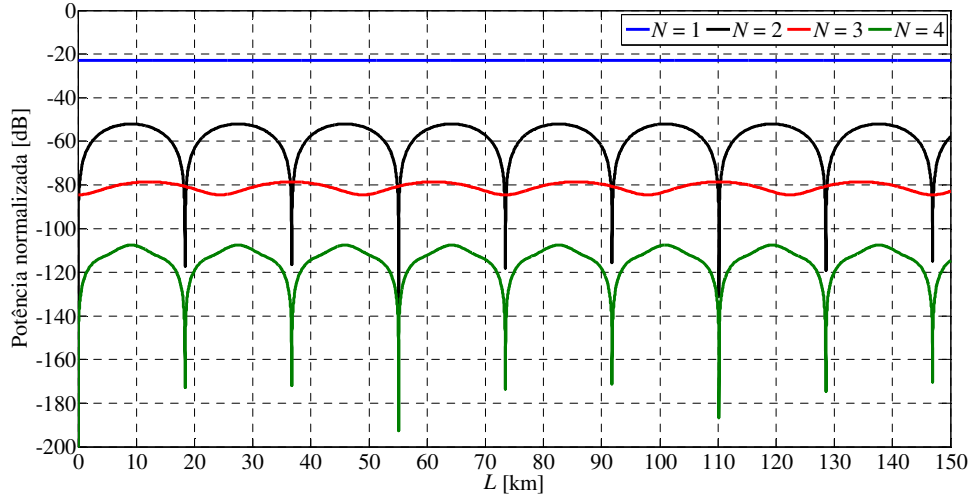


Figura 4.14. Potência normalizada em relação ao nível médio em função do comprimento da fibra, em dB. Comparam-se os comportamentos entre algumas ordens N para a modulação OSSB.

Como comentado, as componentes ímpares possuem respostas mais planas, apresentando ondulações ao longo de L e que aumenta de acordo com a ordem N . Em pequenos sinais, para as componentes pares de ordens 2, 6, 10, ..., os comprimentos de L nos quais ocorrem as potências mínima e máxima e as suas periodicidades são, respectivamente,

$$L_{min} = \frac{pc}{2Ndf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{2Ndf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad (4.79)$$

$$L_{max} = \frac{(2p+1)c}{4Ndf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{2Ndf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad (4.80)$$

com repetição $p = 0, 1, 2, \dots$. Para as componentes pares de ordens 4, 8, 12, ..., têm-se

$$L_{min} = \frac{pc}{Ndf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{Ndf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad (4.81)$$

$$L_{max} = \frac{(2p+1)c}{2Ndf_{RF}^2 \lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{Ndf_{RF}^2 \lambda_o^2}. \quad (4.82)$$

A Figura 4.15 mostra os comportamentos das potências médias detectadas da componente $N = 1$ para os modelos em grandes sinais e aproximado na saída do fotodetector

para a condição OSSB, dadas, respectivamente, por (4.76) e (4.78). Os resultados em decibels estão normalizados com relação ao valor médio. Foram considerados os mesmos parâmetros da Tabela 4.2, alterando o valor de m .

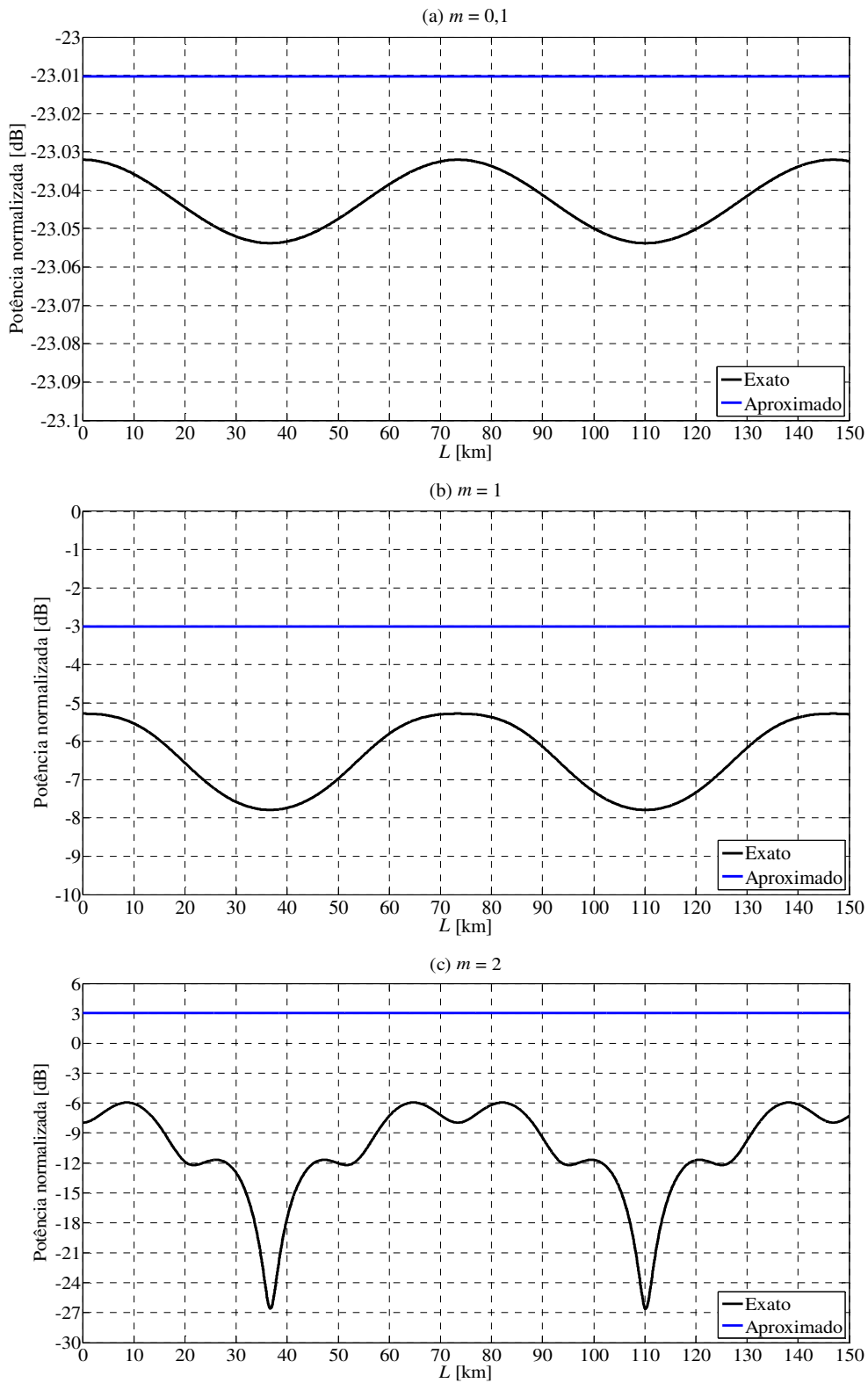


Figura 4.15. Potência média detectada do sinal fundamental ($N = 1$) para as soluções em grandes sinais e aproximada da modulação OSSB, com os resultados normalizados em relação ao valor médio, em dB. (a) $m = 0,1$, (b) $m = 1$ e (c) $m = 2$.

Em (a), pequenos sinais, tem-se a convergência entre as modelagens, observando uma ondulação em torno de 0,02dB no modelo mais exato e a aproximada é plana. Em (b), com m igual a 1, a solução aproximada permanece plana e na de grandes sinais há um aumento na ondulação para em torno de 3dB. Ainda é menos sensível ao efeito da dispersão se comparado ao ODSB, que possui pontos de nulo. Na aproximação dada por (4.78), o índice de modulação altera o valor máximo das funções sinusoidais. Na parte (c), com $m = 2$, os valores da solução aproximada são maiores que 0dB, não sendo válida para índices altos. Para a solução em grandes sinais, observa-se o surgimento dos pontos de mínima potência, fato não observado nas modelagens aproximadas. Portanto, para valores elevados de m a modulação OSSB também sofrerá influência da dispersão cromática da fibra óptica.

A Figura 4.16 mostra a relação entre as potências médias detectadas das soluções em grandes sinais e aproximada em função de L , para a modulação OSSB, com $N = 1, 2, 3$ e 4, com os mesmos parâmetros da Tabela 4.2, alterando o valor de m . Em (a) e em (b) foram utilizados m igual a 0,1 e 1, respectivamente. Observa-se uma diferença menor que 0,02dB entre os modelos para as ordens apresentadas. Na parte (b), para $N = 1$, a diferença entre as abordagens aumenta para em torno de 2,5dB.

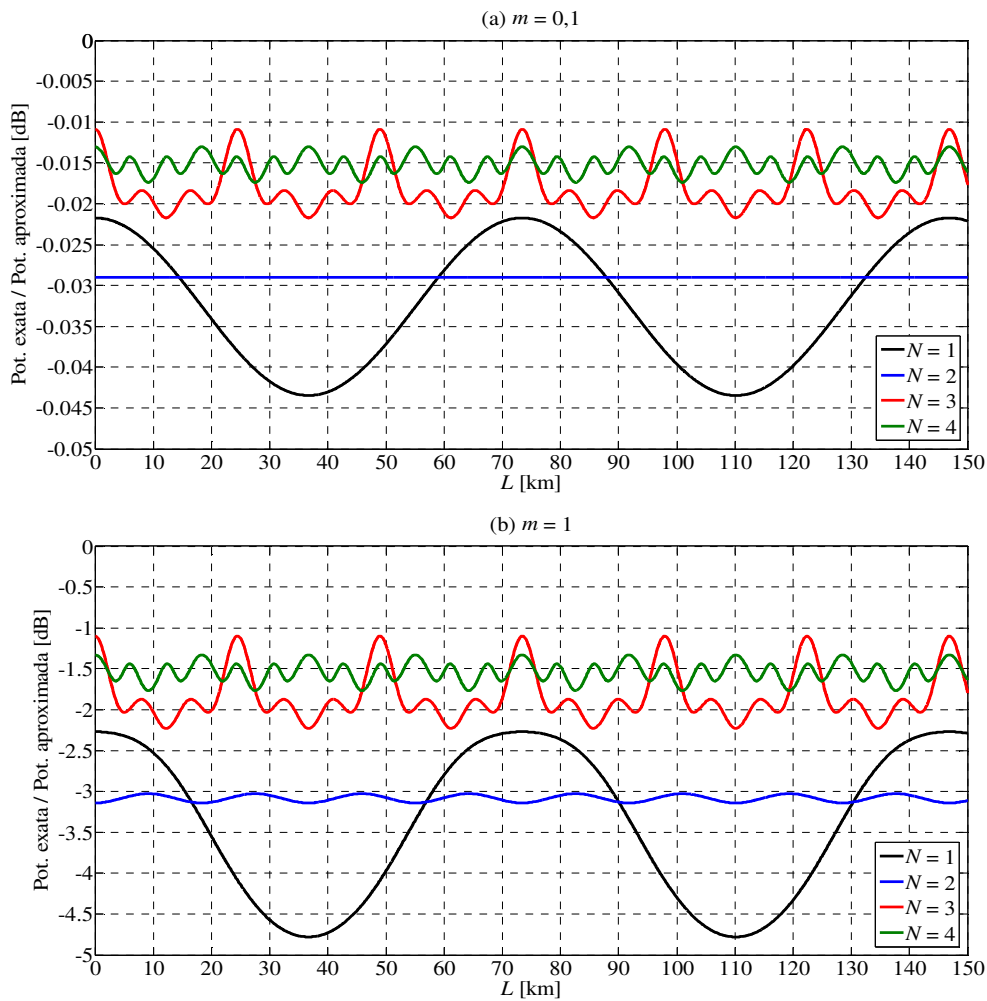


Figura 4.16. Relação entre os valores das potências médias detectadas, em dB, em função de L , das soluções em grandes sinais e aproximada da modulação OSSB. (a) $m = 0,1$ e (b) $m = 1$.

4.3.3 Formato de modulação OSC

Na situação OSC, $(\theta_1, \theta_2) = (\pi, \pi)$, (4.59), (4.61) e (4.62) ficam iguais a

$$I(N\omega_{RF}) = A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o \left\{ aJ_N \left[2m_1 \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right] + (-1)^N bJ_N \left[2m_2 \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right] - \right. \\ \left. - \sqrt{ab} J_N \left[\sqrt{m_1^2 + m_2^2 + 2m_1 m_2 \cos(\phi)} \right] \left[e^{jN\Omega_2} + (-1)^N e^{jN\Omega_3} \right] e^{-jN \left(\frac{\phi}{2} + \frac{\pi}{2} \right)} \right\}, \quad (4.83)$$

$$\Omega_2 = \operatorname{arctg} \left[\frac{m_2 \operatorname{sen}(\phi)}{m_1 + m_2 \cos(\phi)} \right], \quad \Omega_3 = \operatorname{arctg} \left[\frac{m_1 \operatorname{sen}(\phi)}{m_2 + m_1 \cos(\phi)} \right],$$

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o}{4} \left\{ \left[1 + (-1)^N \right] J_N \left[2m \operatorname{sen} \left(\frac{\phi}{2} \right) \right] + \right. \\ \left. + 2 \cos \left[(N-2) \frac{\pi}{2} \right] J_N \left[2m \cos \left(\frac{\phi}{2} \right) \right] \right\}, \quad (4.84)$$

$$I(N\omega_{RF}) = \frac{A_{MZM}^2 A_f^2 \mathfrak{R}P_o m^N}{4N!} \left\{ \left[1 + (-1)^N \right] \operatorname{sen}^N \left(\frac{\phi}{2} \right) + \right. \\ \left. + 2 \cos \left[(N-2) \frac{\pi}{2} \right] \cos^N \left(\frac{\phi}{2} \right) \right\}. \quad (4.85)$$

Para $N = 0$ em (4.85), no primeiro termo, o limite de $\operatorname{sen}^0(x)$ quando x tende 0 é igual a 1. Nesta situação, que é a condição aproximada, o resultado da corrente será nulo, diferente dos resultados em (4.83) e em (4.84), mostrando a limitação da aproximação. A Figura 4.17 apresenta o espectro da corrente na saída do fotodetector para alguns valores de N até o quarto harmônico. São apresentados os módulos das amplitudes normalizadas em relação a $(A_{MZM} A_f)^2 \mathfrak{R}P_o$ para a modulação OSC, com os valores da Tabela 4.1. Na saída do modulador estão presentes as componentes ímpares sem a portadora óptica (Figura 4.4). Ao alimentarem o fotodetector, o batimento resultará nas componentes pares do espectro e no valor contínuo, não recuperando o sinal de modulação nem os harmônicos ímpares.

O comportamento da potência normalizada em função de L para a situação OSC é apresentado na Figura 4.18, com os parâmetros da Tabela 4.2. Na saída do DD-MZM o espectro é composto pelas componentes ímpares e sem portadora (Figura 4.4). Após o batimento no fotodetector, estarão presentes em sua saída as componentes pares. Assim, o sinal de modulação ($N = 1$) não é recuperado, apenas os harmônicos pares. O segundo harmônico ($N = 2$) é menos sensível à dispersão quando comparado ao quarto harmônico ($N = 4$) e às modulações ODSB e OSSB, que possuem pontos de mínima potência.

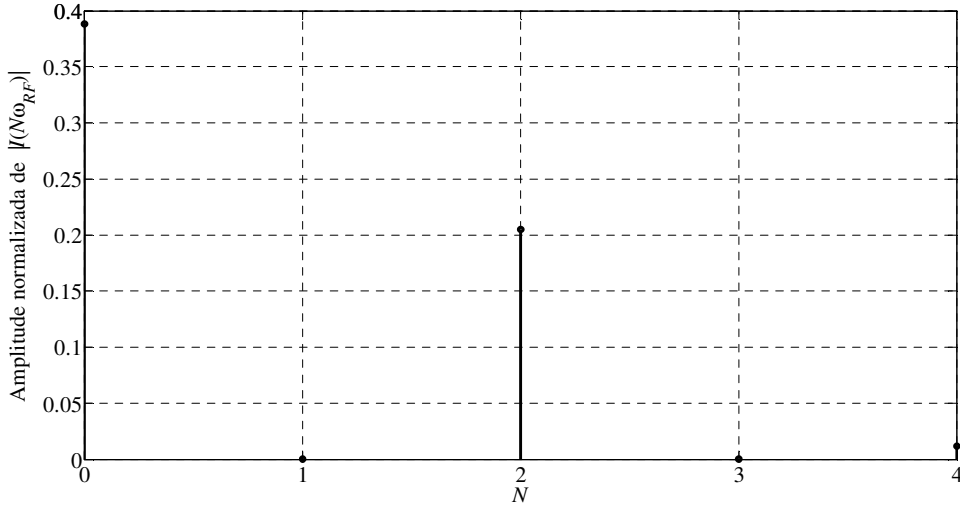


Figura 4.17. Módulos das amplitudes normalizadas das componentes da corrente elétrica na saída do fotodetector, para a modulação OSC.

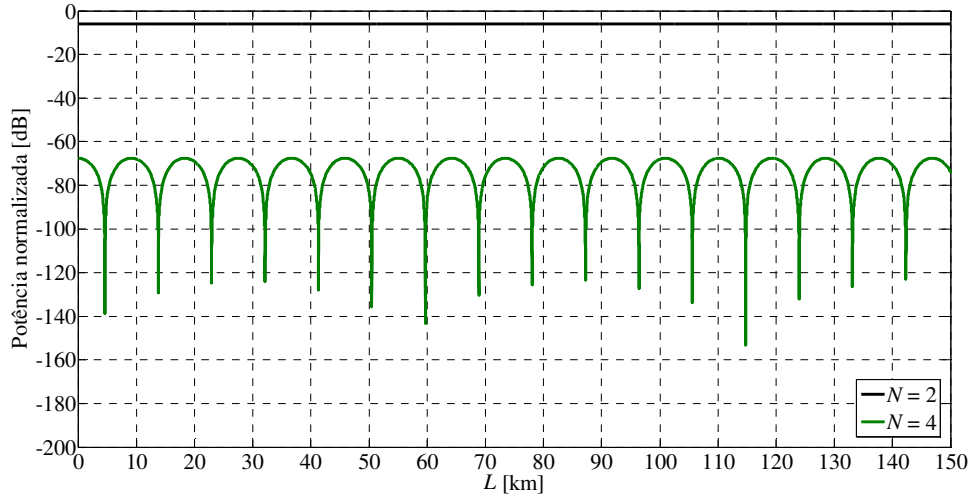


Figura 4.18. Potência normalizada em relação ao nível médio em função do comprimento da fibra, em dB. Comparam-se os comportamentos entre algumas ordens N para a modulação OSC.

Em pequenos sinais, para as componentes pares 4, 8, 12, ..., os valores de L nos quais resultam em potências mínima e máxima e as suas periodicidades, são dados, respectivamente, por

$$L_{min} = \frac{(2p+1)c}{4NDf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{2NDf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad (4.86)$$

$$L_{max} = \frac{pc}{2NDf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad \Delta L = \frac{c}{2NDf_{RF}^2\lambda_o^2}, \quad (4.87)$$

com repetição $p = 0, 1, 2, \dots$. Como mencionado, as componentes ímpares não são recuperadas e as componentes de ordens 2, 6, 10, ..., possuem resposta com ondulação ao longo do comprimento da fibra e que aumenta com a ordem.

A Figura 4.19 mostra os comportamentos das potências médias detectadas da componente $N = 2$ para os modelos em grandes sinais e aproximado na do fotodetector para a condição OSC, dadas por (4.83) e (4.85), respectivamente.

