

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG
Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI
Departamento de Engenharia Elétrica - DEE



Trabalho de conclusão de curso

**UM ESTUDO SOBRE OS RECEPTORES ÓPTICOS DE
KRAMERS-KRONIG**

Campina Grande - PB
23 de julho de 2019

Bruno Rafael Da Silva Santos

UM ESTUDO SOBRE OS RECEPTORES ÓPTICOS DE KRAMERS-KRONIG

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Coordenação do Curso de Graduação em En-
genharia Elétrica da Universidade Federal de
Campina Grande como parte dos requisitos ne-
cessários para a obtenção do grau de Bacharel
em Ciências no Domínio da Engenharia Elé-
trica.*

Área de Concentração: Telecomunicações

Orientador: José Ewerton Pombo de Farias, Dr.

Campina Grande

23 de julho de 2019

Agradecimentos

Agradeço primeiramente á minha família por terem tornado esse sonho possível. Em especial á minha mãe Ivete por todo incentivo e preocupação que sempre teve comigo.

Agradeço á minha amiga e companheira Bervylly por ter sempre sido presente e por sempre ter sido capaz de me fazer sorrir á cada semestre.

Agradeço ao Professor José Ewerton por ter me orientado nesse trabalho, por todos os conselhos valorosos e por toda paciência que teve comigo.

Agradeço aos meus amigos que estiveram presentes em minha vida em Campina Grande. Enfim, agradeço a todos que estiveram presentes em minha vida.

Resumo

Comunicações ópticas coerentes têm-se mostrado cada vez mais necessárias em todo o *backbone* da infraestrutura global de transmissão óptica. No entanto, quando se considera enlaces de curto e médio alcances, alternativas com maior viabilidade econômica do que transmissão coerente tradicional têm sido buscadas. A utilização das relações de Kramers-Kronig em comunicações ópticas apresenta-se como uma excelente alternativa para minimizar os custos dos transceptores, pois dadas às devidas condições torna possível extrair a informação da fase a partir da detecção da intensidade do sinal óptico, permitindo a utilização de esquemas coerentes a partir de receptores mais simples. Neste trabalho foram analisados tanto simulações quanto implementações experimentais para enlaces ópticos utilizando o princípio de Kramers-Kronig para reconstrução do sinal complexo. As primeiras simulações realizadas já demonstravam a viabilidade da transmissão utilizando essas relações. Os trabalhos experimentais analisados mostram a transmissão de 218 Gb/s em enlaces de 125 km e a transmissão de 450 Gb/s em enlaces de 480 km, ambos utilizando constelações M-QAM.

Palavras-chaves: Comunicações ópticas coerentes, Relações de Kramers-Kronig

Abstract

Coherent optical communications have been shown to be increasingly necessary across the backbone of the global communications network, so, when considering short-range and medium-range links, it has been sought alternatives that are economically more viable than traditional coherent receivers. The use of the Kramers-Kronig relations in optical communications presents itself as an excellent alternative to minimize the cost of the transceivers, because, given the conditions, it is possible to extract the information of the phase from the detection of the optical signal intensity, allowing the use of coherent schemes from simpler receivers. In this work, both simulations and experimental implementations for optical links using the Kramers-Kronig principle for complex signal reconstruction were analyzed. The first simulations carried out already demonstrated the feasibility of the transmission using these relations. The experimental works analyzed show the transmission of 218 Gb / s in 125 km links and the transmission of 450 Gb / s in 480 km links, both using M-QAM constellations

Keywords: Coherent optical communications. Kramers-Kronig relations.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Receptor Óptico Coerente.	15
Figura 2 – Receptor Homódino com diversidade de fase.	17
Figura 3 – Receptor Homódino com diversidade de polarização.	19
Figura 4 – Esquema do Receptor K-K,(a) com LO transmitida,(b) com LO gerada no receptor.	24
Figura 5 – Constelação detectada para potência de LO acima da potência do sinal em (a)11dB, (b)8dB, (c)6dB e (d)3dB.	26
Figura 6 – Gráfico : $-\log(\text{BER})$ X OSNR.	27
Figura 7 – Gráfico: $-\log(\text{BER})$ x Potência total no canal.	29
Figura 8 – Esquema do transmissor	30
Figura 9 – Potência óptica transmitida e recebida.	31
Figura 10 – (a)Potência recebida,(b)Gráfico BER x CSPR,(c) Gráfico SNR x Frequência.	31
Figura 11 – (a)Setup Experimental,(b)DSP transmissor,(c)DSP receptor	32
Figura 12 – Espectro transmitido	33
Figura 13 – BER x potência lançada (240 km)	34
Figura 14 – BER x potência lançada (480 km)	35