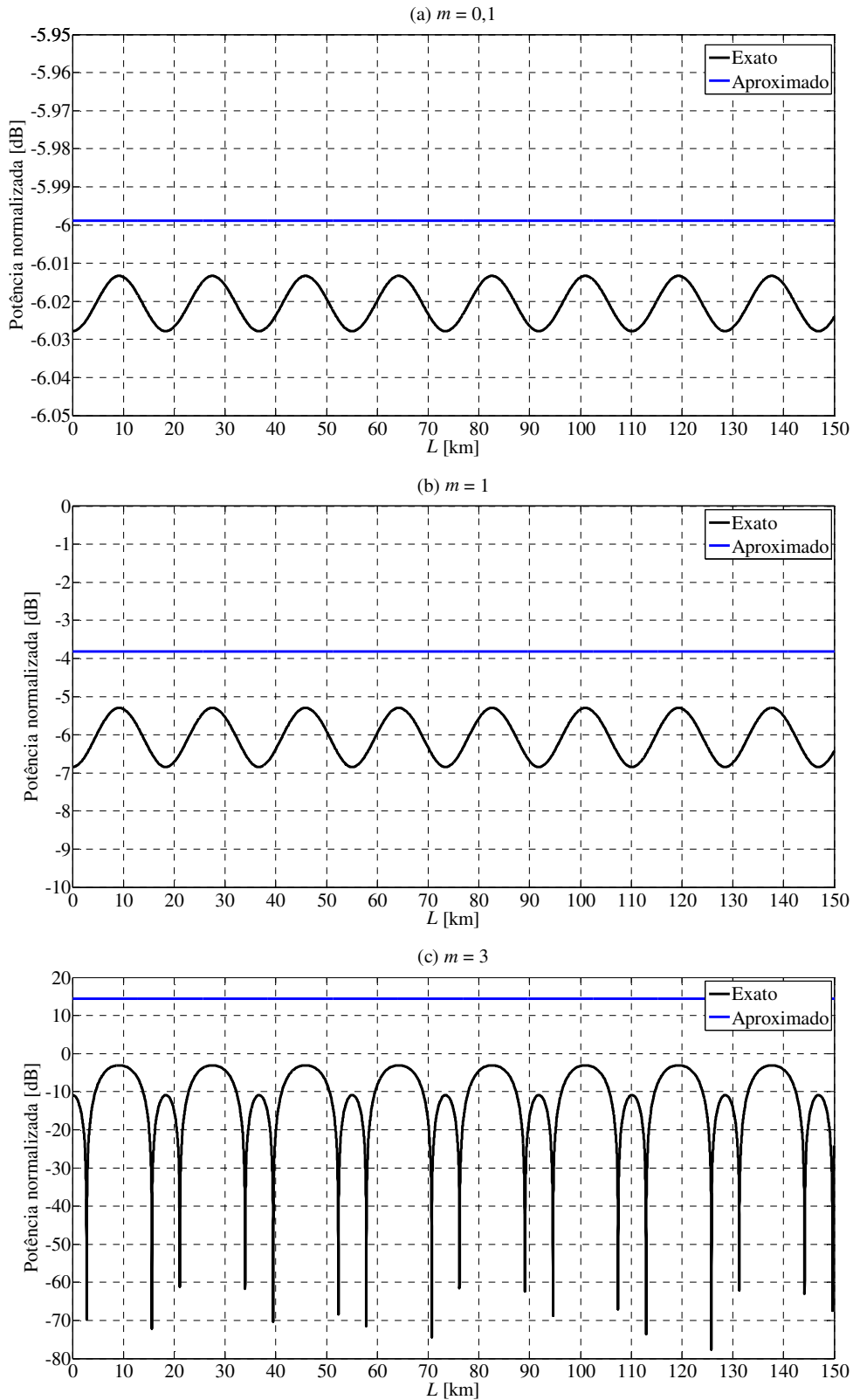


Figura 4.19. Potência média detectada do segundo harmônico ($N = 2$) para as soluções em grandes sinais e aproximada da modulação OSC, com os resultados normalizados em relação ao valor médio, em dB. (a) $m = 0,1$, (b) $m = 1$ e (c) $m = 3$.

Conforme mostrado na Figura 4.17, nesta modulação a componente fundamental não é recuperada. Os resultados estão normalizados com relação ao valor médio e foram considerados os parâmetros da Tabela 4.2, alterando m . Em pequenos sinais na parte (a), tem-se a convergência entre os modelos, com uma pequena ondulação no modelo em grandes sinais, em torno de 0,02dB, não perceptível na Figura 4.18. Em (b), $m = 1$ (grandes sinais), a solução aproximada permanece plana e na de grandes sinais aumenta a ondulação, para 2dB. Na aproximação em (4.85), o índice altera o máximo das funções. Na parte (c) os valores da solução aproximada são maiores que 0dB, não sendo válida para altos índices. Na solução mais exata, têm-se pontos de nulo, não observados na aproximação. Portanto, para alto m a modulação OSC também terá influência da dispersão. Na parte (c) foi utilizado $m = 3$ para evidenciar o efeito do índice, pois a função de Bessel envolvida é de ordem 2 e com m de menor valor seu efeito ficaria mais difícil de ser avaliado.

A Figura 4.20 mostra a relação entre as potências detectadas das soluções em grandes sinais e aproximada em função de L , para a modulação OSC, com $N = 2$ e 4, utilizando a Tabela 4.2, alterando m . Em (a) e em (b) foram utilizados m igual a 0,1 e 1, respectivamente. Observa-se uma diferença menor que 0,02dB entre os modelos. Na parte (b), para $N = 2$, a diferença entre as abordagens aumenta para em torno de 1,5dB.

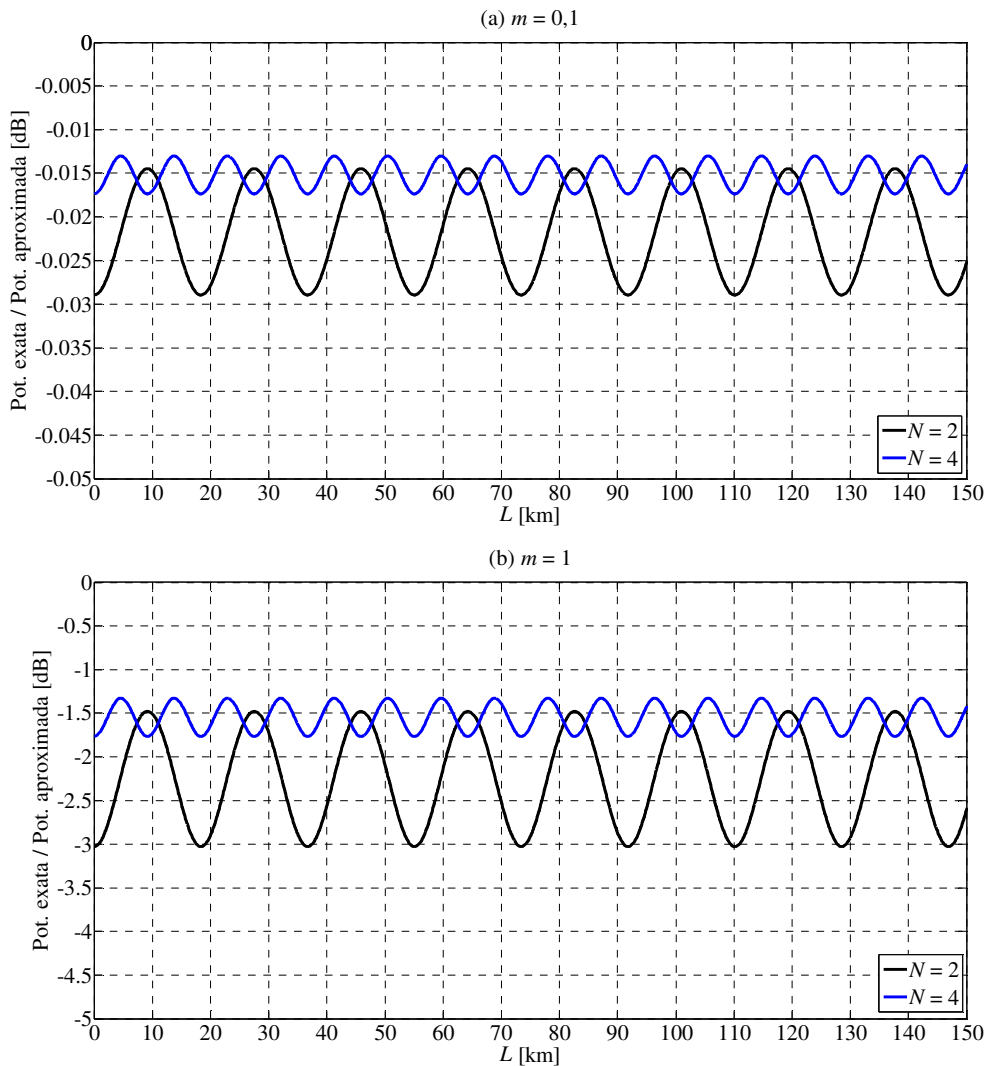


Figura 4.20. Relação entre os valores das potências médias detectadas, em dB, em função de L , das soluções em grandes sinais e aproximada da modulação OSC. (a) $m = 0,1$ e (b) $m = 1$.

4.4 Modulador de amplitude com excitação simples

O desenvolvimento utilizando o MZM com dupla excitação (DD-MZM) também permite recuperar a modelagem com o modulador com excitação simples (SD-MZM). Ou seja, o sinal de modulação de RF e a polarização são aplicados em um único braço. Fazendo $m_2 = 0$ e considerando a modulação ODSB [79][113], a Figura 4.21 mostra a potência da componente fundamental ($N = 1$) normalizada em relação ao nível médio ($N = 0$) em função do comprimento da fibra (L), em decibel, com os valores da Tabela 4.3.

Observa-se que quando a polarização (θ_2) é de $+\pi/2$ na curva de transferência (QTB com inclinação negativa), o primeiro ponto de mínima potência ocorre em aproximadamente 55km. Para polarização em $-\pi/2$ (QTB com inclinação positiva), o ponto desloca-se para um comprimento de aproximadamente 18km. Assim, no enlace com SD-MZM é possível ajustar o ponto de nulo de acordo com a escolha da polarização (θ_2) em uma das inclinações na curva de transferência. Esta característica pode ser aplicada, por exemplo, em uma filtragem para eliminar frequências indesejáveis (filtro *notch*). O modelo está de acordo com resultados teóricos e experimentais [79][113].

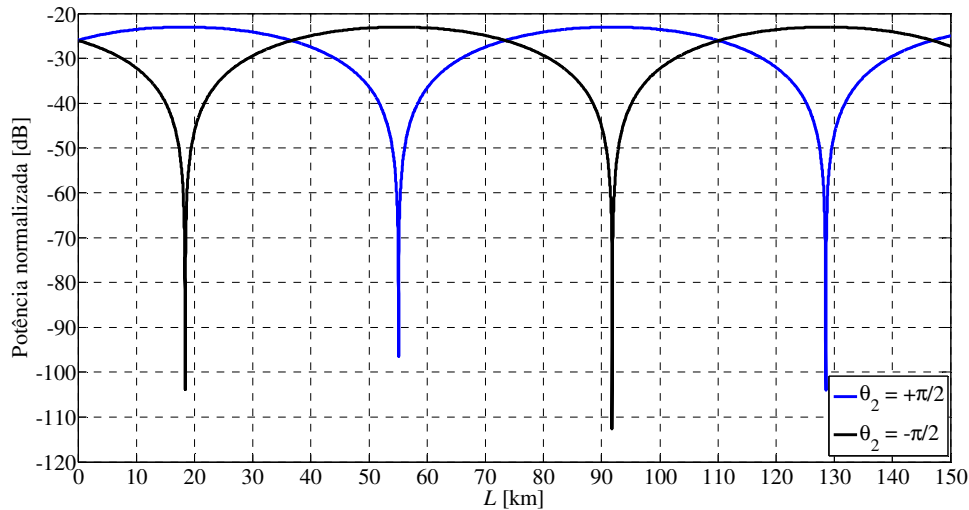


Figura 4.21. Potência da componente fundamental ($N = 1$) normalizada em relação ao nível médio ($N = 0$) em função do comprimento da fibra (L) para a modulação ODSB utilizando o SD-MZM. Destaca-se a influência da polaridade de θ_2 no deslocamento do ponto de nulo.

Tabela 4.3. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, com SD-MZM.

P_o	m_1	m_2	r_1	r_2	f_{RF}
1mW	0,1	0	0,5	0,5	10GHz
α_{MZM}	λ_o	D	α_f	\mathfrak{R}	Z_L
5dB	1550nm	17ps/(nm.km)	0,2dB/km	0,8A/W	50Ω

4.5 Comparação entre os resultados

A Figura 4.22 mostra a comparação entre as potências normalizadas em relação aos respectivos níveis médios ($N = 0$) em função do comprimento da fibra (L), para a componente fundamental ($N = 1$). São apresentadas as modulações OPM, ODSB (com DD-MZM e SD-MZM) e OSSB. A situação OSC não foi mostrada, pois não recupera o sinal fundamental de modulação. Na simulação, foram considerados os parâmetros da Tabela 4.4. Em $L = 0\text{km}$, apenas a modulação OPM não é recuperada por causa da ausência do elemento dispersivo, situação discutida no Capítulo 3. A modulação OSSB é a menos sensível ao efeito da dispersão cromática da fibra, pois transmite apenas uma das bandas laterais do sinal modulado. É praticamente plana em toda a extensão da fibra. Por outro lado, possui amplitude 3dB abaixo quando comparada ao OPM e ao ODSB. Para as modulações OPM, ODSB e ODSB com excitação simples ($\theta_2 = \pm\pi/2$), os primeiros pontos de nulo ocorrem em 73,45km, 36,73km, 55,08km e 18,38km, respectivamente. A modulação OPM possui um maior alcance sem que a potência seja mínima. A que possui uma distância menor é a ODSB com excitação simples e polarização $-\pi/2$. Observa-se que as modulações OPM e ODSB são complementares, ou seja, enquanto uma está com máxima potência, a outra está com potência mínima, e vice-versa [13]. Estas previsões estão de acordo com resultados teóricos e experimentais [13][56][73]-[77][79][143].

Tabela 4.4. Valores utilizados para a simulação da potência na saída do PD em função do comprimento da fibra, para comparação entre os formatos de modulação.

P_o	m_{RF}	m_1	m_2	r_1	r_2	f_{RF}
1mW	0,1	0,1	0,1 0 p/ SD-MZM	0,5	0,5	10GHz
α_{PM}	α_{MZM}	λ_o	D	α_f	\mathfrak{R}	Z_L
5dB	5dB	1550nm	17ps/(nm.km)	0,2dB/km	0,8A/W	50 Ω

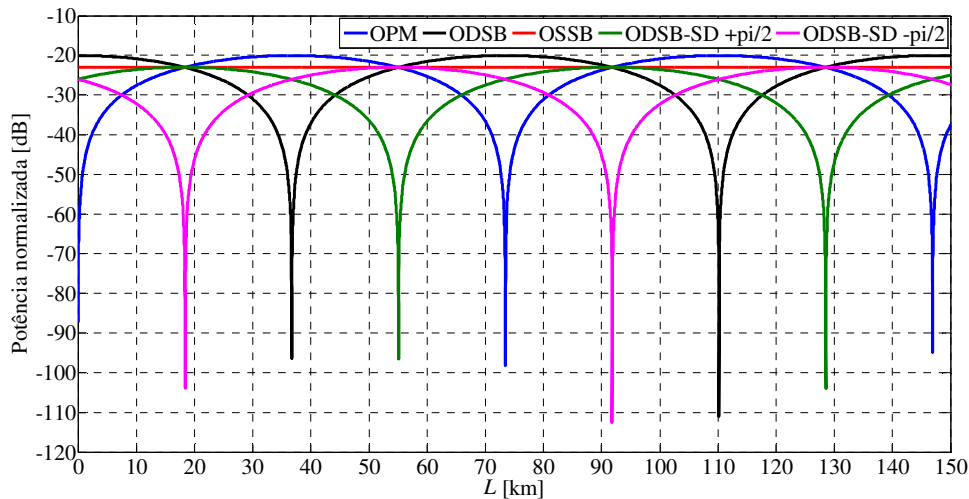


Figura 4.22. Comparação entre as potências normalizadas em relação aos níveis médios em função de L , para $N = 1$. São mostradas as modulações OPM, ODSB (com DD-MZM e SD-MZM) e OSSB.

Capítulo 5

Outras aplicações da modelagem proposta

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas outras duas aplicações utilizando o modelo analítico proposto. A primeira é a geração de frequências de microondas considerando a modulação externa de intensidade e a detecção direta. Avaliam-se os efeitos da assimetria do modulador e de índices de modulação diferentes. Analisam-se diferentes condições de polarização e defasagens dos sinais de excitação do DD-MZM. Mostra-se o índice de modulação ótimo que maximiza a geração de uma frequência de microondas. A segunda é a transmissão de sinais digitais do tipo OOK pelo sistema com modulação de intensidade e a detecção direta (IM-DD). Avaliam-se os efeitos da atenuação e da dispersão cromática da fibra, por meio da taxa de erro de bit e da relação sinal-ruído.

5.2 Geração de frequências de microondas

Para a geração de frequências na faixa de microondas utilizando a tecnologia fotônica (MWP), será empregada a solução analítica exata em grandes sinais no domínio da frequência na condição de grandes sinais. Aplicaram-se os processos de modulação externa de intensidade e a detecção direta (IM-DD). A potência detectada do sinal gerado de microondas é utilizada para avaliar o efeito da assimetria do modulador eletroóptico de tipo Mach-Zehnder com dupla excitação (DD-MZM), com razão de extinção finita e usando índices de modulação diferentes. Considerando simultaneamente estes efeitos, é feita a análise para diferentes condições de polarização e defasagens dos sinais aplicados ao DD-MZM. É mostrado o índice de modulação ótimo que maximiza a geração da frequência de microondas de interesse.

Em processamento de microondas pela MWP, como em filtros fotônicos de microondas, modulação óptica e geração de frequências [35][155], existem efeitos intrínsecos e indesejáveis no modulador externo, como a estabilidade da polarização, modulação de fase residual, razão de extinção e desvio do índice de modulação [114][156]. Estes efeitos podem reduzir a potência do sinal detectado de RF e gerar distorções harmônicas, degradando a sua qualidade e sua pureza espectral.

Foram propostas e analisadas algumas configurações sob diferentes condições. Foi analisada a conversão de subida (*up-conversion*) por meio de uma frequência intermediária (IF, *intermediate frequency*) que modula uma portadora óptica proveniente de um laser. Aplicou-se em um enlace IM-DD e empregaram-se expressões na forma de séries infinitas. Considerou-se um DD-MZM simétrico e fotodetector com lei quadrática [73]. A geração de harmônicos de ordem par foi proposta usando um modulador eletroóptico de fase (PM) e um filtro rejeita-faixa sintonizado (*notch filter*) para suprimir a portadora óptica [157]. Foi investigado um quadruplicador de frequências com modulador de Mach-Zehnder de excitação simples (SD-MZM) e um filtro *notch*. Nesta análise, empregaram-

se expressões na forma aproximada [158]. Propõe-se um modelo com as expressões na forma fechada, com a análise na condição de pequenos sinais e índices de modulação iguais [76]. O impacto da razão de extinção de um SD-MZM na duplicação de frequências foi investigado na forma de séries infinitas, limitando os termos do somatório [77]. Também foram propostas configurações mais complexas com moduladores em cascata ou em paralelo para atingir altos fatores multiplicativos [159]-[166].

A solução analítica fechada no domínio da frequência para enlaces dispersivos de RoF que empregam IM-DD mostra diferenças significativas com altos índices de modulação, quando comparados com as soluções aproximadas ou na condição de pequenos sinais [151]. Assim, propõe-se a modelagem na condição de grandes sinais para aplicação em geração de microondas utilizando MWP com um único DD-MZM e detecção direta. Permite avaliar o índice de modulação que maximiza a potência gerada em microondas, considerando a assimetria do DD-MZM (razão de extinção finita) e com diferentes índices de modulação. Os resultados são analisados para diferentes polarizações e defasagens entre os sinais aplicados ao DD-MZM.

A Figura 5.1(a) mostra o diagrama em blocos para o gerador fotônico de microondas utilizado um DD-MZM e um fotodetector (PD) com resposta quadrática, configuração conhecida como *back-to-back*. O sistema atua como um misturador (*mixer*) fotônico de microondas, efetuando a conversão de subida (*up-conversion*), ou seja, a frequência na saída do PD é maior do que a de excitação do DD-MZM. A configuração proposta não leva em conta a fibra óptica, atuando como um misturador local. Quando a fibra for utilizada, tem-se uma geração de sinais de forma remota [167][168].

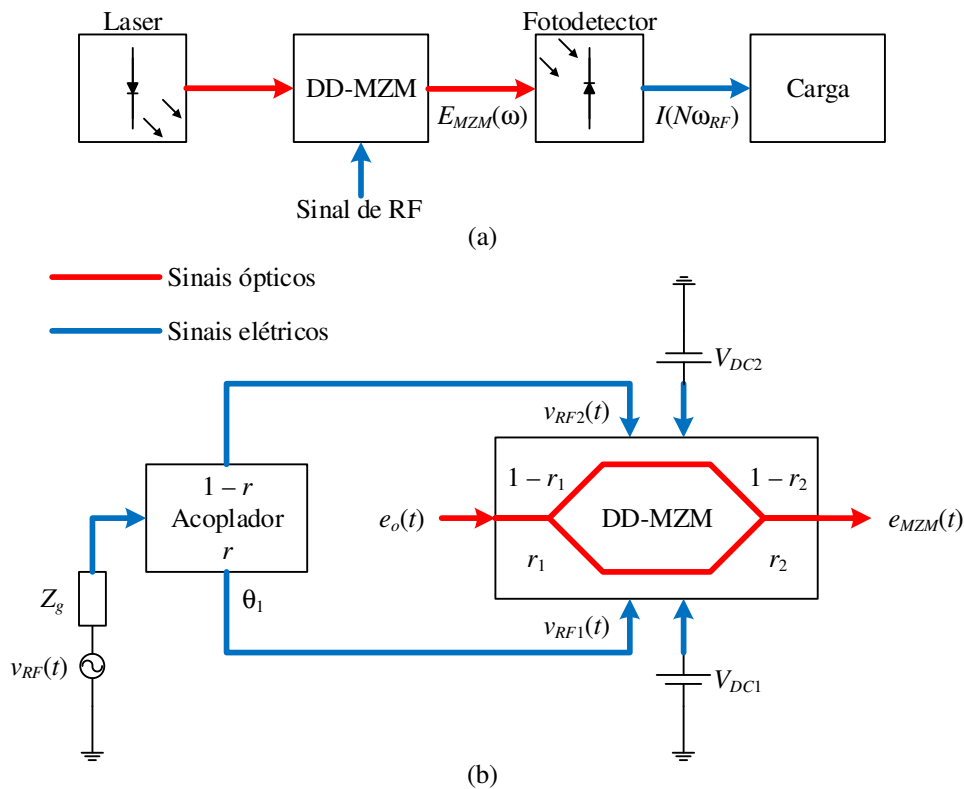


Figura 5.1. (a) Diagrama em blocos do gerador fotônico de frequências de microondas. (b) esquema de excitação do DD-MZM.

O diodo laser (LD) é considerado monocromático com potência média P_o , comprimento de onda λ_o e fase constantes. O DD-MZM é assimétrico, ou seja, com diferentes divisões de potência óptica nas junções Y de entrada e de saída, representadas pelos coeficientes de transmissão de potência r_1 e r_2 . Na Figura 5.1(b) tem-se o esquema de excitação do DD-MZM com um único sinal de RF de modulação (f_{RF}). Os sinais de RF aplicados ao DD-MZM podem possuir diferentes amplitudes ajustadas pelo coeficiente de transmissão de potência (r) do acoplador de RF, resultando em diferentes índices de modulação em cada braço. Existem alguns tipos de acopladores como o divisor de Wilkinson, o híbrido em quadratura de 90° (*branch-line coupler*) e o híbrido em anel de 180° (*rat-race coupler*) [94]-[96]. A diferença de fase entre os sinais de RF aplicados ao DD-MZM pode ser ajustada em 0° , 90° , e 180° , respectivamente. O coeficiente de transmissão de potência r pode ser alterado com estruturas assimétricas, resultando em diferentes níveis (m_1 e m_2) nas saídas do acoplador, que serão aplicados aos braços do DD-MZM. Na saída do PD, pode ser usado um filtro passa-faixas para selecionar a frequência de micro-ondas de interesse e um amplificador para elevar o nível de potência.

O campo na saída do DD-MZM, no domínio da frequência, é dado por

$$E_{MZM}(\omega) = \pi A_{MZM} \sqrt{2\xi_{LD} P_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \{ \delta[\omega - \omega_o - n\omega_{RF}] a_n + cc \},$$

$$a_n = \sqrt{a} \left[J_n(m_1) e^{j\left(n\theta_1 + \theta_2 + n\frac{\pi}{2}\right)} + J_n(m_2) e^{jn\frac{\pi}{2}} \right] + (\sqrt{b} - \sqrt{a}) J_n(m_2) e^{jn\frac{\pi}{2}},$$
(5.1)

sendo a mesma descrição no domínio da frequência dada por (4.28) e com a_n reescrito de outra forma. É uma representação mais geral que leva em conta a assimetria do modulador e a possibilidade de utilizar índices de modulação diferentes. Devido à não linearidade do processo de modulação, são observadas a portadora óptica e as infinitas bandas laterais com frequências dadas por $\omega = \omega_o + n\omega_{RF}$. As amplitudes das componentes espectrais, dadas por a_n , são proporcionais às funções de Bessel correspondentes, que possuem m_i como argumento que é diferente em cada braço. Alterando o índice de modulação, a energia é distribuída entre as bandas laterais de acordo com a_n . As amplitudes também são afetadas pela assimetria do modulador, determinada pelos fatores a e b . Na representação de a_n em (5.1), o primeiro termo é referente à modulação em amplitude e o segundo é a modulação de fase residual, causada pela assimetria do modulador. Outras características como o coeficiente de transmissão (T_{MZM}) e a razão de extinção (ER) do DD-MZM foram discutidas no Capítulo 4.

Ajustando os parâmetros θ_1 e θ_2 em (5.1) obtém-se os formatos clássicos de modulação óptica analógica em amplitude como ODSB, OSSB e OSC, com os valores π e $\pi/2$, $\pi/2$ e $\pi/2$, π e π , respectivamente [73][76][77]. A análise do espectro de saída do DD-MZM é estendida para outras condições de polarização e defasagem, verificando os efeitos na saída do PD. No DD-MZM são considerados os três pontos de polarização para θ_2 (MATB, QTB e MITB) mostrados na Figura 4.6 e cada um associado com diferentes defasagens (θ_1) entre os sinais de RF aplicados ao dispositivo, sendo 0 , $\pi/2$, e π .

A Figura 5.2 ilustra o espectro de saída do DD-MZM considerando a situação ideal, ou seja, um DD-MZM simétrico ($r_1 = r_2 = 0,5$) e índices de modulação iguais ($m_1 = m_2$), com as diferentes condições para (θ_1, θ_2) . Com $(0,0)$, $(0, \pi/2)$, e ODSB $(\pi, \pi/2)$, a portadora

óptica e todas as bandas laterais são vistas na saída do modulador (parte (a)). Para $(0,\pi)$ não há sinal na saída do dispositivo (parte(b)). Quando ocorrer $(\pi/2,0)$, os harmônicos pares de ordem $4p+2$ são suprimidos (parte (c)). Para OSSB $(\pi/2,\pi/2)$, a banda lateral superior do sinal fundamental de modulação e os harmônicos ímpares de ordem $4p+1$ são suprimidos (parte (d)). Com $(\pi/2,\pi)$, a portadora óptica e os harmônicos pares de ordem $4p+4$ são suprimidos (parte (e)). Para $(\pi,0)$, os harmônicos ímpares de ordem $2p+1$ são cancelados (parte (f)). Para OSC (π,π) , a portadora óptica e os harmônicos pares de ordem $2p$ são suprimidos (parte (g)).

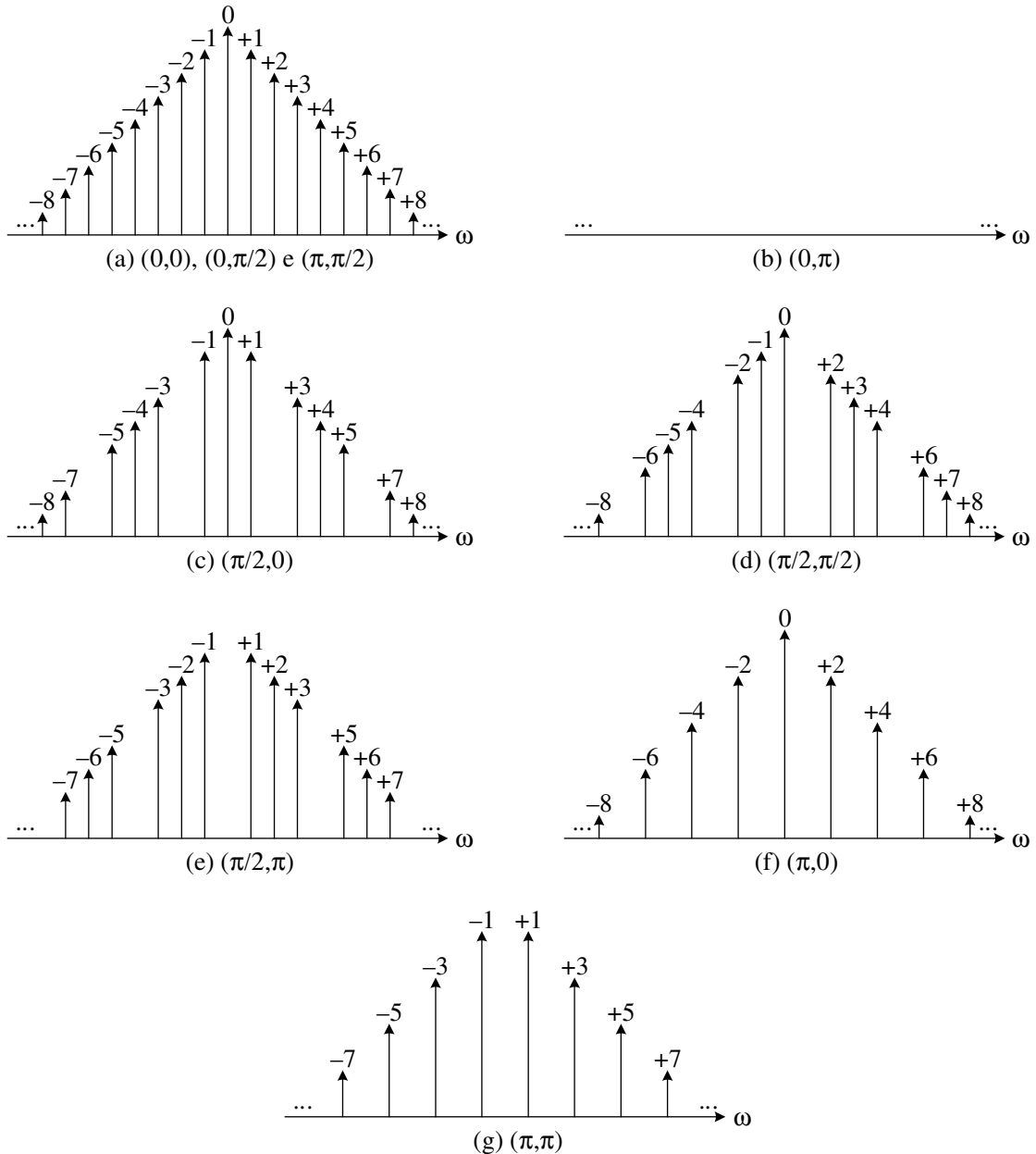


Figura 5.2. Ilustração do espectro de saída do DD-MZM considerando a estrutura simétrica ($r_1 = r_2 = 0,5$) e usando índices de modulação iguais ($m_1 = m_2$), com diferentes situações de polarização e defasagem (θ_1, θ_2). (a) $(0,0)$, $(0,\pi/2)$ e $(\pi,\pi/2)$. (b) $(0,\pi)$. (c) $(\pi/2,0)$. (d) $(\pi/2,\pi/2)$. (e) $(\pi/2,\pi)$. (f) $(\pi,0)$. (g) (π,π) .

Com essas considerações, é possível formatar o espectro de saída do DD-MZM para gerar certas componentes espectrais e suprimir outras. Por outro lado, também é possível

suprimir determinada componente sem utilizar um filtro óptico, ajustando o índice de modulação com valor igual à raiz da função de Bessel de mesma ordem n . Neste caso, deve ser utilizada a análise em grandes sinais proposta.

As componentes suprimidas na análise com DD-MZM ideal podem ser geradas com uma razão de extinção (ER) finita, ou seja, com um modulador assimétrico ($r_1 \neq r_2$), devido à modulação de fase residual apresentada em (5.1). Isso também é possível usando índices de modulação diferentes em cada braço do DD-MZM, ou considerando os dois efeitos simultaneamente. A razão de extinção reduz a amplitude das componentes enquanto que com índices de modulação diferentes e aumentado seus valores, provoca um deslocamento nos valores máximos e mínimos. Portanto, os efeitos da assimetria do modulador e de índices diferentes afetarão cada formato de modulação e cada componente espectral de forma diferente.

Fazendo $L = 0$ em (4.54), (4.55), (4.56), (4.57) e (4.59), a corrente na saída do PD para cada componente espectral de ordem N é dada por

$$\begin{aligned}
I(N\omega_{RF}) = & (-1)^N A_{MZM}^2 \Re P_o \left\{ (ae^{jN\theta_1} + b) J_N(0) + \right. \\
& \left. + \sqrt{abe}^{-jN\frac{\pi}{2}} J_N(R_2) \left\{ e^{j[N(\Omega_2 + \theta_1) + \theta_2]} + e^{j(N\Omega_3 - \theta_2)} \right\} \right\}, \\
\Omega_2 = & \arctg \left[\frac{m_2 \sin(\theta_1)}{m_1 - m_2 \cos(\theta_1)} \right], \quad \Omega_3 = \arctg \left[\frac{-m_1 \sin(\theta_1)}{m_2 - m_1 \cos(\theta_1)} \right], \\
R_2 = & \sqrt{m_1^2 + m_2^2 - 2m_1 m_2 \cos(\theta_1)},
\end{aligned} \tag{5.2}$$

Do ponto de vista da geração das componentes espectrais resultantes do processo de batimento no PD, a solução apresentada é um resultado analítico exato e fechado para a corrente detectada no domínio da frequência. Considerando um DD-MZM assimétrico, índices de modulação diferentes e a condição de grandes sinais, é possível avaliar a geração de sinais de microondas com MWP de uma forma mais geral, utilizando a modelagem proposta. Além disso, ajustando m_i e r_i , recupera-se a modelagem para o gerador fotônico de microondas que utiliza modulador de fase [157] ou SD-MZM [158].

Cada formato irá gerar uma composição espectral diferente na saída do PD após o batimento entre as componentes. A Figura 5.3 ilustra o espectro de saída do PD considerando a situação ideal, ou seja, um DD-MZM simétrico ($r_1 = r_2 = 0,5$) e usando índices de modulação iguais ($m_1 = m_2$), com as diferentes condições para (θ_1, θ_2) . Quando $(0,0)$ ou $(0, \pi/2)$, apenas o nível DC ($N = 0$) é recuperado (parte (a)), que é semelhante ao que acontece com a modulação óptica de fase. Para $(0, \pi)$, não existe sinal detectado (parte (b)). Para o MATB, $(\pi/2, 0)$ e $(\pi, 0)$, e MITB, $(\pi/2, \pi)$ e (π, π) , o nível DC e as componentes harmônicas pares são geradas, e o sinal de RF modulação ($N = 1$) não é recuperado (parte (c)). Com o DD-MZM polarizado em QTB, $(\pi/2, \pi/2)$ e $(\pi, \pi/2)$, o nível DC e os harmônicos ímpares são gerados, incluindo o sinal de RF de modulação (parte (d)).

Com razão de extinção finita e usando índices de modulação diferentes, novas componentes espectrais não serão geradas na saída do PD, como ocorre na saída do DD-MZM. Entretanto, há algumas exceções como quando $(\theta_1, \theta_2) = (0, \pi)$, o nível DC será detectado

com razão de extinção finita ou com $m_1 \neq m_2$. Também, com índices de modulação diferentes, os harmônicos pares serão gerados para $(0,0)$ e $(0,\pi)$, e os harmônicos ímpares para $(0,\pi/2)$. Da mesma forma que na saída do DD-MZM, a razão de extinção finita reduz a amplitude das componentes e $m_1 \neq m_2$ desloca os valores mínimos e máximos das amplitudes com o aumento do valor de índice de modulação.