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação de diferentes esquemas de recepção	28
--	----

Lista de abreviaturas e siglas

AM	<i>Amplitude Modulation</i>
BER	<i>Bit Error rate</i>
CSPR	<i>Carrier to Signal Power Ratio</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DMT	<i>Digital Multitone</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
ECL	<i>External Cavity Laser</i>
EDFA	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
IMDD	<i>Intensity Modulation and Direct Detection</i>
I/Q MOD	<i>In-phase/Quadrature-phase Modulator</i>
LO	<i>Local Oscillator (Oscilador Local)</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OPLL	<i>Optical Phase Locked Loop</i>
OSNR	<i>Optical Signal to Noise Ratio</i>
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PAPR	<i>Peak-to-average Power Ratio</i>
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>

SSNB *Signal-to-signal beat noise*

K-K *Kramers-Kronig*

Sumário

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Justificativa	12
1.2	Objetivos	12
1.3	Metodologia	12
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	13
2.1	Evolução Histórica Das Comunicações Coerentes	13
2.2	Receptor Óptico Coerente	15
2.3	Sistemas de fase mínima	20
2.4	Relações de Kramers-Kronig	21
2.5	Receptores de Kramers-Kronig	23
3	ANÁLISE DOS TRABALHOS DA LITERATURA	26
	Conclusão	36
4	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	37

1 Introdução

Segundo relatório da CISCO de 2019 (CISCO, 2019), espera-se que o tráfego global na rede IP ultrapasse 4,8 Zettabytes em 2021, valor que foi de 1,5 Zettabytes em 2016, representando um aumento de 3 vezes em apenas 5 anos. Tal aumento é esperado devido ao crescimento no número de dispositivos conectadas à Internet, com uma previsão de 28,5 Bilhões de dispositivos em 2021 contra 18 Bilhões em 2017. Outro fator que contribui para o aumento de tráfego é o aumento na transmissão de vídeo sobre a rede IP. Uma vez que transmissão de vídeo significa transmitir quantidades volumosas de dados. Tais transmissões tendem a representar 82% do tráfego na rede em 2021 frente a 75% em 2017. De acordo com relatório da INFINERA de 2016 (INFINERA, 2016), devido à rápida popularização de aplicações móveis e em nuvem é esperado um crescimento de 40% ao ano da largura de banda utilizada. Frente a esse aumento vertiginoso no tráfego de dados, fica nítida a necessidade de um *backhaul* com uma largura de banda extremamente alta e que tenha boa capacidade de transmissão para distâncias curtas, médias e longas.

Os enlaces ópticos tornam-se os mais atrativos nesse contexto por possuírem frequência de portadoras na faixa dos 200THz (AGRAWAL, 2014), permitindo taxas de transferências que podem chegar até dezenas de Terabits/s. No entanto para alcançar tal capacidade técnicas mais refinadas são necessárias, como por exemplo utilizar um esquema de modulação com uma eficiência espectral alta. Historicamente transmissões em enlaces ópticos utilizaram modulação em amplitude com detecção direta (AGRAWAL, 2014), que é um sistema mais simples de ser implementado, porém possui baixa eficiência espectral.

Foi a partir de 2005 que começou a se conceber a utilização de receptores coerentes e assim formatos de modulação mais avançados que permitiam maior eficiência espectral. Naturalmente, fez-se necessário o uso de receptores de maior complexidade uma vez que não somente a intensidade, mas também a fase, são usados para recuperação do sinal.

Para enlaces de médio e longo alcance, receptores coerentes são a melhor solução, entretanto para enlaces mais curtos, como os presentes internamente em um centro de dados, seus altos custos tornam sua utilização inviável (MECOZZI et al, 2016). Uma das soluções mais promissoras para superar esse problema é o receptor de Kramers-Kronig. Um projeto de receptor baseado nas relações de Kramers-Kronig permite, caso o sinal recebido atenda certas características, detectar esquemas de modulação mais avançados a partir da detecção direta da intensidade do sinal. Desta maneira o receptor se torna economicamente viável para enlaces de curtas distâncias.

1.1 Justificativa

Como já explanado, o aumento na quantidade de tráfego de dados na rede global demanda o crescimento da capacidade de transmissão em toda a rede. A junção de comunicações ópticas com transmissões coerentes é uma peça chave nesse aumento de capacidade. Entretanto, enquanto receptores ópticos coerentes convencionais são altamente aplicáveis em transmissões de longa distância, para curta e média distância seu custo inviabiliza sua implantação. Assim faz-se necessário o desenvolvimento de receptores capazes de extrair informação da fase do sinal e que também tenham custo compatível com enlaces de curto alcance.

1.2 Objetivos

1. Estudo aprofundado sobre os receptores ópticos de Kramers-Kronig
2. Analisar resultados obtidos recentemente com a implementação dessa categoria de receptores

1.3 Metodologia

A metodologia utilizada foi uma extensa pesquisa na literatura sobre conceitos relacionados às relações de Kramers-Kronig e as circunstâncias nas quais essas relações permanecem válidas. Além de uma pesquisa na literatura sobre a implementação de tais receptores bem como sua viabilidade.

2 Fundamentação Teórica

2.1 Evolução Histórica Das Comunicações Coerentes

O desenvolvimento das comunicações utilizando fibra óptica começa por volta de 1975. Inicialmente tais sistemas utilizavam modulação em amplitude, com o receptor que era capaz de detectar diretamente a intensidade do sinal incidente (IMDD). A detecção direta tinha características que para a época eram muito vantajosas, como o fato da intensidade ser independente da fase e do estado de polarização do sinal incidente, tornando assim o receptor muito mais simples (KIKUCHI, 2011).

Sistemas de comunicação ópticos coerentes consistem em codificar informação na intensidade e fase do envelope complexo da portadora óptica. Para se extrair informação da fase, usualmente se faz necessário o uso de um oscilador local (LO) no receptor, um laser de frequência ajustável e largura de banda estreita. Diferentemente do que ocorre na detecção direta (IMDD) onde como o próprio nome sugere, mede-se diretamente a intensidade do sinal incidente (KIKUCHI, 2011).

A busca por taxas de dados cada vez maiores passa necessariamente pela utilização de formatos de modulação mais avançados como modulação por deslocamento de fase (PSK) M-ário e modulação de amplitude em quadratura (QAM), fazendo necessário assim o uso de comunicações coerentes. A intensidade do envelope complexo coincide com a potência óptica a qual os fotodetectores são sensíveis, e podem ser medidos diretamente. Por outro lado, a fase do envelope complexo pode somente ser medida indiretamente (MECOZZI, 2018).

Em 1980, Okoshi e Kikuchi demonstraram uma estabilização precisa da frequência de lasers semicondutores, possibilitando a utilização de comunicações coerentes, tendo muitos trabalhos publicados até 1990. A principal motivação para a utilização de receptores coerentes até o momento era a alta sensibilidade do receptor, permitindo transmissões de maior alcance sem o uso de repetidores (KIKUCHI, 2011).

Com tais receptores coerentes, o limite do ruído de disparo podia ser alcançado injetando um oscilador local de alta potência, no entanto o desenvolvimento dos amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFA) tornou esse limite do ruído de disparo menos significativo. O receptor heteródino necessitava de uma frequência intermediária que deveria ser muito maior que a taxa de bit do sinal e o receptor homódino necessitava de um OPLL, que para a época era muito complexo de ser construído. Todas essas dificuldades técnicas impediram os avanços dos receptores coerentes, congelando suas pesquisas por quase 20 anos (KIKUCHI, 2011).

Muito do que motivou a parada dos estudos em comunicações ópticas coerentes está relacionado ao aumento considerável da capacidade de sistemas IMDD, que ganharam muita força com a utilização de EDFA e multiplexação por divisão em comprimento de onda, permitindo um aumento de capacidade em torno de 1000 vezes durante os anos de 1990.

Tecnologias coerentes só voltariam a atrair atenção por volta dos anos 2000, motivados pela cada vez mais crescente necessidade de largura de banda. Embora o primeiro passo dado tenha sido a respeito da detecção de atraso de sinais ópticos QPSK, talvez o avanço mais notável tenha sido no uso de processamento digital de sinais (DSP).

Ao se misturar o sinal do oscilador local, que está numa determinada frequência, com o sinal incidente, tem-se um sinal mais próximo da banda base numa frequência intermediária ω_{IF} . O valor dessa frequência intermediária depende do tipo de detecção coerente utilizada, heteródina, homódina e intradina.

A detecção Heteródina ocorre quando o valor a frequência intermediária é maior que a largura de banda do sinal, o que, por meio da transformada de Fourier, nos mostra que duas cópias do sinal original são geradas, uma em $+\omega_{IF}$ e outra em $-\omega_{IF}$. Na recepção intradina ocorre que o valor de $+\omega_{IF}$ é menor que o da largura de banda do sinal original, resultado na superposição das duas cópias do sinal. Por ultimo, na recepção homódina a frequência IF é zero.