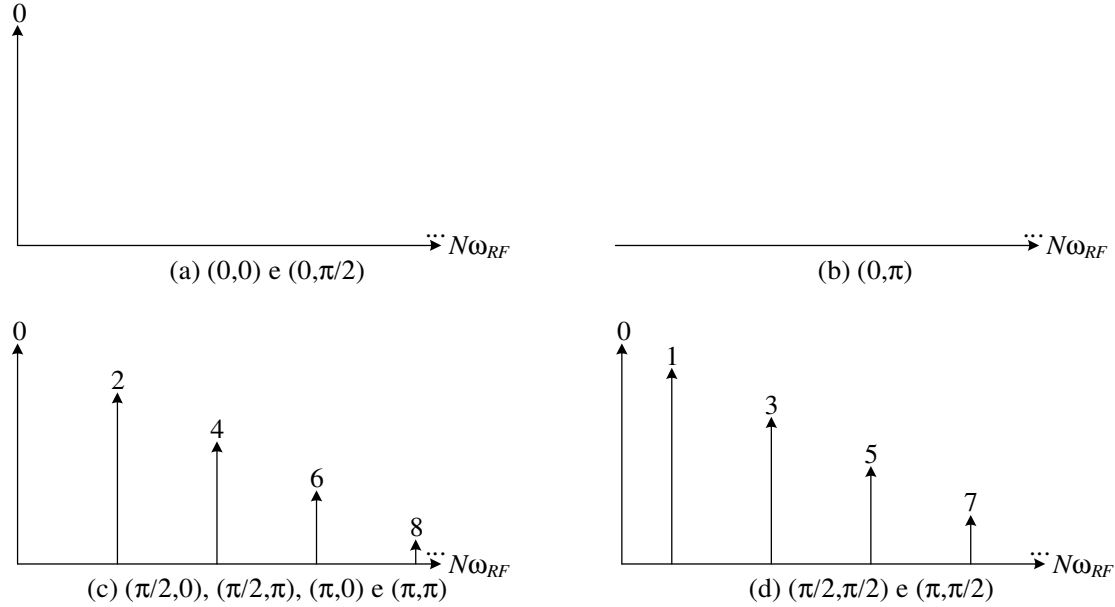
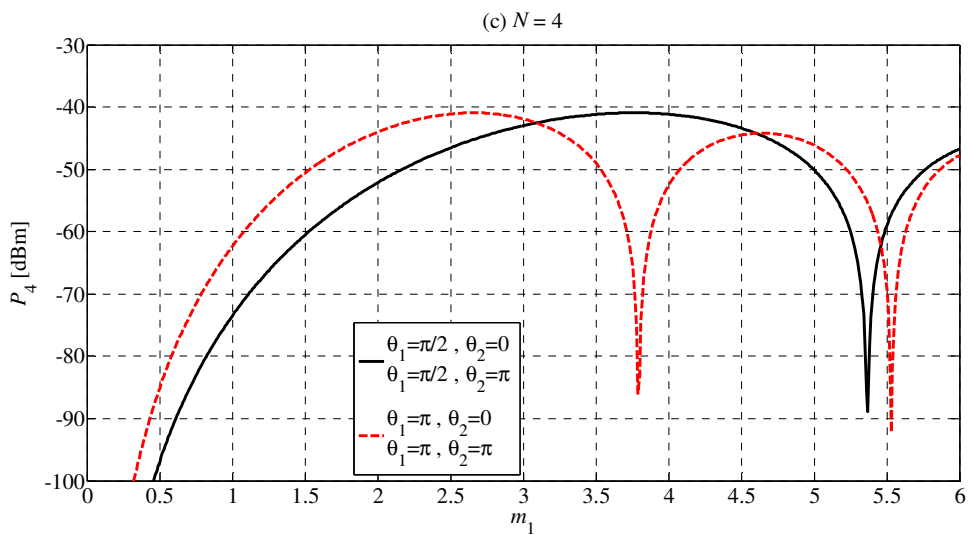
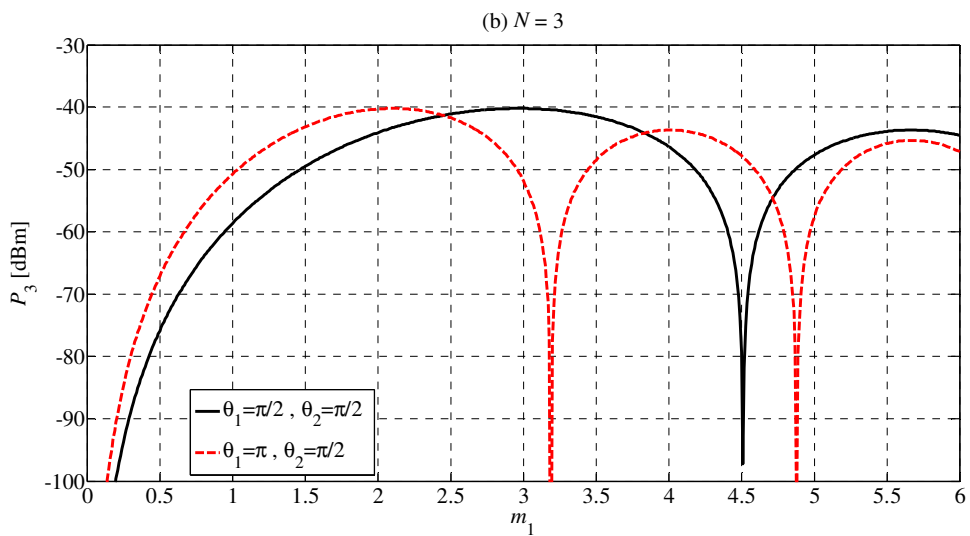
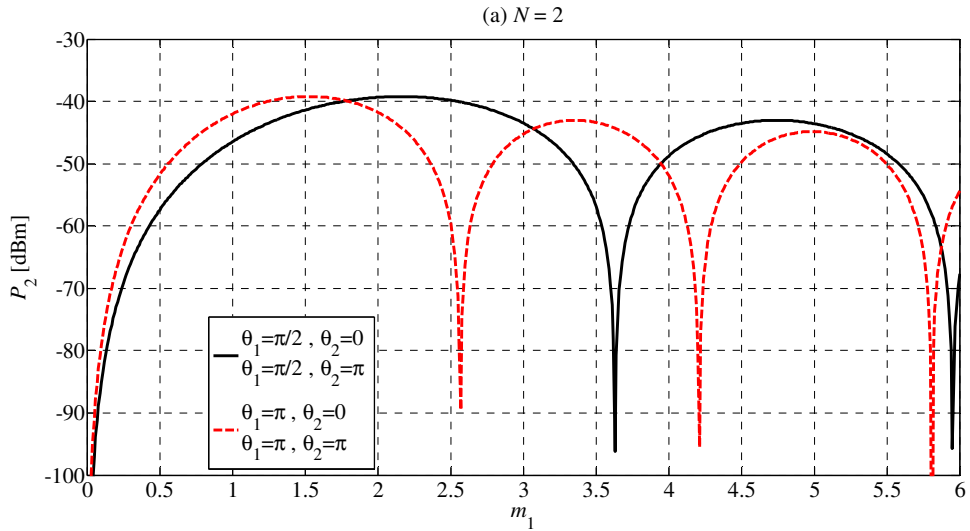


Figura 5.3. Ilustração do espectro de saída do PD considerando um DD-MZM simétrico ($r_1 = r_2 = 0,5$) e com índices de modulação iguais ($m_1 = m_2$), para diferentes condições de polarização e defasagem (θ_1, θ_2) . (a) $(0,0)$ e $(0,\pi/2)$. (b) $(0,\pi)$. (c) $(\pi/2,0)$, $(\pi/2,\pi)$, $(\pi,0)$ e (π,π) . (d) $(\pi/2,\pi/2)$ e $(\pi,\pi/2)$.

Para mostrar a resposta do sistema, os parâmetros utilizados na simulação são informados na Tabela 5.1. A Figura 5.4 mostra a potência detectada dos sinais de microondas gerados (P_N) em função de m_1 com diferentes defasagens e polarizações (θ_1, θ_2) , para $N = 2, 3, 4$ e 5 , que correspondem às frequências geradas de 20GHz, 30GHz, 40GHz e 50GHz, respectivamente. Foram considerados índices de modulação iguais ($m_1 = m_2$) e o DD-MZM simétrico ($r_1 = r_2 = 0,5$). Para a duplicação da frequências de microondas ($N = 2$), a potência máxima P_2 é $-39,23\text{dBm}$ e ocorre quando $m_1 = 1,51$ para $(\pi,0)$ ou (π,π) . Observa-se que neste caso não há a necessidade de polarização se for considerado o MATB ($\theta_2 = 0$), ao invés do MITB ($\theta_2 = \pi$). Para $(\pi/2,0)$ ou $(\pi/2,\pi)$, $m_1 = 2,16$, e é necessário um valor maior para o índice de modulação, resultando em mais energia da fonte de sinal de RF. Para triplicar as frequências ($N = 3$), situação QTB, a potência máxima P_3 é $-40,21\text{dBm}$ com $m_1 = 2,11$ para $(\pi,\pi/2)$ ou com $m_1 = 2,96$ para $(\pi/2,\pi/2)$. Para quadruplicar ($N = 4$), a potência máxima é $-40,94\text{dBm}$ com $m_1 = 2,66$ para $(\pi,0)$ ou (π,π) e com $m_1 = 3,76$ para $(\pi/2,0)$ ou $(\pi/2,\pi)$. E para a quintuplicação ($N = 5$), $-41,51\text{dBm}$ com $m_1 = 3,21$ para $(\pi,\pi/2)$ ou com $m_1 = 4,53$ para $(\pi/2,\pi/2)$.

Tabela 5.1. Valores utilizados para a simulação do gerador fôtonico de microondas.

P_o	f_{RF}	α_{MZM}	λ_o	\mathfrak{R}	Z_L
1mW	10GHz	5dB	1550nm	0,8A/W	50 Ω



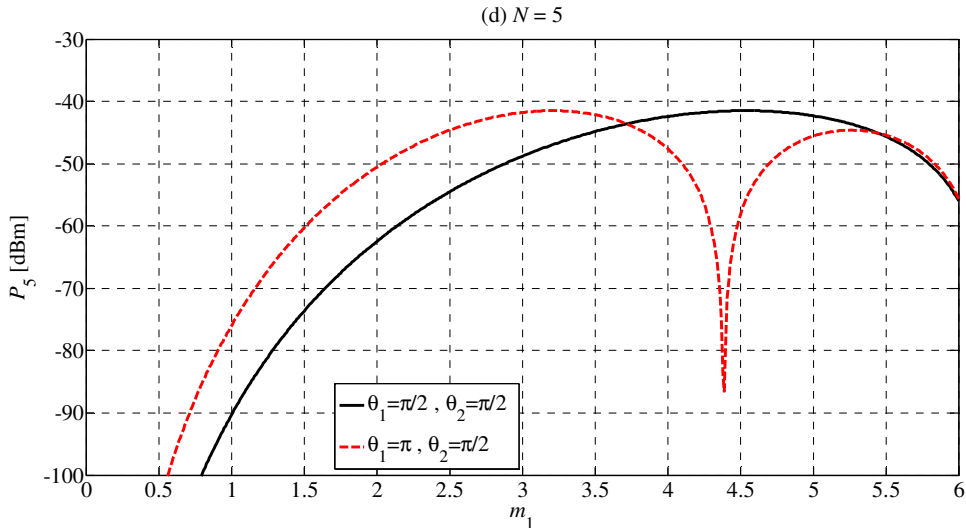
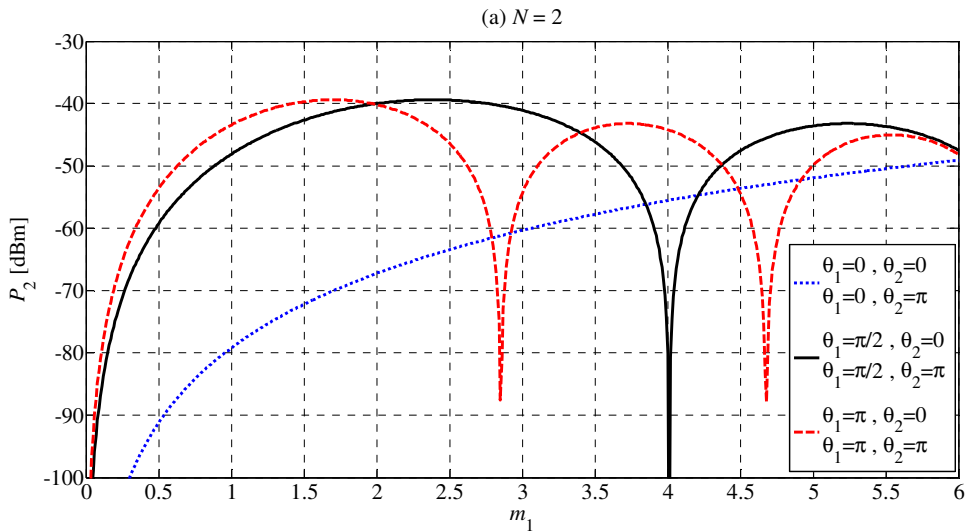


Figura 5.4. Potência detectada dos sinais de microondas gerados em função de m_1 , para $N = 2, 3, 4$ e 5 , com $m_1 = m_2$ e $r_1 = r_2 = 0,5$.

Os resultados da Figura 5.5 consideram índices de modulação diferentes ($m_2 = 0,8m_1$) e um DD-MZM assimétrico com razão de extinção típica de 20dB [133], sendo adotado $r_1 = 0,4$ e resultando em $r_2 = 0,5$. Para P_2 , a potência máxima é $-39,41$ dBm com $m_1 = 1,71$ ou $2,38$. O valor máximo de P_3 é $-40,39$ dBm com $m_1 = 2,33$ ou $3,28$, de P_4 é $-41,11$ dBm com $m_1 = 2,96$ ou $4,16$ e de P_5 é $-41,69$ dBm com $m_1 = 3,56$ ou $5,01$. Como mencionado, a *ER* reduz a amplitude das componentes enquanto que com índices de modulação diferentes deslocam-se as amplitudes mínimas e máximas com o aumento do índice de modulação. Adicionalmente, outras condições para (θ_1, θ_2) irão gerar harmônicos específicos, mas com amplitudes pequenas e são necessários altos índices de modulação. Para determinado harmônico de ordem N , o índice de modulação aumenta em torno de 40% para as condições de (θ_1, θ_2) em todas as figuras. Comparando a Figura 5.4 com a Figura 5.5, para o mesmo harmônico de ordem N , ocorre redução de amplitude em torno de 0,2dB e aumento de 10% no índice de modulação para a máxima potência, resultados já publicados [169].



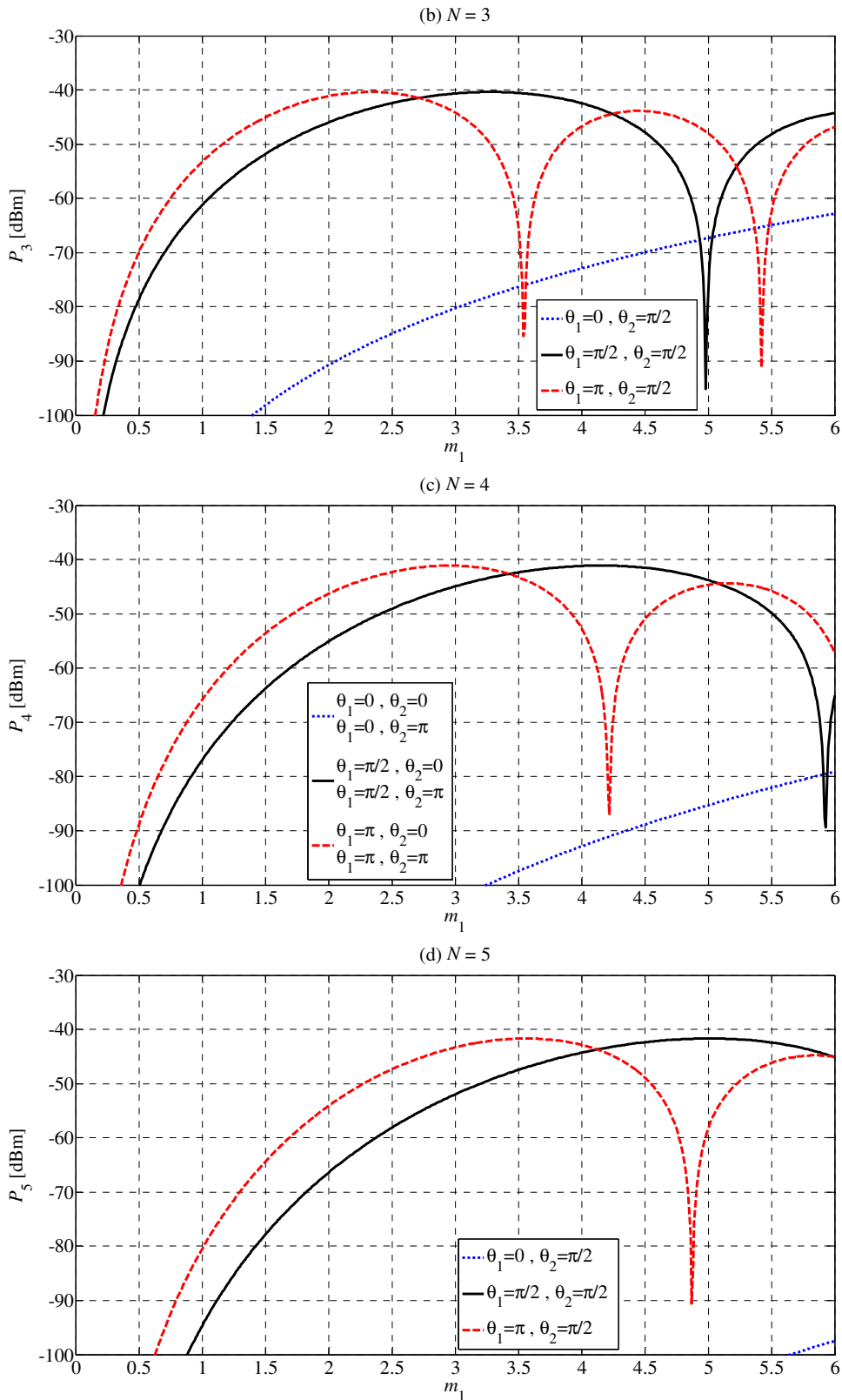


Figura 5.5. Potência detectada dos sinais de microondas gerados em função de m_1 , para $N = 2, 3, 4$ e 5 , com $m_2 = 0,8m_1$ e $ER = 20\text{dB}$.

A análise pode ser feita para outros harmônicos de ordem N e o modelo permite determinar o índice de modulação ótimo para maximizar determinada frequência gerada de microondas. Com o aumento da ordem do harmônico, é necessário um maior índice de

modulação para se conseguir a máxima potência detectada. Um amplificador de RF pode ser utilizado para amplificar os níveis desses sinais.

5.3 Transmissão de sinal digital OOK

São discutidos resultados numéricos referentes à transmissão e à recepção de um sinal digital OOK (*on-off keying*) pelo sistema RoF proposto. São mostradas as curvas de desempenho em termos da taxa de erro de bit (BER, *bit error rate*). A Figura 5.6 mostra o diagrama em blocos para a análise, considerando um gerador de bits de forma aleatória, representando a fonte de dados. Os dados gerados alteram a amplitude do sinal da (sub)portadora de RF aplicada ao MZM e, posteriormente, à fibra óptica dispersiva. Após a propagação e a recepção pelo PD, o sinal conterá ruído e um circuito de decisão resgatará a sequência binária transmitida.

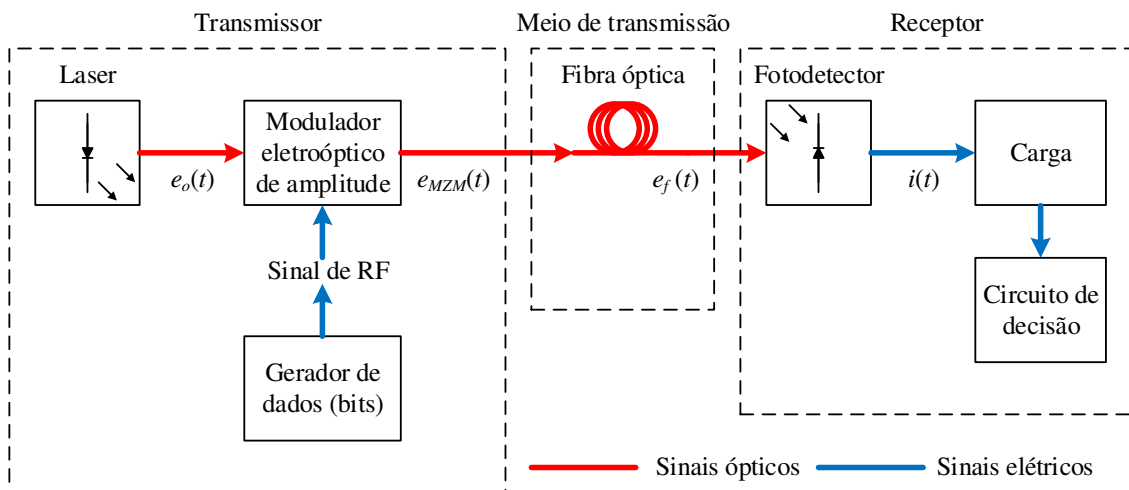


Figura 5.6. Diagrama em blocos para a transmissão de um sinal digital OOK no sistema RoF proposto.

Admite-se que a fonte de bits gere aleatoriamente valores binários b_n com amplitude $[0 E_b^{1/2}]$, onde E_b é a energia do bit com período de sinalização T_S . Estes bits são representados pelo código de linha NRZ unipolar (NRZ-u, *unipolar non-return-to-zero*) [170]. Os valores b_n irão modular diretamente a amplitude da portadora de RF durante T_S , fazendo com que na saída da fonte elétrica tenha-se um sinal OOK [171][172], como na Figura 5.7. Depois dos processos de transmissão e recepção, o sinal deve ser amostrado a cada intervalo T_S e, portanto, pode-se concluir que a n -ésima amostra do sinal na entrada do receptor é dada por

$$r_n = I(N\omega_{RF})b_n + w_n, \quad (5.3)$$

onde $I(N\omega_{RF})$ é o ganho complexo do canal de comunicação (corrente fotodetectada). A parcela w_n representa a n -ésima amostra do ruído gaussiano branco aditivo (AWGN, *additive white Gaussian noise*) definida por um processo gaussiano (\mathcal{N}) de média nula e variância σ_w^2 , ou seja, $\mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ [171][172]. Observa-se que r_n representa uma amostra distorcida e ruidosa de b_n e necessita-se de um critério de decisão para que o receptor

consiga diferenciar os valores recebidos de forma correta. Para estabelecer o critério de decisão, considera-se que os valores esperados de r_n são iguais a $I(N\omega_{RF})b_n$ devido a média nula do ruído AWGN. Quando se transmite um bit $b_n = 0$, o valor esperado na recepção também será nulo, enquanto que quando $b_n = E_b^{1/2}$, espera-se receber $I(N\omega_{RF})E_b^{1/2}$. Assim, o limiar de decisão a ser usado é definido pelo valor médio entre os dois limites. Portanto, o receptor decidirá por $b_n = 0$ quando r_n for menor que o limiar de decisão e por $b_n = E_b^{1/2}$ quando r_n for maior.