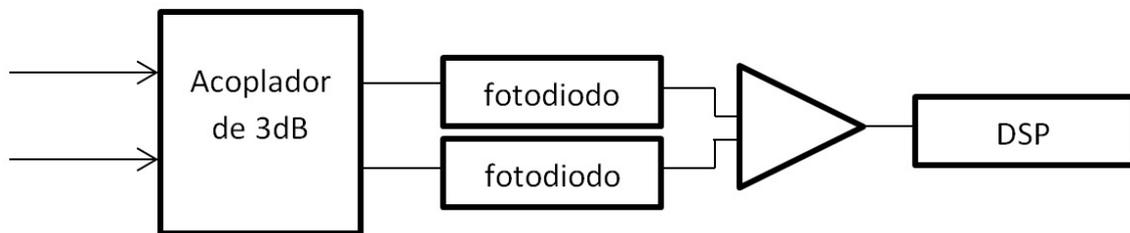
Muito embora o primeiro sistema de comunicação heteródina tenha sido proposto por volta de 1970, este não recebeu muita atenção até a década de 1980, quando foram demonstrados uma precisa estabilização de frequência em lasers semicondutores (KIKUCHI, 2016). Independente do sistema de detecção coerente utilizado, este permite o uso de processamento digital de sinais (DSP) para compensação de efeitos lineares. Além disso, os avanços recentes na tecnologia de circuitos integrados permitiu a concepção de DSPs de alta velocidade possibilitando a ampla utilização de receptores coerentes.

2.2 Receptor Óptico Coerente

Um receptor óptico coerente é capaz de rastrear a fase do sinal recebido, mantendo assim coerência de fase, desta maneira é possível se extrair informação presente na fase e na frequência do sinal transmitido.

A Figura 1 apresenta a configuração de um receptor óptico coerente. Onde os sinais incidentes são o sinal óptico de informação e o sinal do oscilador local. A função do acoplador de 3dB é compensar a perda por acoplamento. Os sinais resultantes incidem sobre fotodiodos e um DSP é utilizado posteriormente para compensar efeitos lineares no sinal resultante.

Figura 1 – Receptor Óptico Coerente.



A raiz do processo de demodulação começa tomando o produto do campo elétrico do sinal modulado pelo campo do oscilador local. O valor da intensidade do campo elétrico complexo transmitido é dado por

$$E_s(t) = A_s(t)e^{j\omega_s t} \quad (2.1)$$

Onde A_s é a amplitude complexa e ω_s a frequência angular. A expressão mostra a representação fasorial do campo elétrico, sua expressão real é dada por:

$$\epsilon_s(t) = \text{Re}\{E_s(t)\} \quad (2.2)$$

Onde o termo Re denota a componente real do campo complexo $E_s(t)$. De maneira similar, o campo produzido no oscilador local (LO) também pode ser representado por uma notação fasorial dado por:

$$E_l(t) = A_{lF}(t)e^{j\omega_{lF} t} \quad (2.3)$$

Onde, similarmente ao campo transmitido, A_{IF} é a amplitude complexa e ω_{IF} é a frequência angular do LO. E a componente real é dada por uma equação da mesma forma da equação anterior.

As amplitudes se relacionam com as potências dos sinais ópticos pela relação

$$P = \frac{k|A|^2}{2} \quad (2.4)$$

Onde k é uma constante que depende da área efetiva de feixe e da impedância no vácuo. A utilização de detectores balanceados tem o objetivo principal de eliminar a componente DC. É utilizado também um acoplador de 3dB que adiciona um desvio de fase de 180° ao sinal incidente. De maneira que os campos incidentes nos fotodiodos se tornam:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + E_l), \quad (2.5)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s - E_l). \quad (2.6)$$

A corrente então produzida pelo detector, que na realidade é a diferença entre as componentes em quadratura e em fase das correntes geradas pelos respectivos campos, tem a forma da equação

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \cdot \cos(\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_l(t)) \quad (2.7)$$

Onde R é a responsividade do fotodiodo, P_l a potência do sinal proveniente do oscilador local, $P_s(t)$ a potência do sinal incidente, $\theta_{sig}(t)$ é a fase do sinal, $\theta_l(t)$ a fase do oscilador local e ω_{IF} é a diferença entre a frequência da portadora óptica utilizada para modular o sinal e a frequência do LO.

Para o receptor heteródino a frequência ω_{IF} é muito maior que a largura de banda do sinal recebido. Nesse caso o sinal recebido é convertido para frequência intermediária ω_{IF} sem que haja perda de informação. A fase do sinal é dada por $\theta_{sig}(t) = \theta_s(t) + \theta_n(t) + \theta_l(t)$ onde $\theta_s(t)$ é a modulação de fase e $\theta_n(t)$ é o ruído total de fase. A componente complexa da corrente de saída passa então a ser

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \cdot e^{(\theta_s(t) - \theta_n(t))} \quad (2.8)$$

Para o receptor homódino, como já mencionado, tem-se que $\omega_{IF} = 0$, logo a equação da corrente do fotodiodo é

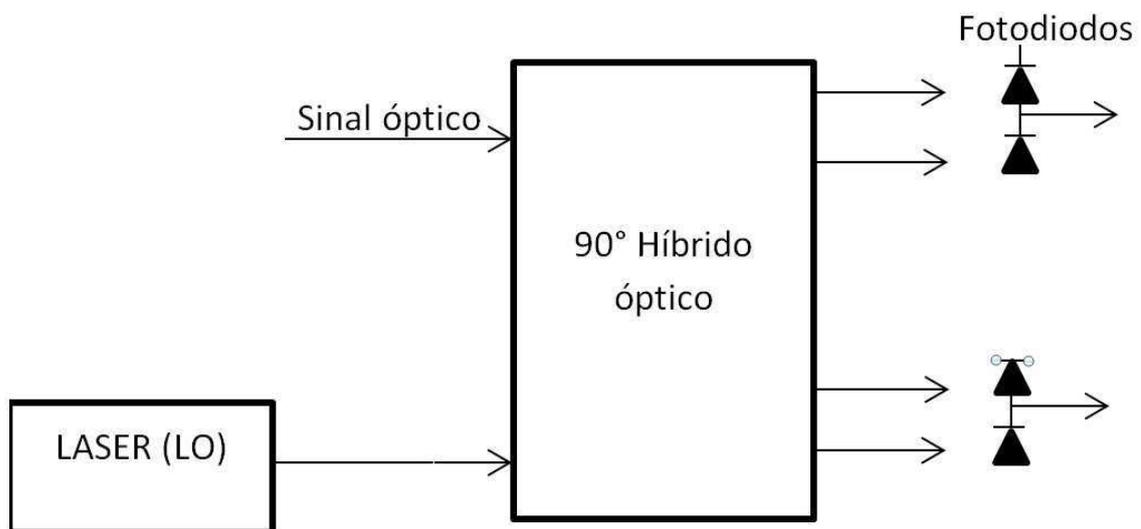
$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \cdot \cos(\theta_{sig}(t) - \theta_l(t)) \quad (2.9)$$

Vale notar que implementar a recepção homódina é mais complicado do que a heteródina. Embora receptores homódinos forneçam a vantagem de que o sinal seja diretamente convertido para a frequência em banda base, eles possuem a grande desvantagem de que é necessária a utilização de um circuito óptico de travamento de fase (OPLL) para rastrear o ruído de fase do sinal transmitido $\theta_{sn}(t)$.

No caso da recepção heteródina, a frequência intermediária é escolhida na faixa de microondas e o sinal convertido para a frequência intermediária excita o fotodiodo, após isso é utilizado um filtro passa faixas e só depois é feita a recuperação de portadora. Aqui é utilizado um circuito de elétrico de travamento de fase, muito mais simples que o OPLL.

Devido ao fato de que implementar esse OPLL representa um grande aumento na complexidade do receptor e que a equação da corrente no receptor somente representa a componente do cosseno, não sendo possível detectar a componente do seno, esse receptor homódino não é viável, sendo necessário o uso do receptor com diversidade de fase.

Figura 2 – Receptor Homódino com diversidade de fase.



A figura 2 mostra um diagrama de blocos de um receptor óptico homódino com diversidade de fase, também chamado de receptor intradino. Neste receptor $\omega_l \cong \omega_s$ e não existe travamento de fase entre o oscilador local e o sinal incidente. Os sinais são misturados utilizando um acoplador híbrido óptico de 90° que implementa uma função de atraso de 90° em um

dos braços proveniente do oscilador local, permitindo assim extrair as componente em fase e em quadratura.

Primeiramente a partir dos campos de entrada do oscilador local e do campo incidente são extraídos 4 campos:

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_s + E_l) \quad (2.10)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_s - E_l) \quad (2.11)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_s + jE_l) \quad (2.12)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_s - E_l) \quad (2.13)$$

As correntes geradas nos fotodiodos são dadas então pelas equações:

$$I_i(t) = R\sqrt{P_s(t)P_l} \cdot \cos(\theta_{sig}(t) - \theta_l(t)) \quad (2.14)$$