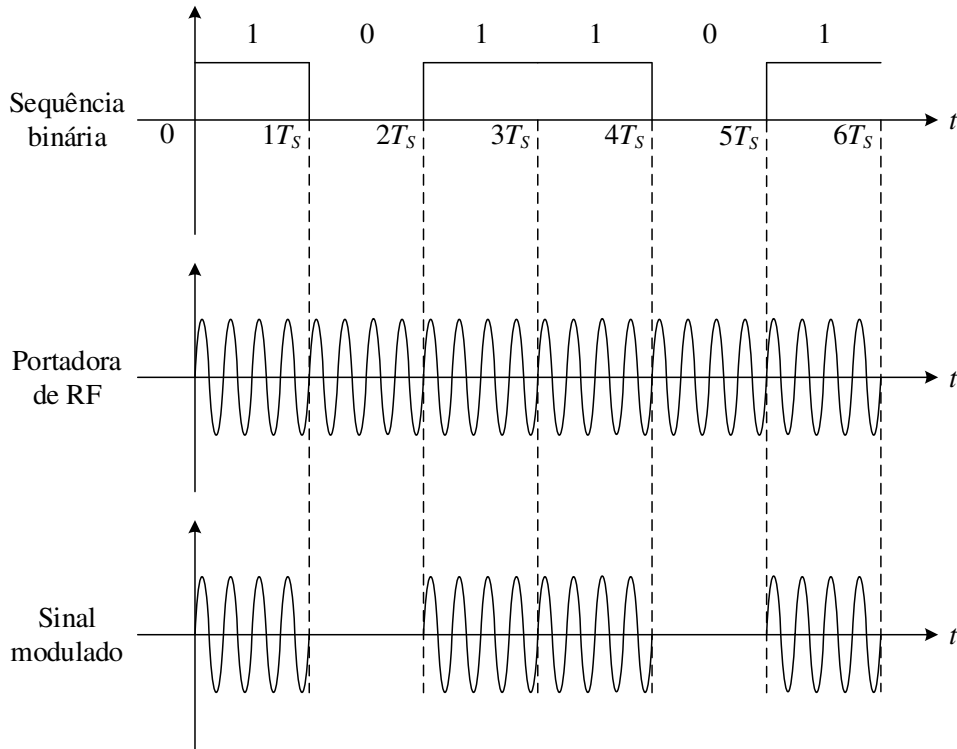


Figura 5.7. Representação de um sinal modulado em OOK.

Na recepção, obtêm-se sinal e ruído com valores de acordo com a relação sinal-ruído (SNR, *signal to noise ratio*) especificada, parâmetro dado pela razão entre a energia do bit e a densidade espectral de energia do ruído, E_b/N_0 . Ao sinal distorcido e contaminado com ruído é aplicado o critério de decisão e, posteriormente, compara-se o resultado da decisão com o símbolo transmitido. Caso os valores sejam diferentes, é computado um erro de decisão. Por fim, a BER é calculada pela razão entre a quantidade de erros de decisão e a quantidade de eventos (bits) gerados.

A Figura 5.8 apresenta o desempenho da BER em função da SNR em decibel, considerando a modulação ODSB, dada por (4.69), para alguns comprimentos de fibra e para o sinal fundamental ($N = 1$). O DD-MZM foi considerado simétrico ($r_1 = r_2 = r$), com índices de modulação iguais ($m_1 = m_2 = m$) e na condição de pequenos sinais ($m \ll 1$). Nas curvas, cada valor simulado foi obtido por meio de 500.000 eventos. Cada evento corresponde à geração de um valor de b_n com amplitude $[0 E_b^{1/2}]$, afetada pelo ganho do canal de comunicação, devido à dispersão cromática e atenuação da fibra, às não linearidades do MZM e do PD, e ao ruído. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação são informados na Tabela 5.2. Na modulação ODSB, dependendo do comprimento da

fibra e da ordem da componente, ocorrerão pontos em que a potência detectada será mínima, sendo o primeiro em 36,73km para a fundamental ($N = 1$), de acordo com a Figura 4.10. Para 10km, a atenuação e a dispersão da fibra possuem efeitos menores quando comparado com extensões maiores e o desempenho da BER é melhor. Com 37km, que é onde ocorre o primeiro nulo para a potência detectada, o desempenho é pior, degradando a SNR. Para 50km, tem-se um comportamento intermediário, pior do que com 10km, devido à atenuação e a dispersão da fibra acumuladas, e melhor do que com 37km, pois a potência recebida é maior. Na Figura 5.8, considerando uma BER de 10^{-3} (um bit errado em mil bits recebidos) é necessária uma SNR de aproximadamente 115dB para 10km. A mesma BER é atingida com 164dB e 135dB para 37km e 50km, respectivamente. Ou seja, é necessária mais energia de bit e maior relação sinal-ruído, para se conseguir a mesma taxa de erro de bit.

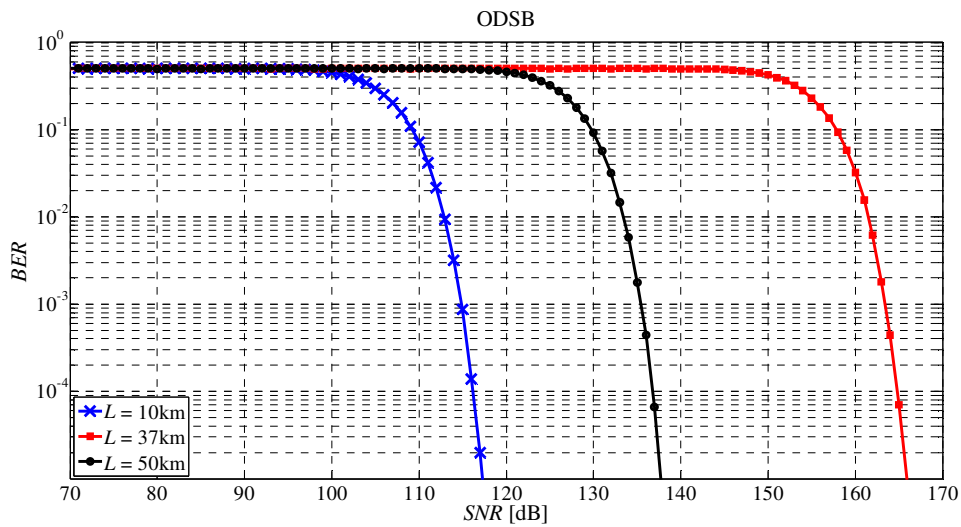


Figura 5.8. Desempenho da BER em função da SNR, considerando a modulação ODSB, para alguns comprimentos de fibra e para o sinal fundamental ($N = 1$), com o DD-MZM simétrico, índices de modulação iguais e na condição de pequenos sinais.

Tabela 5.2. Valores utilizados para a simulação da BER em função da SNR.

P_o	m	r	f_{RF}	α_{MZM}	λ_o	D	α_f	\mathfrak{R}	Z_L
1mW	0,1	0,5	10GHz	5dB	1550nm	17ps/(nm.km)	0,2dB/km	0,8A/W	50 Ω

A Figura 5.9 apresenta o desempenho da BER em função da SNR em dB, para a modulação OSSB, dada por (4.76), para alguns comprimentos de fibra e para o sinal fundamental ($N = 1$), considerando os parâmetros da Tabela 5.2. Na modulação OSSB, como já discutido, os harmônicos ímpares apresentam menor sensibilidade ao efeito da dispersão cromática, possuindo respostas mais planas se comparadas às ordens pares e também em relação à modulação ODSB (Figura 4.14). Assim, à medida em que o comprimento da fibra aumenta, a atenuação e a dispersão acumuladas também aumentam, degradando a qualidade do sinal recebido. Para uma BER de 10^{-3} , é necessária uma SNR de aproximadamente 117dB, 128dB e 133dB para 10km, 37km e 50km, respectivamente. A Figura 5.10 apresenta o desempenho da BER em função da SNR em dB, para a modulação OSC, dada por (4.83), para alguns comprimentos de fibra e para o segundo harmônico ($N = 2$). Foram considerados os mesmos parâmetros da Tabela 5.2. Na modulação OSC, como já

discutido na Seção 4.3.3, na saída do DD-MZM o espectro é composto pelas componentes ímpares e sem portadora. Após o batimento no fotodetector, estarão presentes em sua saída as componentes pares. Assim, o sinal de modulação ($N = 1$) não é recuperado, mas apenas seus harmônicos pares. O segundo harmônico é menos sensível ao efeito da dispersão cromática quando comparado ao quarto harmônico (Figura 4.18), e também em relação às modulações ODSB e OSSB que possuem pontos de mínima potência. À medida em que o comprimento da fibra aumentar, a atenuação e a dispersão acumuladas também aumentarão, degradando a qualidade do sinal recebido. Para uma BER de 10^{-3} , é necessária uma SNR de aproximadamente 140dB, 151dB e 156dB para 10km, 37km e 50km, respectivamente.

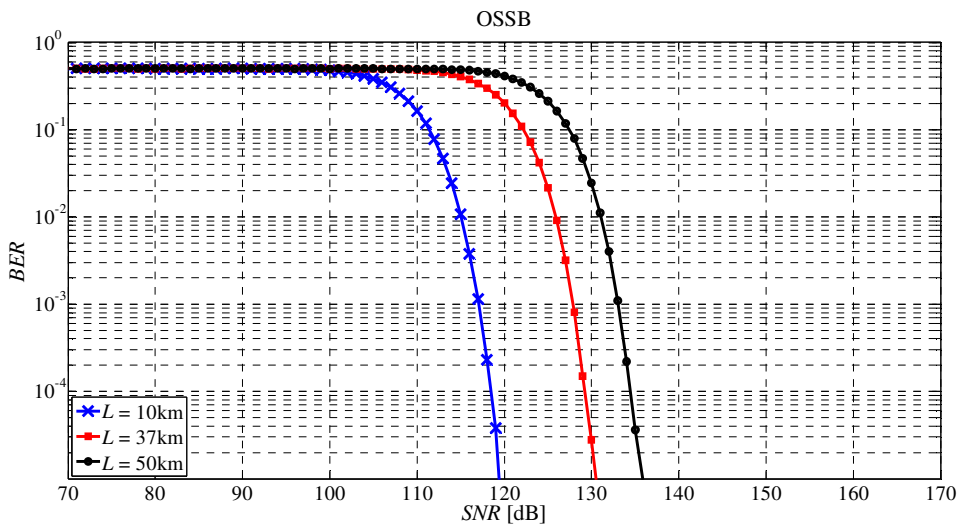


Figura 5.9. Desempenho da BER em função da SNR, considerando a modulação OSSB, para alguns comprimentos de fibra e para o sinal fundamental ($N = 1$), com o DD-MZM simétrico, índices de modulação iguais e na condição de pequenos sinais.

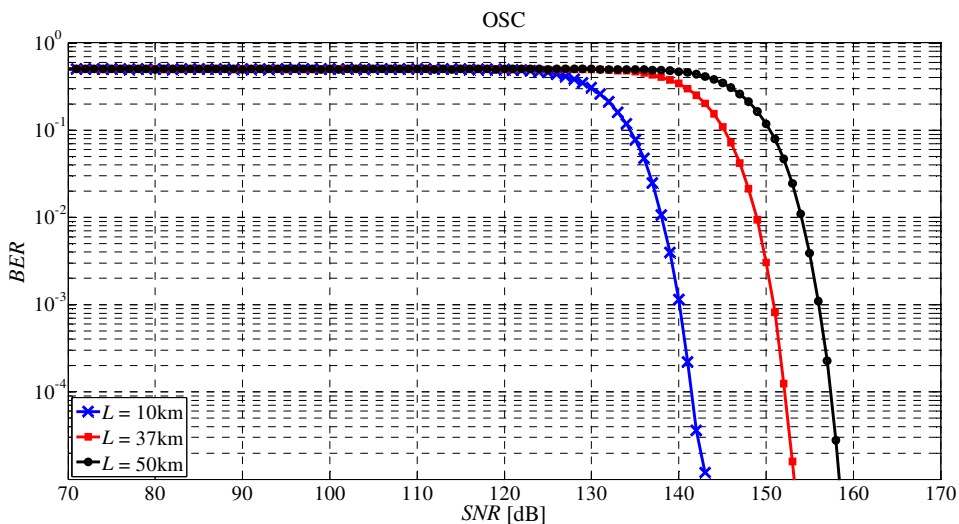


Figura 5.10. Desempenho da BER em função da SNR, considerando a modulação OSC, para alguns comprimentos de fibra e para o segundo harmônico ($N = 2$), com o DD-MZM simétrico, índices de modulação iguais e na condição de pequenos sinais.

5.3.1 Comentários sobre os resultados

São comparadas as modulações ODSB e OSSB que recuperam a componente fundamental de modulação ($N = 1$) e, portanto, não será considerada a modulação OSC. Para BER de 10^{-3} , observa-se que para o comprimento de fibra óptica de 10km é necessária uma relação sinal-ruído de aproximadamente 115dB e 117dB, respectivamente. Ou seja, na ODSB menos energia é necessária para se conseguir a mesma taxa de erro de bit. Lembrar que na OSSB apenas uma das bandas laterais é transmitida para a componente fundamental e, conseqüentemente, possui menos energia.

Para 50km, a relação sinal-ruído deve ser de 135dB e 133dB para as modulações ODSB e OSSB, respectivamente. Devido ao maior comprimento da fibra, a atenuação e a dispersão acumuladas degradam a modulação ODSB quando comparada com a OSSB, menos sensível ao efeito da dispersão cromática. Neste comprimento, o nível do sinal recebido pela ODSB é menor do que na OSSB de acordo com a Figura 4.22. Desta forma, menos energia é necessária na OSSB para a mesma taxa de erro de bit.

Com o comprimento da fibra em 37km, para a modulação ODSB é necessária uma relação sinal-ruído maior para a taxa de erro de bit especificada. É a situação em que ocorre o primeiro ponto de mínima potência recebida, como mostrado na Figura 4.22. Os resultados para esta aplicação estão de acordo com os comportamentos descritos em capítulos anteriores, quando considerado o sinal de RF sem modulação.

Um estudo inicial foi realizado na transmissão de um sinal BPSK (*binary phase shift keying*) utilizando o enlace IM-DD proposto. Os resultados foram obtidos utilizando um programa computacional o qual permite adicionar os dispositivos e ajustar os parâmetros de acordo com o interesse [173].

Capítulo 6

Comentários finais

6.1 Considerações finais

Foram apresentadas propostas de modelagens para enlaces de RoF utilizando a fotônica de microondas, para a transmissão e geração de sinais de RF e microondas. Utilizando o teorema da adição para as funções de Bessel, o teorema de Graf, foram demonstradas soluções analíticas fechadas em grandes sinais. No domínio da frequência, por meio da transformada de Fourier, mostraram-se os espectros de amplitude e de fase das várias partes do sistema. Foram comparados os resultados em grandes sinais e aproximados, com diferença significativa para altos índices de modulação.

Empregaram-se os moduladores eletrópticos de fase e de amplitude do tipo Mach-Zehnder, implementando as modulações de fase, de amplitude com banda lateral dupla, com banda lateral única e com portadora suprimida. Avaliou-se o efeito da dispersão cromática da fibra óptica na propagação do sinal. Este parâmetro altera as fases das componentes espectrais ao longo do seu comprimento, que também depende das frequências das componentes espectrais. Estes parâmetros influenciam na potência do sinal de RF detectado.

Com um único modelo, dado por (4.59), obtêm-se as respostas para os enlaces PM-DD e IM-DD com diferentes tipos de modulações ópticas analógicas que utilizam os moduladores de fase ou de amplitude, ajustando parâmetros específicos. São previstas, em uma mesma modelagem, a possibilidade de análise com diferentes índices de modulação e na condição de grandes sinais, além de características do modulador como as não linearidades, as perdas e as influências dos coeficientes de transmissão das junções. Considera a componente fundamental de RF e seus harmônicos, inclui o comprimento de onda e a potência do laser, a não linearidade e a responsividade do fotodetector com resposta quadrática, o parâmetro de dispersão cromática, a atenuação e o comprimento da fibra óptica.

Além disso, a modelagem possibilitou a análise de resultados na geração de frequências de microondas e na transmissão de informações digitais do tipo OOK. Foram apresentadas diferenças significativas na comparação entre os modelos em grandes sinais propostos e as abordagens aproximadas, enfatizando a necessidade de modelagens que levem em consideração aspectos que impactem no desempenho do sistema.

6.2 Propostas para trabalhos futuros

No desenvolvimento do tema, foram identificados aspectos que merecem uma abordagem mais aprofundada, considerando a importância em sua evolução. Algumas propostas para trabalhos futuros são:

- Utilizar o enlace com modulador de fase para a geração de frequências de microondas e analisar a transmissão do sinal OOK.
- Análise mais rigorosa e aprofundada do enlace com modulador de amplitude com excitação simples.
- Realizar a modelagem para a geração de frequências de microondas levando em conta a fibra óptica, ou seja, o sistema operando como um gerador de frequências remoto.
- Desenvolver a modelagem fechada em grandes sinais com dois tons para o enlace com modulador de fase e na condição de grandes sinais.
- Desenvolver a modelagem fechada em grandes sinais com dois tons para o enlace com modulador de amplitude, levando em conta a assimetria do modulador, índices de modulação diferentes e a condição de grandes sinais.
- Utilizar a modelagem em aplicações na geração de sinais de frequências elevadas e em filtros fotônicos de RF e microondas.
- Utilizar a modelagem incluindo outros formatos de modulação digital e as respectivas análises de desempenho.
- Incluir nas modelagens as não linearidades e o coeficiente β_3 da fibra óptica.
- Realizar simulações dos sistemas propostos utilizando programas computacionais específicos.
- Realizar experimentos dos sistemas propostos.

6.3 Artigos publicados e trabalhos orientados sobre o tema

6.3.1 Artigos publicados em periódicos

1) A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, D. H. Spadoti, "Large signal analysis on microwave photonic generation using an asymmetric dual-drive Mach-Zehnder modulator and with different modulation indices," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 64, no. 7, pp. 1176-1184, April 2022.

2) A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, D. H. Spadoti, "Large signal analysis on intensity-modulation direct-detection radio-over-fibre dispersive links," *Electronics Letters*, vol. 58, no. 3, pp. 112-114, February 2022.

- 3) R. H. Souza, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, “An Analytical Solution for Fiber Optic Links with Photonic-Assisted Millimeter Wave Upconversion Due to MZM Nonlinearities,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, no. 1, pp. 237-258, March 2017.
- 4) A. A. Ferreira Júnior, A. L. Lemes, L. A. R. Scudeler, T. E. S. Carvalho, J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, “Efeito da dispersão cromática no sinal BPSK em um enlace óptico com modulação de intensidade e detecção direta,” *Telecomunicações (Santa Rita do Sapucaí)*, vol. 16, no. 2, pp. 27-35, Novembro 2014.
- 5) A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, W. S. Fegadolli, J. A. J. Ribeiro, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Effect of Fiber Optic Chromatic Dispersion on the Performance of Analog Optical Link with External Modulation Aiming at Aerospace Applications,” *Journal of Aerospace Technology and Management (Online)*, vol. 5, no. 2, pp. 205-216, April-June 2013.
- 6) A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, J. A. J. Ribeiro, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Analytical model of chromatic dispersion effect in an analog fiber link with RF up-conversion,” *Telecomunicações (Santa Rita do Sapucaí)*, vol. 15, no. 2, pp. 55-64, Outubro 2013.

6.3.2 Artigos publicados em congressos

- 1) R. H. Souza, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, “Effect of Fiber Optic Dispersion on Photonic Generated Millimeter Wave Using Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulators,” in *17º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) and 12º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG)*, Porto Alegre, Brazil, 2016, pp. 1-6.
- 2) A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, R. H. Souza, N. A. Roso, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, “Large Signal Analysis of Photonic-Assisted Millimeter Wave Upconversion Using Mach-Zehnder Modulators,” in *16º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) and 11º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG)*, Curitiba, Brazil, 2014, pp. 518-523.
- 3) A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, J. A. J. Ribeiro, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Analytical model of optical fiber chromatic dispersion effect in upconverted millimeter-wave long-haul fiber optic link,” in *International Workshop on Telecommunications (IWT)*, Santa Rita do Sapucaí, Brazil, 2013, pp. 1-8.
- 4) A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, “Modeling of analog optical fiber link with highly nonlinear Mach-Zehnder modulator,” in *XV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)*, São José dos Campos, Brazil, 2013, pp. 90-96.

5) A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, W. S. Fegadolli, J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, “Effect of Fiber Optic Chromatic Dispersion on the Performance of Analog Optical Link with Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator,” in *XIV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)*, São José dos Campos, Brazil, 2012, pp. 119-126.

6.3.3 Trabalhos publicados em eventos de iniciação científica

1) T. H. Brandão, L. P. Andrade, G. P. Aquino, A. A. Ferreira Júnior, “Efeito da dispersão cromática da fibra óptica na transmissão de sinais digitais QPSK,” in *XXIX Congresso de Iniciação Científica do Inatel (INCITEL)*, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2017, pp. 61-66.

2) E. C. Vilas Boas, L. L. Sena, A. A. Ferreira Júnior, “Efeito da dispersão cromática da fibra óptica na transmissão de sinais de RF,” in *XXVIII Congresso de Iniciação Científica do Inatel (INCITEL)*, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2016, pp. 318-323.

3) A. M. Souza, A. A. Ferreira Júnior, “Estudo dos efeitos não-lineares em fibras ópticas,” in *XXVIII Congresso de Iniciação Científica do Inatel (INCITEL)*, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2016, pp. 324-330.

4) L. A. R. Scudeler, T. E. S. Carvalho, A. L. Lemes, A. A. Ferreira Júnior, “Efeito da dispersão cromática no sinal BPSK em um enlace óptico de longa distância,” in *XXVI Congresso de Iniciação Científica do Inatel (INCITEL)*, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2015, pp. 194-199.

5) L. A. R. Scudeler, A. A. Ferreira Júnior, “Transmissão de sinais digitais utilizando tecnologia fotônica,” in *XXV Congresso de Iniciação Científica do Inatel (INCITEL)*, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2014, pp. 62-67.

6) L. G. Silva, A. A. Ferreira Júnior, “Estudo sobre sistemas e dispositivos para transmissão de rádio-sobre-fibra,” in *XXIII Congresso de Iniciação Científica do Inatel (INCITEL)*, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2012, pp. 25-31.

6.3.4 Orientações de trabalho de conclusão de curso

1) J. P. M. Rodrigues, J. A. Vilela, I. B. F. Almeida, L. C. Leite, “Análise do efeito da dispersão cromática em sistemas de rádio-sobre-fibra,” Engenharia de Telecomunicações, Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), 2016.

2) A. M. Souza, “Efeitos não-lineares da fibra óptica em sistemas de comunicações,” Engenharia de Telecomunicações, Instituto Nacional de Telecomunicações (NATEL), 2016.

3) A. L. Lemes, L. A. R. Scudeler, T. E. S. Carvalho, “Efeito da dispersão cromática no sinal BPSK em um enlace óptico com modulação de intensidade e detecção direta,” Engenharia de Telecomunicações, Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), 2014.

6.3.5 Orientações de iniciação científica

1) E. C. V. Boas, L. L. Sena, “Efeito da dispersão cromática da fibra óptica na transmissão de sinais de RF,” Engenharia de Telecomunicações, Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), 2016.

2) E. C. V. Boas, L. L. Sena, “Efeito da dispersão cromática da fibra óptica na transmissão de sinais de RF com modulação digital,” Engenharia de Telecomunicações, Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), Fundo para o Desenvolvimento Tecnológico das Telecomunicações (FUNTTEL), 2015.

3) A. M. Souza, “Estudo dos efeitos não-lineares em fibras ópticas,” Engenharia de Telecomunicações, Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), 2015.

4) A. L. Lemes, L. A. R. Scudeler, T. E. S. Carvalho, “Transmissão de sinais de RF utilizando fotônica,” Engenharia Elétrica (modalidade Eletrônica), Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), 2014.

5) L. A. R. Scudeler, “Estudo sobre sistemas e dispositivos empregando a tecnologia de fotônica em RF,” Engenharia Elétrica (modalidade Eletrônica), Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), 2013.

6) L. G. Silva, “Estudo sobre sistemas e dispositivos para transmissão de rádio-sobre-fibra,” Engenharia Elétrica (modalidade Eletrônica), Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações (FINATEL), 2011.

Apêndices

A Identidades e funções trigonométricas

Seguem algumas identidades e relações trigonométricas [139][144][174].

$$\cos(-x) = \cos(x) \quad (\text{A.1}) \quad \text{sen}(-x) = -\text{sen}(x) \quad (\text{A.2})$$

$$\tan(-x) = -\tan(x) \quad (\text{A.3}) \quad \text{arc tan}(-x) = -\text{arctan}(x) \quad (\text{A.4})$$

$$\text{sen}\left(\frac{\pi}{2} \pm x\right) = \cos(x) \quad (\text{A.5}) \quad \text{sen}\left(x \pm \frac{\pi}{2}\right) = \pm \cos(x) \quad (\text{A.6})$$

$$\text{sen}(x \pm \pi) = -\text{sen}(x) \quad (\text{A.7}) \quad \text{sen}(\pi \pm x) = \mp \text{sen}(x) \quad (\text{A.8})$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} \pm x\right) = \mp \text{sen}(x) \quad (\text{A.9}) \quad \cos\left(x \pm \frac{\pi}{2}\right) = \mp \cos(x) \quad (\text{A.10})$$

$$\cos(\pi \pm x) = -\cos(x) \quad (\text{A.11}) \quad \cos(x \pm \pi) = -\cos(x) \quad (\text{A.12})$$

$$\tan\left(\frac{\pi}{2} \pm x\right) = \mp \cot(x) \quad (\text{A.13}) \quad \tan\left(x \pm \frac{\pi}{2}\right) = -\cot(x) \quad (\text{A.14})$$

$$\tan(x \pm \pi) = +\tan(x) \quad (\text{A.15}) \quad \tan(\pi \pm x) = \pm \tan(x) \quad (\text{A.16})$$

$$\cos(2k\pi \pm x) = \cos(x) \quad (\text{A.17}) \quad \tan(2k\pi \pm x) = \pm \tan(x) \quad (\text{A.18})$$

$$\tan(2x) = \frac{2 \tan(x)}{1 - \tan^2(x)} \quad (\text{A.19}) \quad \text{sen}^2(x) + \cos^2(x) = 1 \quad (\text{A.20})$$

$$\text{sen}^2(x) = \frac{1}{2}[1 - \cos(2x)] \quad (\text{A.21}) \quad \cos^2(x) = \frac{1}{2}[1 + \cos(2x)] \quad (\text{A.22})$$

$$\text{sen}\left(\frac{x}{2}\right) = \pm \sqrt{\frac{1 - \cos(x)}{2}} \begin{cases} + & \text{para } x/2 \text{ I ou II} \\ - & \text{para } x/2 \text{ III ou IV} \end{cases} \quad (\text{A.23})$$

$$\cos\left(\frac{x}{2}\right) = \pm \sqrt{\frac{1 + \cos(x)}{2}} \begin{cases} + & \text{para } x/2 \text{ I ou IV} \\ - & \text{para } x/2 \text{ II ou III} \end{cases} \quad (\text{A.24})$$

$$\cos(x)\cos(y) = \frac{1}{2}[\cos(x-y) + \cos(x+y)] \quad (\text{A.25})$$

$$\text{sen}(x)\text{sen}(y) = \frac{1}{2}[\cos(x-y) - \cos(x+y)] \quad (\text{A.26})$$

$$\text{sen}(x)\cos(y) = \frac{1}{2}[\text{sen}(x-y) + \text{sen}(x+y)] \quad (\text{A.27})$$

$$\cos(x) + \cos(y) = 2\cos\left(\frac{x+y}{2}\right)\cos\left(\frac{x-y}{2}\right) \quad (\text{A.28})$$

$$\cos(x) - \cos(y) = 2\text{sen}\left(\frac{x+y}{2}\right)\text{sen}\left(\frac{y-x}{2}\right) \quad (\text{A.29})$$

$$\text{sen}(x) + \text{sen}(y) = 2\text{sen}\left(\frac{x+y}{2}\right)\cos\left(\frac{x-y}{2}\right) \quad (\text{A.30})$$

$$\text{sen}(x) - \text{sen}(y) = 2\cos\left(\frac{x+y}{2}\right)\text{sen}\left(\frac{x-y}{2}\right) \quad (\text{A.31})$$

$$\cos(x \pm y) = \cos(x)\cos(y) \mp \text{sen}(x)\text{sen}(y) \quad (\text{A.32})$$

$$\text{sen}(x \pm y) = \text{sen}(x)\cos(y) \pm \cos(x)\text{sen}(y) \quad (\text{A.33})$$

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots \quad (\text{A.34}) \quad \text{sen}(x) = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \dots \quad (\text{A.35})$$

$$\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \quad (\text{A.36}) \quad \text{sen}(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{j2} \quad (\text{A.37})$$

$$e^{\pm jx} = \cos(x) \pm j\text{sen}(x) \quad (\text{A.38}) \quad e^{\pm jm\pi} = (-1)^n \quad (\text{A.39})$$

$$e^{\pm jn\frac{\pi}{2}} = (\pm j)^n \quad (\text{A.40}) \quad (j)^{-n} = (-j)^n \quad (\text{A.41})$$

B Transformada de Fourier

Seguem algumas propriedades e pares da transformada de Fourier [135]-[137].

$$X(-\omega) = X^*(\omega) \begin{cases} |X(-\omega)| = |X(\omega)| \\ \angle X(-\omega) = -\angle X(\omega) \end{cases} \text{ para } x(t) \text{ real} \quad (\text{B.1})$$

$$e^{j\omega_o t} x(t) \leftrightarrow X(\omega - \omega_o) \quad (\text{B.2})$$

$$x_1(t) x_2(t) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} X_1(\omega) * X_2(\omega) \quad (\text{B.3})$$

$$1 \leftrightarrow 2\pi\delta(\omega) \quad (\text{B.4})$$

$$e^{\pm j\omega_o t} \leftrightarrow 2\pi\delta(\omega \mp \omega_o) \quad (\text{B.5})$$

$$\cos(\omega_o t) \leftrightarrow \pi[\delta(\omega - \omega_o) + \delta(\omega + \omega_o)] \quad (\text{B.6})$$

$$\text{sen}(\omega_o t) \leftrightarrow -j\pi[\delta(\omega - \omega_o) - \delta(\omega + \omega_o)] \quad (\text{B.7})$$

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k e^{\pm jk\omega_o t} \leftrightarrow 2\pi \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k \delta(\omega \mp k\omega_o) \quad (\text{B.8})$$

$$x(t) \cos(\omega_o t) \leftrightarrow \frac{1}{2} [X(\omega - \omega_o) + X(\omega + \omega_o)] \quad (\text{B.9})$$

$$x(t) \text{sen}(\omega_o t) \leftrightarrow -\frac{j}{2} [X(\omega - \omega_o) - X(\omega + \omega_o)] \quad (\text{B.10})$$

$$\cos(\omega_o t + \theta) \leftrightarrow \pi[\delta(\omega - \omega_o) e^{j\theta} + \delta(\omega + \omega_o) e^{-j\theta}] \quad (\text{B.11})$$

$$\text{sen}(\omega_o t + \theta) \leftrightarrow -j\pi[\delta(\omega - \omega_o) e^{j\theta} - \delta(\omega + \omega_o) e^{-j\theta}] \quad (\text{B.12})$$

$$x(t) \cos(\omega_o t + \theta) \leftrightarrow \frac{1}{2} [X(\omega - \omega_o) e^{j\theta} + X(\omega + \omega_o) e^{-j\theta}] \quad (\text{B.13})$$

$$x(t) \text{sen}(\omega_o t + \theta) \leftrightarrow -\frac{j}{2} [X(\omega - \omega_o) e^{j\theta} - X(\omega + \omega_o) e^{-j\theta}] \quad (\text{B.14})$$

C Funções de Bessel

Seguem algumas relações, propriedades e expansões das funções de Bessel de primeira espécie e ordem n [78][144][174]-[177].

$$J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x) \quad (\text{C.1}) \quad J_n(-x) = (-1)^n J_n(x) \quad (\text{C.2})$$

$$J_n(x) \cong \frac{x^n}{2^n \Gamma(n+1)} = \frac{x^n}{2^n n!} \quad (\text{C.3}) \quad J_0(x) = 1 - \frac{x^2}{4} + \frac{x^4}{64} - \frac{x^6}{2304} + \dots \quad (\text{C.4})$$

$$J_1(x) = \frac{x}{2} - \frac{x^3}{16} + \frac{x^5}{384} - \dots \quad (\text{C.5}) \quad J_2(x) = \frac{x^2}{8} - \frac{x^4}{96} + \frac{x^6}{3072} - \dots \quad (\text{C.6})$$

$$J_3(x) = \frac{x^3}{48} - \frac{x^5}{768} + \frac{x^7}{30720} - \dots \quad (\text{C.7}) \quad J_4(x) = \frac{x^4}{384} - \frac{x^6}{7680} + \frac{x^8}{368640} - \dots \quad (\text{C.8})$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(x) = J_0^2(x) + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} J_n^2(x) = 1 \quad (\text{C.9}) \quad J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} J_{2n}(x) = 1 \quad (\text{C.10})$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(x) = 1 \quad (\text{C.11}) \quad J_n(x+y) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k(x) J_{n-k}(y) \quad (\text{C.12})$$

$$\sin(x) = 2 \sum_{n=0}^{+\infty} (-1)^n J_{2n+1}(x) \quad (\text{C.13}) \quad \cos(x) = J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n J_{2n}(x) \quad (\text{C.14})$$

$$e^{jx \sin(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(x) e^{jn\theta} \quad (\text{C.15}) \quad e^{jx \cos(\theta)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(x) e^{jn\theta} \quad (\text{C.16})$$

$$\cos[x \sin(\theta)] = J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} J_{2n}(x) \cos(2n\theta) \quad (\text{C.17})$$

$$\sin[x \sin(\theta)] = 2 \sum_{n=0}^{+\infty} J_{2n+1}(x) \sin[(2n+1)\theta] \quad (\text{C.18})$$

$$\cos[x \cos(\theta)] = J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n J_{2n}(x) \cos(2n\theta) \quad (\text{C.19})$$

$$\sin[x \cos(\theta)] = 2 \sum_{n=0}^{+\infty} (-1)^n J_{2n+1}(x) \cos[(2n+1)\theta] \quad (\text{C.20})$$

A Figura C.1 mostra os comportamentos das funções de Bessel de primeira espécie para algumas ordens n e argumento x , positivo e negativo. A Figura C.2 mostra os comportamentos para n negativo. A Tabela C.1 apresenta algumas das raízes das funções de Bessel de primeira espécie até a quarta ordem [176].

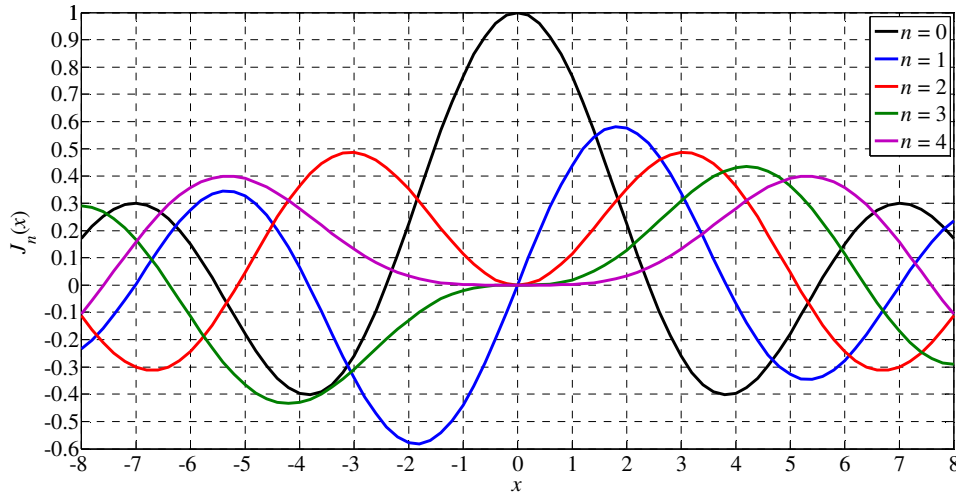


Figura C.1. Gráfico das funções de Bessel de primeira espécie de ordem n , com argumento positivo e negativo.

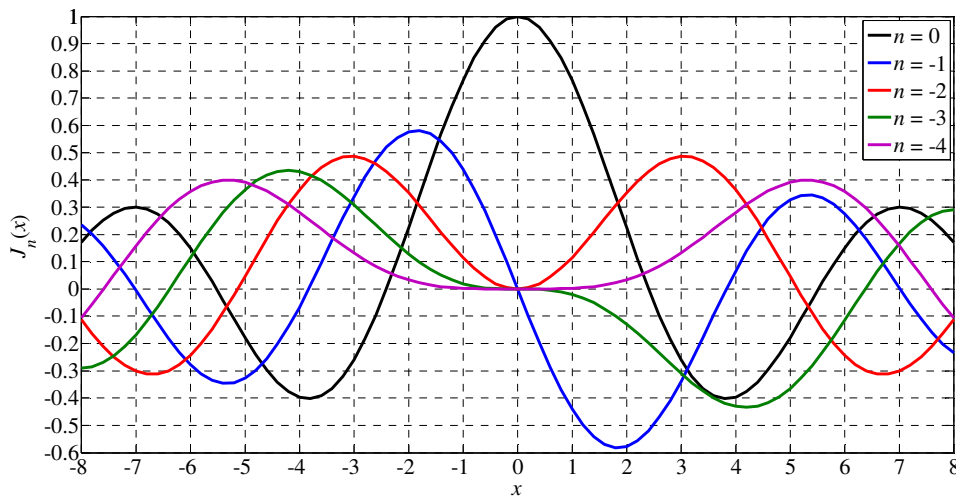


Figura C.2. Gráfico das funções de Bessel de primeira espécie de ordem $-n$, com argumento positivo e negativo.

Tabela C.1. Raízes das funções de Bessel de primeira espécie de ordem n .

Raízes	Funções de Bessel				
	$J_0(x) = 0$	$J_1(x) = 0$	$J_2(x) = 0$	$J_3(x) = 0$	$J_4(x) = 0$
	-	0	0	0	0
1ª	2,405	3,832	5,136	6,380	7,588
2ª	5,520	7,016	8,417	9,761	11,065
3ª	8,654	10,173	11,620	13,015	14,373

C.1 Teorema de Graf

Um dos teoremas da adição para as funções de Bessel, conhecido como generalização de Graf para a fórmula de Neumann, é obtido analisando o triângulo da Figura C.3 [78]. Os lados do triângulo são representados por Z , z e ω , sendo valores reais e positivos. O ângulo entre Z e z é ϕ e o ângulo oposto ao lado z é ψ . Têm-se que (ω, ψ) e (z, ϕ) são as coordenadas polares do ponto P em relação às origens de dois sistemas de coordenadas polares O_ω e O_z , respectivamente. Também, $(Z, 0)$ é a coordenada polar de O_z em relação à O_ω . Quando z tende a zero, $\omega \rightarrow Z$ e $\psi \rightarrow 0$, obtém-se as relações indicadas na figura.