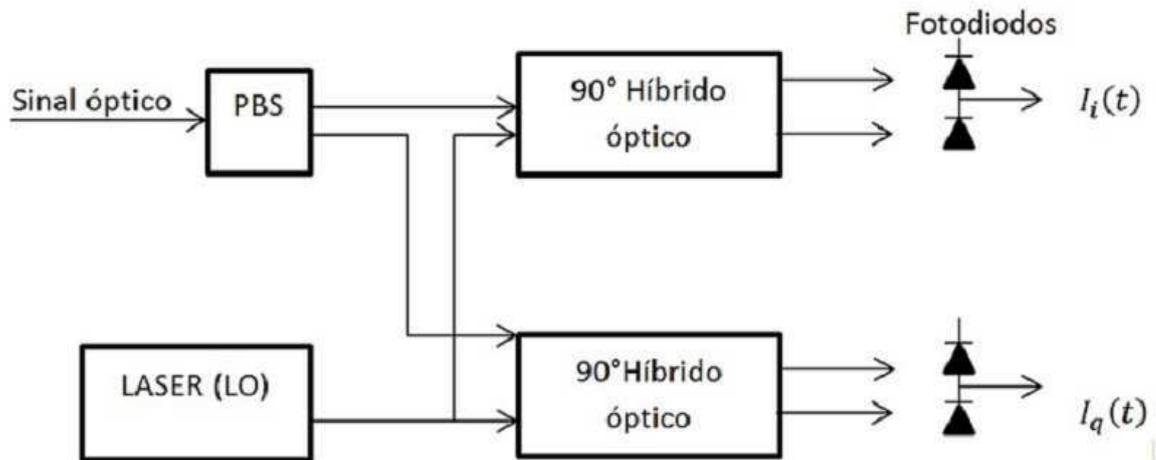
$$I_q(t) = R\sqrt{P_s(t)P_l} \cdot \sin(\theta_{sig}(t) - \theta_l(t)) \quad (2.15)$$

Onde $I_q(t)$ é a componente em quadratura e $I_i(t)$ é a componente em fase. Como já mencionado, as componentes estão em banda base, e para recuperar a informação de fase da portadora $\theta_{sig}(t)$ é necessário utilizar um OPLL ou também é possível recuperar esta informação de fase com o uso de um DSP.

A figura 3 mostra um braço de uma variante do receptor homódino onde além da diversidade de fase, existe também uma diversidade de polarização, o receptor completo é constituído de dois circuitos iguais aos mostrado na figura 3. Em sistemas reais a polarização do sinal incidente flutua, o sinal incidente então possui um estado de polarização arbitrário, para separá-lo em duas polarizações lineares o sinal óptico de entrada passa por um divisor de feixe polarizador (PBS – *Polarization Beam Splitter*) que divide o sinal em dois sinais de polarizações ortogonais.

Cada componente desse sinal passa em um circuito de um receptor homódino de diversidade de fase como descrito anteriormente. Esse circuito permite que as componentes de

Figura 3 – Receptor Homódino com diversidade de polarização.



fase I e Q sejam extraídas como resultado da interferência gerada pelo LO. Os sinais recebidos são então convertidos do domínio óptico para o elétrico.

2.3 Sistemas de fase mínima

Um sistema físico com resposta ao impulso $h(t)$, possui uma resposta em frequência dada por $H(j\omega)$. Caso $H(j\omega)$ possua todos os zeros e polos localizados no semiplano esquerdo (parte real negativa) o sistema será de fase mínima. Esse nome é dado, pois dentre todos os possíveis sistemas que possuem o mesmo módulo e mesmos polos de $H(j\omega)$, este é o que possui menor variação líquida de fase.

Ao utilizar amostragem para analisar a resposta $h(t)$, esta encontra uma versão discreta $h[n]$ cuja transformada Z é igual a $H(z)$, analogamente ao caso contínuo, se todos os polos e zeros de $H(z)$ estiverem contidas dentro do círculo unitário, $h[n]$ será de fase mínima, e se $H(z)$ for igual a resposta de um sistema causal, ou seja um sistema com $h[n] = 0$ para $n < 0$, então a função $\frac{1}{H(z)}$ também é causal e estável.

Normalmente, não é possível inferir nada sobre a fase de um sinal a partir de sua intensidade, no entanto é aí que reside a importância de um sistema de fase mínima. O fato de que sua fase e sua intensidade possuem uma relação, sendo assim possível saber a fase do sinal a partir da medição de sua intensidade, mais especificamente $|h(t)|^2$. Entretanto essa condição imposta a $H(z)$ é de pouca praticidade, uma vez que se torna complicado e muito custoso em termos de computação determinar se todos os zeros do sistema estão dentro do círculo unitário, faz-se então uso de uma técnica muito similar ao critério de estabilidade estabelecido por Nyquist, critério este amplamente utilizado em teoria de controle.

Tomando-se, por exemplo, o campo elétrico de banda lateral única incidente no receptor $E_s(t) = A + s(t)e^{-j\pi Bt}$, onde $E_s(t)$ é tido como um sinal de largura de banda B , e $s(t)$ é o valor complexo do sinal que transporta a mensagem. Pelo critério de estabilidade de Nyquist temos que o sinal $E_s(t)$ será de fase mínima se, aplicado o critério de Nyquist à transformada de Fourier $E_s(\omega)$, sua trajetória não circunda a origem no plano complexo.

Tal característica é obtida quando $|A|$ é suficientemente grande, garantindo que $|A| > |s(t)|$ é suficiente para assegurar que $E_s(t)$ possua fase mínima. No entanto vale notar que parte da potência transmitida no sinal é alocada num sinal que não transmite informação, problema similar ao caso de transmissão utilizando modulação AM. Uma vez que $E_s(t)$ possua fase mínima, sua fase é univocamente relacionada a sua intensidade pela seguinte equação.

$$\phi(t) = \frac{1}{\pi} p.v. \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\log[|E_s(t')|]}{t-t'} dt' \quad (2.16)$$

A equação consiste da transformada de Hilbert do logaritmo do módulo de $E_s(t)$, onde p.v significa o valor principal de Cauchy. A equação de fase tem como transformada de Fourier:

$$\Phi(\omega) = j \cdot \text{sign}(\omega) \cdot \mathcal{F} \{ \log[|E_s(t)|] \} \quad (2.17)$$

2.4 Relações de Kramers-Kronig

As relações de K-K (Kramers-Kronig) têm sua fundamentação no princípio da causalidade. O princípio da causalidade é um dos pilares fundamentais da física clássica, estabelecidos por Sir Isaac Newton. Ela estabelece que uma causa não pode preceder um efeito, e uma de suas consequências para a óptica é o fato de que nada se propaga com velocidade superior a propagação da luz no vácuo. No caso do estudo do espalhamento de ondas, estabelece que não pode haver uma onda espalhada antes que a onda incidente tenha alcançado o centro espalhador.

Matematicamente, a conexão entre causalidade e a matriz de espalhamento foi estudada na década de 1950 por N. G. van Kampen, W. Schutzer e J. Tiomno. A partir destes trabalhos foram notadas algumas implicações, como o fato de que causalidade implicava que a matriz de espalhamento é holomórfica, ou seja, possui continuidade analítica na parte superior do plano complexo e pontos singulares (pólos) na metade inferior do plano complexo.

Como demonstrado por Kramers em 1927 (KRAMERS, 1927), a utilização da continuidade analítica do índice de refração no semiplano superior, fazendo uso do princípio da causalidade, permitiu calcular a parte real do índice de refração de um meio a partir do espectro de absorção deste meio. Um ano antes, Kronig mostrou que, assumindo um comportamento holomórfico da função, a existência de uma relação de dispersão é suficiente e necessária para assegurar a causalidade do sistema (VARTIAINEM, 2005).

As bases para a existência entre causalidade e relações de dispersão encontram-se no teorema de Titchmarsh que estabelece a relação entre a causalidade da função $h(t)$ e as propriedades analíticas de sua transformada de Fourier $H(j\omega)$. O teorema de Titchmarsh afirma que as 3 relações a seguir são equivalentes

1. $h(t) = 0$ para $t < 0$ e $a(t) \in L^2$
2. $H(\omega) = \mathcal{F} \{ h(t) \} \in L^2$ se $\omega \in R$ e $H(\omega) = \lim_{\omega' \rightarrow 0} H(\omega + j\omega')$
3. A transformada de Hilbert conecta as partes reais e imaginárias de $H(\omega)$.

$$\text{Re}\{H(\omega)\} = \frac{1}{\pi} p.v. \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\text{Im}\{H(\omega')\}}{\omega - \omega'} d\omega' \quad (2.18)$$

$$\text{Im}\{H(\omega)\} = -\frac{1}{\pi} p.v. \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\text{Re}\{H(\omega')\}}{\omega - \omega'} d\omega' \quad (2.19)$$

A causalidade de $h(t)$, juntamente com o fato de pertencer ao grupo L^2 (funções quadráticas integráveis), implica que $H(\omega)$ é analítica no plano complexo superior e que suas componentes imaginária e real são relacionadas pela transformada de Hilbert no que são chamadas de relações de dispersão.