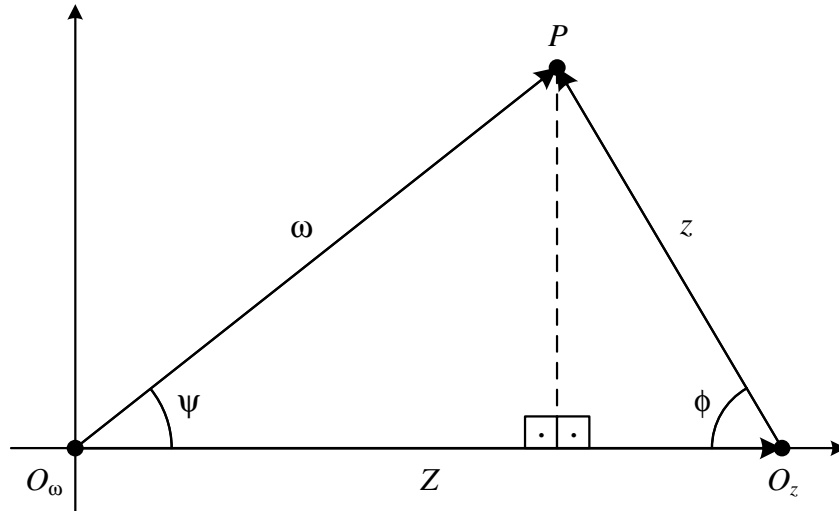


Figura C.3. Representação do triângulo para a definição dos parâmetros da fórmula de Graf.

Da fórmula de Graf tem-se que [78]

$$J_\nu(\omega) \left(\frac{Z - ze^{-j\phi}}{Z - ze^{j\phi}} \right)^{\frac{1}{2}\nu} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_{\nu+m}(Z) J_m(z) e^{jm\phi} \quad (\text{C.21})$$

e utilizando as relações trigonométricas do triângulo da figura, obtém-se

$$z \sin(\phi) = \omega \sin(\psi), \quad (\text{C.22}) \quad Z - z \cos(\phi) = \omega \cos(\psi). \quad (\text{C.23})$$

As definições do módulo ω e do ângulo ψ são dadas, respectivamente, por:

$$\omega = \sqrt{Z^2 + z^2 - 2Zz \cos(\phi)}, \quad (\text{C.24}) \quad \psi = \arctan \left[\frac{z \sin(\phi)}{Z - z \cos(\phi)} \right], \quad (\text{C.25})$$

semelhante à lei dos cossenos. Comparando o numerador e o denominador da raiz quadrada de (C.21) com (C.22) e (C.23), chega-se a

$$Z - ze^{-j\phi} = \omega e^{j\psi}, \quad (\text{C.26}) \quad Z - ze^{j\phi} = \omega e^{-j\psi} \quad (\text{C.27})$$

e substituindo em (C.21) obtém-se

$$J_\nu(\omega)e^{j\nu\psi} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_{\nu+m}(Z)J_m(z)e^{jm\phi}. \quad (\text{C.28})$$

Observa-se pela fórmula de Graf que o somatório do produto de duas funções de Bessel resulta em apenas uma única função de Bessel. É uma solução analítica exata e fechada que não necessita limitar os termos do somatório para sua avaliação.

A representação para este teorema apresentada por [81][82] é

$$J_k(R)e^{jk\Omega} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_{k+n}(r)e^{j(k+n)\theta}J_n(r_o)e^{-jn\theta_o}, \quad (\text{C.29}) \quad Re^{j\Omega} = re^{j\theta} - r_o e^{j\theta_o}, \quad (\text{C.30})$$

onde

$$R = \sqrt{r^2 + r_o^2 - 2rr_o \cos(\theta - \theta_o)}, \quad (\text{C.31})$$

$$\Omega = \arctan \left[\frac{r \sin(\theta) - r_o \sin(\theta_o)}{r \cos(\theta) - r_o \cos(\theta_o)} \right]. \quad (\text{C.32})$$

A relação entre as variáveis das duas abordagens é dada na Tabela C.2.

Tabela C.2. Relação entre as variáveis das abordagens apresentadas para o teorema de Graf.

Referências	Parâmetros							
[78]	ν	m	ω	Z	z	ψ	0	ϕ
[81][82]	k	n	R	r	r_o	Ω	θ	$-\theta_o$

Referências bibliográficas

- [1] G. P. Agrawal, “Sistemas de comunicação por fibra óptica,” 4 ed., Rio de Janeiro: Campus, 2014.
- [2] J. C. Palais, “Fiber Optic Communications,” 5 ed., New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2005.
- [3] G. Keiser, “Optical Fiber Communications,” 3 ed., Boston: McGraw-Hill, 2000.
- [4] L. N. Binh, “Optical Fiber Communications Systems,” Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [5] Charles H. Cox, III, “Analog Optical Links: Theory and Practice,” Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [6] Huber+Suhner [online]. Disponível em: https://ecatalog.hubersuhner.com/product/E-Catalog/Radio-frequency/Cables-and-cable-assemblies/Raw-cables/85084763/SUCOFLEX-118?gv_refer=catsearch. Acesso em: 02/01/2022.
- [7] Pasternack [online]. Disponível em: https://www.pasternack.com/nsearch.aspx?Category=Flexible+Waveguides&sort=y&initial_sort=Sortsku:ASC&res_per_page=48&view_type=grid. Acesso em: 02/01/2022.
- [8] V. J. Urick, F. Bucholtz, J. D. McKinney, P. S. Devgan, A. L. Campillo, J. L. Dexter, K. J. Williams, “Long-Haul Analog Photonics,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 8, pp. 1182-1205, April 2011.
- [9] L. N. Binh, “Digital Optical Communications,” Boca Raton: CRC Press, 2009.
- [10] R. J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, B. Goebel, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 662-701, February 2010.
- [11] P. J. Winzer, R. J. Essiambre, “Advanced Optical Modulation Formats,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 5, pp. 952-985, May 2006.
- [12] P. J. Winzer, “Modulation and multiplexing in optical communication system,” *IEEE LEOS Newsletter*, vol. 23, no. 1, pp. 4-10, February 2009.
- [13] V. J. Urick Jr., J. D. McKinney, K. J. Williams, “Fundamentals of Microwave Photonics,” New Jersey: John Wiley & Sons, 2015.
- [14] W. S. C. Chang, “RF Photonic Technology in Optical Fiber Links,” Cambridge: Cambridge University Press, 2002.
- [15] M. Romeiser, “Optical Fibers and RF: A Natural Combination,” Atlanta: Noble Publishing, 2004.
- [16] J. Yao, “A tutorial on microwave photonics,” *IEEE Photonics Society Newsletter*, vol. 26, no. 2, pp. 4-12, April 2012.

- [17] J. Yao, "A tutorial on microwave photonics," *IEEE Photonics Society Newsletter*, vol. 26, no. 3, pp. 5-12, June 2012.
- [18] A. J. Seeds, K. J. Williams, "Microwave Photonics," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 4628-4641, December 2006.
- [19] A. J. Seeds, C. P. Liu, T. Ismail, M. J. Fice, F. Pozzi, R. J. Steed, E. Rouvalis, C. C. Renaud, "Microwave Photonics," in *Conference on Lasers and Electro-Optics*, San Jose, USA, May 2010, pp. 1-2.
- [20] J. Yao, "Microwave Photonics," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 314-335, February 2009.
- [21] J. Marti, J. Capmany, "Microwave Photonics and Radio-over-Fiber Research," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 96-105, June 2009.
- [22] J. Capmany, J. Mora, I. Gasulla, J. Sancho, J. Lloret, S. Sales, "Microwave Photonic Signal Processing," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 571-586, February 2013.
- [23] H. Zhang, S. Pan, M. Huang, X. Chen, "Polarization-modulated analog photonic link with compensation of the dispersion-induced power fading," *Optics Letters*, vol. 37, no. 5, pp. 866-868, March 2012.
- [24] S. Li, X. Zheng, H. Zhang, B. Zhou, "Compensation of dispersion-induced power fading for highly linear radio-over-fiber link using carrier phase-shifted double sideband modulation," *Optics Letters*, vol. 36, no. 4, pp. 546-548, February 2011.
- [25] G. Zhang, X. Zheng, S. Li, H. Zhang, B. Zhou, "Postcompensation for nonlinearity of Mach-Zehnder modulator in radio-over-fiber system based on second-order optical sideband processing," *Optics Letters*, vol. 37, no. 5, pp. 806-808, March 2012.
- [26] B. Hraimel, X. Zhang, Y. Pei, K. Wu, T. Liu, T. Xu, Q. Nie, "Optical Single-Sideband Modulation With Tunable Optical Carrier to Sideband Ratio in Radio Over Fiber Systems," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 5, pp. 775-781, March 2011.
- [27] P. Y. Wu, H. H. Lu, C. L. Ying, C. Y. Li, H. S. Su, "An Upconverted Phase-Modulated Fiber Optical CATV Transport System," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 16, pp. 2422-2427, August 2011.
- [28] J. Capmany, P. Munôz, "Integrated Microwave Photonics for Radio Access Networks," *IEEE Journal of Lightwave of Technology*, vol. 32, no. 16, pp. 2849-2861, August 2014.
- [29] C. Lim, A. Nirmalathas, M. Bakaul, P. Gamage, K. L. Lee, Y. Yang, D. Novak, R. Waterhouse, "Fiber-Wireless Networks and Subsystem Technologies," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 390-405, February 2010.
- [30] K. Kojucharow, M. Sauer, C. Schäffer, "Millimeter-Wave Signal Properties Resulting From Electrooptical Upconversion," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 10, pp. 1977-1985, October 2001.

- [31] A. P. Gonçalves, “Estudo experimental de enlace analógico a fibra óptica empregando WDM e sinal de RF multi-espectral,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2014.
- [32] F. M. A. Al-Zubaidi, J. D. L. Cardona, D. S. Montero, C. Vázquez, “Optically Powered Radio-Over-Fiber Systems in Support of 5G Cellular Networks and IoT,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 13, pp. 4262-4269, July 2021.
- [33] L. C. Lepa, “Análise de osciladores de microondas com topologia optoeletrônica,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2005.
- [34] M. Singh, S. K. Raghuwanshi, “Impact of higher order dispersion on photonically assisted optical millimeter-wave generated using dual parallel electro-optic modulators,” *Current Applied Physics*, vol. 14, no. 12, pp. 1837-1844, December 2014.
- [35] W. Loh, S. Yegnanarayanan, R. J. Ram, P. W. Juodawlkis, “A nonlinear optoelectronic filter for electronic signal processing,” *Nature Scientific Reports*, vol. 4, no. 1, 3613, January 2014.
- [36] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, “A Tutorial on Microwave Photonic Filters,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 201-229, January 2006.
- [37] Y. Liu, A. Choudhary, D. Marpaung, B. J. Eggleton, “Integrated microwave photonic filters,” *Advances in Optics and Photonics*, vol. 12, no. 2, pp. 485-555, June 2020.
- [38] C. S. Martins, “Análise de filtros de microondas não-recursivos implementados com Tecnologia fotônica,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2009.
- [39] F. S. Ivo, R. H. Souza, O. L. Coutinho, “Microwave photonic RF filter tunable by DFB laser temperature and drive current control,” in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Fortaleza, Brazil, 2021, pp. 1-3.
- [40] P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, S. Pinna, D. Onori, E. Lazzeri, A. Bogoni, “Photonics in Radar Systems,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 8, pp. 74-83, September 2015.
- [41] J. E. B. Oliveira, F. D. P. Alves, A. L. P. Mattei, “Trends in Photonics Applied to Electronic Warfare at Brazilian Airforce,” in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, Rio de Janeiro, Brazil, August 1999, vol. 2, pp. 599-602.
- [42] O. L. Coutinho, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Uso de Redes de Comunicações Ópticas para Transmissão e Distribuição de Emissores Radar,” in *XIII SIGE Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa*, São José dos Campos, Setembro 2011, pp. 1-8.

- [43] O. L. Coutinho, V. R. Almeida, C. S. Martins, J. E. B. Oliveira, “Aplicação de Enlace a Fibra Óptica em Transmissão de Sinais de Radar,” in *13º MOMAG Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Florianópolis, Brasil, Setembro 2008, pp. 1-5.
- [44] W. Lim, T. S. Cho, K. Kim, C. Yun, “Analytical time-domain model for radio over free space optical military communication systems under turbulence channels,” in *IEEE MILCOM Military Communications Conference*, Boston, USA, October 2009, pp. 1-5.
- [45] A. R. Santos, “Estudo do enlace analógico de Comunicação óptica no espaço livre empregando modulação externa,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2015.
- [46] O. L. Coutinho, “Aplicação de moduladores eletroópticos em enlaces analógicos a fibra óptica,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2005.
- [47] O. L. Coutinho, “Fotônica em sistemas de RF para transmissão e processamento de sinais radar,” *Tese de Doutorado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2011.
- [48] P. Kiohara, R. H. Souza, F. S. Ivo, N. T. Mippo, O. L. Coutinho, A. Pérennou, M. Guégan, L. Ghisa, V. Quintard, “Microwave Photonic Approach to Antenna Remote on Airborne Radar Warning Receiver System,” in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Fortaleza, Brazil, 2021, pp. 1-3.
- [49] M. M. S. Costa, “Processamento de sinais de RF/micro-ondas com emprego de tecnologia fotônica,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2012.
- [50] A. P. Gonçalves, F. S. Ivo, O. L. Coutinho, “High Sensitivity Envelope Detector Assisted by Microwave Photonics,” in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Fortaleza, Brazil, 2021, pp. 1-3.
- [51] R. H. Souza, “Efeitos da não-linearidade de moduladores eletro-ópticos em enlaces fotônicos empregados na geração e na transmissão de sinais radar,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2015.
- [52] B. F. R. Sakamoto, “Aplicação do interferômetro de Gires-Tournois em linearização de moduladores eletroópticos de intensidade,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2006.
- [53] W. S. Fegadolli, “Análise de distorção em moduladores eletroópticos integrados utilizados em enlaces ópticos analógicos,” *Dissertação de Mestrado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2008.
- [54] W. S. Fegadolli, J. E. B. Oliveira, V. R. Almeida, “Highly linear electro-optic modulator based on ring resonator,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 10, pp. 2375-2378, October 2011.

- [55] R. R. Carreira, J. J. Barroso, J. E. B. Oliveira, "Generalized Analysis of Dual-Output Mach-Zehnder Modulator With Applications to Photonic-Assisted Instantaneous Frequency Measurement," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 24, pp. 7956-7965, December 2021.
- [56] S. J. Zhang, R. G. Lu, D. Chen, S. Liu, Y. Liu, "High-frequency characterization of an optical phase modulator with phase modulation-to-intensity modulation conversion in dispersive fibers," *Chinese Science Bulletin*, vol. 57, no. 22, pp. 2929-2933, August 2012.
- [57] Z. Tang, S. Pan, J. Yao, "A high resolution optical vector network analyzer based on a wideband and wavelength-tunable optical single-sideband modulator," *Optics Express*, vol. 20, no. 6, pp. 6555-6560, March 2012.
- [58] M. Xue, Y. Zhao, X. Gu, S. Pan, "Performance analysis of optical vector networks analyzer based on optical single-sideband modulation," *Journal of Optical Society of America B*, vol. 30, no. 4, pp. 928-933, April 2013.
- [59] M. Wang, J. Yao, "Optical vector network analyzer based on unbalanced double-sideband modulation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 8, pp. 753-756, April 2013.
- [60] J. Li, X. Zhang, B. Hraimel, T. Ning, L. Pei, K. Wu, "Performance analysis of photonic-assisted periodic triangular-shaped pulses generator," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 11, pp. 1617-1624, June 2012.
- [61] S. Pan, D. Zhu, S. Liu, K. Xu, Y. Dai, T. Wang, J. Liu, N. Zhu, Y. Xue, N. Liu, "Satellites Payloads Pay Off," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 8, pp. 61-73, September 2015.
- [62] P. Ghelfi, F. Scotti, C. Porzi, G. Serafino, F. Falconi, L. Lembo, A. Malacarne, A. Bogoni, "Microwave photonics technologies for 5G and industry 4.0," in *45th European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Dublin, Ireland, 2019, pp. 1-4.
- [63] N. Najeeb, Y. Zhang, C. Mellor, T. Benson, "Photonic biosensor chip for early-stage cancer diagnosis," in *17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Budapest, Hungary, 2015, pp. 1-4.
- [64] M. S. Fernandes, J. H. Correia, P. M. Mendes, "Photonic Sensing of Electrophysiological Activity for Wearable Applications," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 20, no. 2, pp. 112-120, March/April 2014.
- [65] H. J. Song, "Terahertz Wireless Communications," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 22, no. 5, pp. 88-99, May 2021.
- [66] W. Jiang, B. Han, M. A. Habibi, H. D. Schotten, "The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 2, pp. 334-366, 2021.
- [67] C. Wang, J. Yu, X. Li, P. Gou, W. Zhou, "Fiber-THz-Fiber Link for THz Signal Transmission," *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 1-6, April 2018.

- [68] R. Waterhouse, D. Novak, "Realizing 5G," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 8, pp. 84-92, September 2015.
- [69] Y. Xing, T. S. Rappaport, "Terahertz Wireless Communications: Co-sharing for Terrestrial and Satellite Systems above 100 GHz," *IEEE Communications Letters*, vol. 25, no. 10, pp. 3156-3160, October 2021.
- [70] H. Elayan, O. Amin, B. Shihada, R. M. Shubair, M. S. Alouini, "Terahertz Band: The Last Piece of RF Spectrum Puzzle for Communication Systems," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 1, pp. 1-32, 2020.
- [71] S. Ullah, R. Ullah, Q. Zhang, H. A. Khalid, K. A. Memon, A. Khan, F. Tian, X. Xiangjun, "Ultra-Wide and Flattened Optical Frequency Comb Generation Based on Cascaded Phase Modulator and LiNbO₃-MZM Offering Terahertz Bandwidth," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 76692-76699, April 2020.
- [72] J. Yu, K. Li, Y. Chen, L. Zhao, Y. Huang, Y. Li, J. Ma, F. Shan, "Terahertz-Wave Generation Based on Optical Frequency Comb and Single Mach-Zehnder Modulator," *IEEE Photonics Journal*, vol. 12, no. 1, pp. 1-8, February. 2020.
- [73] J. L. Corral, J. Marti, J. M. Fuster, "General expressions for IM/DD dispersive analog optical links with external modulation or optical up-conversion in Mach-Zehnder electrooptical modulator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 10, pp. 1968-1976, October 2001.
- [74] J. M. Fuster, J. Marti, J. L. Corral, V. Polo, F. Ramos, "Generalized Study of Dispersion-Induced Power Penalty Mitigation Techniques in Millimeter-Wave Fiber-Optic Links," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, no. 7, pp. 933-940, July 2000.
- [75] L. Cheng, S. Aditya, A. Nirmalathas, "An Exact Analytical Model for Dispersive Transmission in Microwave Fiber-Optic Links Using Mach-Zehnder External Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 1525-1527, July 2005.
- [76] L. Cheng, S. Aditya, Z. Li, A. Nirmalathas, "Generalized Analysis of Subcarrier Multiplexing in Dispersive Fiber-Optic Links Using Mach-Zehnder External Modulator," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 6, pp. 2296-2304, June 2006.
- [77] C. T. Lin, J. J. Chen, S. P. Dai, P. C. Peng, S. Chi, "Impact of Nonlinear Transfer Function and Imperfect Splitting Ratio of MZM on Optical Up-Conversion Employing Double Sideband With Carrier Suppression Modulation," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 15, pp. 2449-2459, August 2008.
- [78] G. N. Watson, "A Treatise on the Theory of Bessel Functions," 2 ed., New York: Cambridge University Press, 1995.
- [79] J. Han, B. J. Seo, Y. Han, B. Jalali, H. R. Fetterman, "Reduction of fiber chromatic dispersion effects in fiber-wireless and photonic time-stretching system using polymer modulators," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 6, pp. 1504-1509, June 2003.

- [80] U. Gliese, S. Norskov, T. N. Nielsen, "Chromatic Dispersion in Fiber-Optic Microwave and Millimeter-Wave Links," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 10, pp. 1716-1724, October 1996.
- [81] H. Chi, X. Zou, J. Yao, "Analytical Models for Phase-Modulation-Based Microwave Photonics Systems With Phase Modulation to Intensity Modulation Conversion Using a Dispersive Device," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 5, pp. 511-521, March 2009.
- [82] H. Chi, J. Yao, "Power Distribution of Phase-Modulated Microwave Signals in a Dispersive Fiber-Optic Link," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 4, pp. 315-317, February 2008.
- [83] S. Iezekiel, "Measurements of Microwave Behavior in Optical Links," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, no. 3, pp. 100-120, June 2008.
- [84] C. Lim, A. Nirmalathas, M. Bakaul, K. L. Lee, D. Novak, R. Waterhouse, "Mitigation strategy for transmission impairments in millimeter-wave radio-over-fiber networks," *Journal of Optical Networking*, vol. 8, no. 2, pp. 201-214, February 2009.
- [85] G. H. Smith, D. Novak, Z. Ahmed, "Overcoming Chromatic-Dispersion Effects in Fiber-Wireless Systems Incorporating External Modulators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 8, pp. 1410-1415, August 1997.
- [86] E. M. Ip, J. M. Kahn, "Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 502-519, February 2010.
- [87] M. J. Li, D. A. Nolan, "Optical Transmission Fiber Design Evolution," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 9, pp. 1079-1092, May 2008.
- [88] L. G. Nielsen, M. Wandel, P. Kristensen, C. Jorgensen, L. V. Jorgensen, B. Edvold, B. Pálsdóttir, D. Jakobsen, "Dispersion-Compensating Fibers," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 11, pp. 3566-3579, November 2005.
- [89] M. Wandel, P. Kristensen, "Fiber designs for high figure of merit and high slope dispersion compensating fibers," *Journal of Optical and Fiber Communications Reports*, vol. 3, no. 1, pp. 25-60, February 2006.
- [90] K. Thyagarajan, R. K. Varshney, P. Palai, A. K. Ghatak, I. C. Goyal, "A novel design of a dispersion compensating fiber," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, no. 11, pp. 1510-1512, November 1996.
- [91] R. I. Killey, P. M. Watts, V. Mikhailov, M. Glick, P. Bayvel, "Electronic dispersion compensation by signal predistortion using digital Processing and a dual-drive Mach-Zehnder Modulator," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 714-716, March 2005.

- [92] V. J. Urick, F. Bucholtz, "Compensation of arbitrary chromatic dispersion in analog links using a modulation-diversity receiver," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 4, pp. 893-895, April 2005.
- [93] A. Yariv, P. Yeh, "Photonics: optical electronics in modern communications," 6 ed., New York: Oxford University Press, 2007.
- [94] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering," 2 ed., New Jersey: John Wiley & Sons, 2001.
- [95] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 3 ed., New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [96] J. A. J. Ribeiro, "Engenharia de Microondas: fundamentos e aplicações," 1 ed., São Paulo: Editora Érica, 2008.
- [97] Morant, R. Llorente, J. Hauden, T. Quinlan, A. Mottet, S. Walker, "Dual-drive LiNbO₃ interferometric Mach-Zehnder architecture with extended linear regime for high peak-to-average OFDM-based communication systems," *Optics Express*, vol. 19, no. 26, pp. B450-B456, December 2011.
- [98] D. Janner, D. Tulli, M. Belmonte, V. Pruneri, "Waveguide electro-optic modulation in micro-engineered LiNbO₃," *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, vol. 10, no. 10, pp. 1-6, 2008.
- [99] J. A. J. Ribeiro, "Moduladores eletroópticos integrados empregando cristais de niobato de lítio," *Tese de Doutorado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 1998.
- [100] C. Kitano, "Aplicação da abordagem de domínio espectral para análise de moduladores eletroópticos integrados," *Tese de Doutorado*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos, Brasil, 2001.
- [101] C. Kitano, J. E. B. Oliveira, "Dispositivos à óptica integrada para aplicações em telecomunicações," *Revista Telecomunicações*, vol. 3, no 2, pp. 27-38, Dezembro 2000.
- [102] C. Kitano, J. E. B. Oliveira, "Projeto de moduladores eletroópticos faixa larga utilizando tecnologia de óptica integrada," *Revista Telecomunicações*, vol. 2, no 2, pp. 5-16, Setembro 1999.
- [103] J. E. B. Oliveira, J. A. J. Ribeiro, "Interfaces para enlaces de fibra óptica de alta velocidade," *Revista Telecomunicações*, vol. 3, no 2, pp. 65-75, Dezembro 2000.
- [104] W. Yao, G. Giliard, M. K. Smit, M. J. Wale, "Equivalent Circuit Modelling of Integrated Traveling-Wave Optical Modulator in InP Foundry Platform," in *Proceedings of 18th European Conference on Integrated Optics (ECIO)*, Warsaw, Poland, May 2016, pp. 1-2.
- [105] O. Mitomi, K. Noguchi, H. Miyazawa, "Broadband and low driving-voltage LiNbO₃ optical modulators," *IEE Proceedings Optoelectronics*, vol. 145, no. 6, pp. 360-364, December 1998.

- [106] O. Mitomi, K. Noguchi, H. Miyazawa, "Estimation of frequency response for high-speed LiNbO₃ optical modulators," *IEE Proceedings Optoelectronics*, vol. 146, no. 2, pp. 99-104, April 1999.
- [107] G. K. Gopalakrishnan, W. K. Burns, R. W. McElhanon, C. H. Bulmer, A. S. Greenblatt, "Performance and Modeling of Broadband LiNbO₃ Traveling Wave Optical Intensity Modulators," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, no. 10, pp. 1807-1819, October 1994.
- [108] K. W. Hui, K. S. Chiang, B. Wu, Z. H. Zhang, "Electrode Optimization for High-Speed Traveling-Wave Integrated Optic Modulators," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 2, pp. 232-238, February 1998.
- [109] R. C. Alferness, S. K. Korotky, E. A. J. Marcatili, "Velocity-Matching Techniques for Integrated Optic Traveling Wave Switch/Modulators," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 20, no. 3, pp. 301-309, March 1984.
- [110] D. Janner, M. Belmonte, V. Pruneri, "Tailoring the Electrooptic Response and Improving the Performance of Integrated LiNbO₃ Modulators by Domain Engineering," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 9, pp. 2402-2409, September 2007.
- [111] J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, "Comportamento Dinâmico do Modulador Eletroóptico de Ondas Caminhantes," *Revista Telecomunicações*, vol. 1, no. 1, pp. 29-35, Agosto 1998.
- [112] Y. Q. Lu, M. Xiao, G. Salamo, "Wide-bandwidth high-frequency electro-optic modulator based on periodically poled LiNbO₃," *Applied Physics Letters*, vol. 78, no. 8, pp. 1035-1037, February 2001.
- [113] Y. Shi, L. Yan, A. E. Willner, "High-Speed Electrooptic Modulator Characterization Using Optical Spectrum Analysis," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 10, pp. 2358-2367, October 2003.
- [114] X. Chen, S. Feng, D. Huang, "Impact of Mach-Zehnder Modulator Chirp on Radio over Fiber Links," *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, vol. 30, no. 7, pp. 770-779, July 2009.
- [115] C. E. Rogers III, J. L. Carini, J. A. Pechkis, P. L. Gould, "Characterization and compensation of the residual chirp in a Mach-Zehnder-type electro-optical intensity modulator," *Optics Express*, vol. 18, no. 2, pp. 1166-1176, January 2010.
- [116] G. L. Li, P. K. L. Yu, "Optical Intensity Modulators for Digital and Analog Applications," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 9, pp. 2010-2030, September 2003.
- [117] E. L. Wooten, K. M. Kissa, A. Y. Yan, E. J. Murphy, D. A. Lafaw, P. F. Hallemeier, D. Maack, D. V. Attanasio, D. J. Fritz, G. J. McBrien, D. E. Bossi, "A Review of Lithium Niobate Modulators for Fiber-Optic Communications Systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 69-82, January/February 2000.

- [118] Corning Inc., “Corning SMF-28e+ Optical Fiber,” *Product Information*, 2019. Disponível em: <https://www.corning.com/media/worldwide/coc/documents/Fiber/PI-1463-AEN.pdf>. Acesso em: 19/01/2021.
- [119] E. Vos, “Frequency Domain Approach for Optimizing Optical Frequency Multiplication System using Mach-Zehnder- and Fabry-Perot-Interferometer,” in *Graduation Symposium Eindhoven University of Technology*, Netherlands, August 2008, pp. 1-12.
- [120] J. Wang, K. Petermann, “Small Signal Analysis for Dispersive Optical Fiber Communication Systems,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no 1, pp. 96-100, January 1992.
- [121] J. A. J. Ribeiro, “Comunicações Ópticas,” São Paulo: Editora Érica, 2003.
- [122] ITU-T, “Definitions and test methods for linear, deterministic attributes of single-mode fibre and cable,” *Recommendation ITU-T G.650.1*, 2020. Disponível em: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.650.1-202010-I/en>. Acesso em: 19/01/2021.
- [123] G. J. Meslener, “Chromatic Dispersion Induced Distortion of Modulated Monochromatic Light Employing Direct Detection,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 20, no. 10, pp. 1208-1216, October 1984.
- [124] H. Kumar, R. S. Kaler, T. S. Kamal, A. K. Sharma, “Performance of optical DSB signal based millimeter wave communication system with higher-order dispersion,” *Optics Communications*, vol. 222, no. 1-6, pp. 197-205, July 2003.
- [125] S. K. Raghuwanshi, M. Singh, “Effect of Higher Order Dispersion Terms on Microwave Generation Due to Standard Single Mode Fiber, Dispersion Shifted Fiber and Non-Zero Dispersion Shifted Fiber on Lithium Niobate Mach-Zehnder Modulator,” *International Journal of Electrical and Electronics Engineering Research*, vol. 3, no. 1, pp. 189-208, March 2013.
- [126] M. Singh, S. K. Raghuwanshi, “Impact of higher order dispersion on Photonically assisted optical millimeter-wave generated using dual parallel electro-optic modulators,” *Current Applied Physics*, vol. 14, no. 12, pp. 1837-1844, December 2014.
- [127] M. Singh, S. K. Raghuwanshi, “Microwave generation analysis with higher order dispersion parameters in two cascaded Mach-Zehnder modulators,” *Optik*, vol. 125, no. 2, pp. 761-771, January 2014.
- [128] M. Singh, S. K. Raghuwanshi, “Impact of dispersion order on optical millimetre-wave generation based on series optical external modulators without an optical filter,” *Optica Applicata*, vol. 45, no. 2, pp. 215-226, 2015.
- [129] M. Singh, S. K. Raghuwanshi, “Effect of higher order dispersion parameters on optical millimeter-wave generation using three parallel external optical modulators,” *Journal of Applied Physics*, vol. 117, no. 2, pp. 023116, 2015.

- [130] ITU-T, “Characteristics of a single-mode optical fibre and cable,” *Recommendation ITU-T G.652*, 2016. Disponível em: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.652-201611-I/en>. Acesso em: 19/01/2021.
- [131] Corning Inc., “Single-Mode Dispersion,” *Measurement method*, 2001. Disponível em: <https://mathscinotes.com/wp-content/uploads/2012/04/VeryInteresting-CorningPaper.pdf>. Acesso em: 19/01/2021.
- [132] Corning Inc., “Corning SMF-28e Optical Fiber,” *Product Information*, 2005. Disponível em: http://www.tlc.unipr.it/cucinotta/cfa/datasheet_SMF28e.pdf. Acesso em: 19/01/2021.
- [133] Thorlabs [online]. Disponível em: https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=3918. Acesso em: 07/11/2021.
- [134] Newport Corporation [online]. Disponível em: <https://www.newport.com/n/practical-uses-and-applications-of-electro-optic-modulators>. Acesso em: 02/12/2020.
- [135] B. P. Lathi, “Sinais e sistemas Lineares,” 2 ed., Porto Alegre: Bookman, 2007.
- [136] H. P. Hsu, “Teoria e Problemas de Sinais e Sistemas,” Porto Alegre: Bookman, 2004.
- [137] H. P. Hsu, “Análise de Fourier,” Rio de Janeiro: LTC, 1972.
- [138] B. Sklar, “Digital Communications Fundamentals and Applications,” New Jersey: Prentice Hall, 1988.
- [139] E. Kreyszig, “Matemática Superior para Engenharia,” 9 ed., vols. 1, 2 e 3, Rio de Janeiro: LTC, 2009.
- [140] S. Haykin, “Sistemas de Comunicação: analógicos e digitais,” 4 ed., Porto Alegre: Bookman, 2004.
- [141] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, S. H. Nawab, “Signals & Systems,” 2 ed., New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [142] P. H. Young, “Técnicas de Comunicação Eletrônica,” 5 ed., São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2006.
- [143] B. Vidal, “Analytical model for hybrid amplitude and phase modulation in dispersive radio over fiber links,” *Optics Communications*, vol. 284, no. 21, pp. 5138-5143, October 2011.
- [144] M. R. Spiegel, “Manual de fórmulas, métodos e tabelas de matemática,” 2 ed., São Paulo: Makron Books, 2002.
- [145] S. Ramo, J. R. Whinnery, T. Van Duzer, “Fields and Waves in Communication Electronics,” 3 ed., New Jersey: John Wiley & Sons, 1993.
- [146] B. P. Lathi, “Sistemas de Comunicação,” Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1979.
- [147] B. Hraimel, R. Kashyap, J. X. Zhang, J. Yao, K. Wu, “Large Signal Analysis of Fiber Dispersion Effect on Photonic Up-Conversion in Radio over Fiber link

- using Dual Electrode Mach-Zehnder External Modulator,” *Proceedings of SPIE*, vol. 6343, pp. 63432L1-63432L12, September 2006.
- [148] G. H. Smith, D. Novak, Z. Ahmed, “Technique for optical SSB generation to overcome dispersion penalties in fibre-radio systems,” *Electronics Letters*, vol. 33, no. 1, pp. 74-75, January 1997.
- [149] O. L. Coutinho, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Analysis of analog fiber optical links based on DSB+C and SSB+C modulation techniques,” in *SBMO/IEEE MTT-S International Conference on Microwave and Optoelectronics*, Brasília, Brazil, July 2005, pp. 439-443.
- [150] L. C. S. Barbosa, J. E. B. Oliveira, “Analysis of dual drive Mach-Zehnder non-linearity for large signal transmission in fiber optic link,” in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Fortaleza, Brazil, 2021, pp. 1-3.
- [151] A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, D. H. Spadoti, “Large signal analysis on intensity-modulation direct-detection radio-over-fibre dispersive links,” *Electronics Letters*, vol. 58, no. 3, pp. 112-114, February 2022.
- [152] A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, W. S. Fegadolli, J. A. J. Ribeiro, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Effect of Fiber Optic Chromatic Dispersion on the Performance of Analog Optical Link with External Modulation Aiming at Aerospace Applications,” *Journal of Aerospace Technology and Management*, vol. 5, no. 2, pp. 205-216, April-June 2013.
- [153] A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, “Modeling of analog optical fiber link with highly nonlinear Mach-Zehnder modulator,” in *XV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)*, São José dos Campos, Brazil, 2013, pp. 90-96.
- [154] A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, W. S. Fegadolli, J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, “Effect of Fiber Optic Chromatic Dispersion on the Performance of Analog Optical Link with Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator,” in *XIV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)*, São José dos Campos, Brazil, 2012, pp. 119-126.
- [155] Y. Long, L. Zhou, J. Wang, “Photonic-assisted microwave signal multiplication and modulation using a silicon Mach-Zehnder modulator,” *Nature Scientific Reports*, vol. 6, no. 1, pp. 20215, February 2016.
- [156] Y. Fu, X. Zhang, B. Hraimel, T. Liu, D. Shen, “Mach-Zehnder: A review of bias control techniques for Mach-Zehnder modulators in photonic analog links,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 7, pp. 102-107, November-December 2013.
- [157] G. Qi, J. Yao, J. Seregelyi, S. Paquet, C. Bélisle, “Optical generation and distribution of continuously tunable millimeter-wave signals using an optical phase modulator,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 9, pp. 2687-2695, September 2005.

- [158] G. Qi, J. Yao, J. Seregelyi, S. Paquet, C. Bélisle, “Generation and distribution of a wide-band continuously tunable millimeter-wave signal with an optical external modulation technique,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 10, pp. 3090-3097, October 2005.
- [159] Y. Teng, P. Zhang, X. Xu, B. Zhang, “Incoherent frequency 12-tupling microwave signal generation scheme based on cascade modulators,” *Current Optics and Photonics*, vol. 5, no.4, pp. 466-476, August 2021.
- [160] D. Chen, J. Ma, “Microwave photonic up- and down-converter with tunable phase shift based on an integrated dual-polarization dual-parallel Mach-Zehnder modulator without optically filtering,” *Fiber and Integrated Optics*, vol. 39, no. 2, pp. 97-107, March 2020.
- [161] A. Kumar, A. Gautam, V. Priye, “Microwave photonic mixer using DP-DDMZM for next generation 5G cellular systems,” *Fiber and Integrated Optics*, vol. 39, no. 4, pp. 149-168, September 2020.
- [162] M. A. Bitew, R. K. Shiu, P. C. Peng, H. W. Gu, B. Y. Guo, W. C. Tang, “Microwave frequency quadrupling based on distributed feedback laser and a single intensity modulator,” *Fiber and Integrated Optics*, vol. 36, no. 4-5, pp. 196-202, September 2017.
- [163] W. Li, J. Yao, “Microwave generation based on optical domain microwave frequency octupling,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 1, pp. 24-26, January 2010.
- [164] R. H. Souza, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, “An analytical solution for fiber optic links with photonic-assisted millimeter wave upconversion due to MZM nonlinearities,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, no. 1, pp. 237-258, March 2017.
- [165] R. H. Souza, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, “Effect of Fiber Optic Dispersion on Photonic Generated Millimeter Wave Using Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulators,” in *17º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) and 12º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG)*, Porto Alegre, Brazil, 2016, pp. 1-6.
- [166] A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, R. H. Souza, N. A. Roso, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, “Large Signal Analysis of Photonic-Assisted Millimeter Wave Upconversion Using Mach-Zehnder Modulators,” in *16º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) and 11º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG)*, Curitiba, Brazil, 2014, pp. 518-523.
- [167] A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, J. A. J. Ribeiro, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Analytical model of chromatic dispersion effect in an analog fiber link with RF up-conversion,” *Revista Telecomunicações*, vol. 15, no. 2, pp. 55-64, Outubro 2013.
- [168] A. A. Ferreira Júnior, O. L. Coutinho, C. S. Martins, J. A. J. Ribeiro, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, “Analytical model of optical fiber chromatic dispersion

- effect in upconverted millimeter-wave long-haul fiber optic link,” in *International Workshop on Telecommunications (IWT)*, Santa Rita do Sapucaí, Brazil, 2013, pp. 1-8.
- [169] A. A. Ferreira Júnior, J. A. J. Ribeiro, D. H. Spadoti, “Large signal analysis on microwave photonic generation using an asymmetric dual-drive Mach-Zehnder modulator and with different modulation indices,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 64, no. 7, pp. 1176-1184, April 2022.
- [170] D. A. Guimarães, R. A. A. Souza, “Transmissão Digital: princípios e aplicações,” 1 ed., São Paulo: Editora Érica, 2012.
- [171] D. A. Guimarães, “Digital Transmission: a simulation-aided introduction with VisSim/Comm,” Berlin: Springer, 2009.
- [172] S. Haykin, “Digital Communication Systems,” New York: John Wiley & Sons, 2014.
- [173] A. A. Ferreira Júnior, A. L. Lemes, L. A. R. Scudeler, T. E. S. Carvalho, J. A. J. Ribeiro, J. E. B. Oliveira, “Efeito da dispersão cromática no sinal BPSK em um enlace óptico com modulação de intensidade e detecção direta,” *Revista Telecomunicações*, vol. 16, no. 2, pp. 27-35, Novembro 2014.
- [174] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, “Table of Integrals, Series, and Products,” 7 ed., New York: Academic Press, 2007.
- [175] M. Abramowitz, I. A. Stegun, “Handbook of Mathematical Functions: with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables,” New York: Dover Publications, 1970.
- [176] F. Bowman, “Introduction to Bessel Functions,” New York: Dover Publications, 1958.
- [177] A. Gray, G. B. Mathews, “A Treatise on Bessel Functions & Their Applications to Physics,” USA: Merchant Books, 2007.