As relações de K-K são, por fim, uma consequência de um sistema causal de fase mínima. As relações propriamente ditas aparecem quando aplicamos as propriedades acima descritas às relações constitutivas dos materiais (AGRAWAL, 2014).

$$D = \epsilon \epsilon_0 E = (1 + \chi_e) \epsilon_0 E \quad (2.20)$$

$$H = \mu \mu_0 H = (1 + \chi_m) \mu_0 H \quad (2.21)$$

Onde D e B são respectivamente as densidades de fluxo elétrico e magnético, ϵ representa a permissividade relativa do material, ϵ_0 representa a permissividade do vácuo, μ representa a permeabilidade magnética relativa do meio e μ_0 a permeabilidade do vácuo. A parte crucial da equação, no entanto, aparece na segunda igualdade, onde podemos isolar dois termos.

$$P = \chi_e \epsilon_0 E \quad (2.22)$$

$$M = \chi_m E \quad (2.23)$$

Onde χ_m e χ_e são as susceptibilidades elétrica e magnética e P e M são a polarização e magnetização. As relações acima mostradas são para campos estáticos, porém para campos variantes no tempo a equação de susceptibilidade passa a ser dependente da frequência e passa a contar com uma componente imaginária também.

$$\chi(j\omega) = \chi'(\omega) + j\chi''(\omega) \quad (2.24)$$

A parte imaginária representa a perda de energia decorrente de aquecimento do material. Como mostrado em (HAHN, 1996), a função $\chi(j\omega)$ é analítica e causal, logo suas componentes real e imaginária são relacionadas por:

$$\chi'(\omega) = \frac{1}{\pi} p.v. \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\chi''(x)}{x - \omega} dx \quad (2.25)$$

$$\chi''(\omega) = \frac{1}{\pi} p.v. \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\chi'(x)}{x - \omega} dx \quad (2.26)$$

Estas são conhecidas como as relações de Kramers-Kronig. Estas formas são de equações gerais para qualquer meio, entretanto as equações originais desenvolvidas por Kramers relacionavam especificamente as componentes real e imaginário do índice de refração.

2.5 Receptores de Kramers-Kronig

Uma vez descritos os princípios fundamentais que governam o funcionamento dos receptores de K-K, a seguir será descrever o funcionamento deste como um bloco receptor.

Como já mencionado, para garantir que o sinal seja de fase mínima, é necessário garantir que o sinal $E(t)$ incidente no receptor seja composto do sinal transmitido adicionado a uma portadora não modulada, ou seja

$$E(t) = E_s(t) + E_0 e^{j\pi Bt} \quad (2.27)$$

E_0 é a amplitude do sinal proveniente do oscilador local e E_s o sinal transmitido. Sendo a intensidade da corrente produzida no fotodiodo proporcional a $|E(t)|^2$ e garantindo que E_0 seja grande o suficiente, tem-se:

$$E(t) e^{-j\pi Bt} = E_s(t) e^{-j\pi Bt} + E_0 \quad (2.28)$$

Que corresponde a um sistema de fase mínima e estabelece as relações entre sua intensidade e fase descrita pelas equações 2.29 e 2.30. Um possível problema, no entanto, é que o logaritmo presente na equação provoca um alargamento do espectro original do sinal recebido, logo é necessário inserir sobre amostras da corrente do fotodetector via DSP.

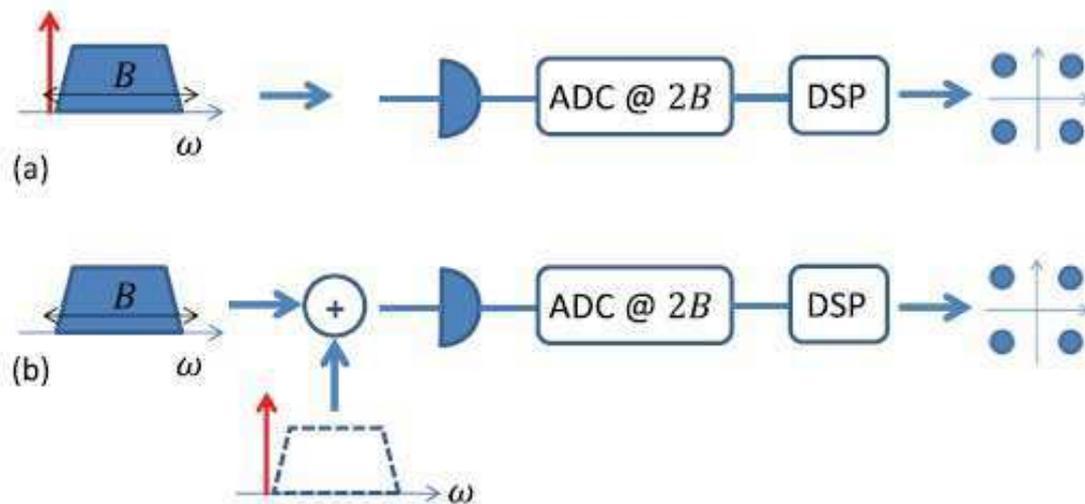
$$E_s(t) = \{ \sqrt{I(t)} e^{j\phi_e(t)} - E_0 \} e^{j\pi Bt} \quad (2.29)$$

$$\phi(t) = \frac{1}{2\pi} p.v. \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\log[|I(t')|]}{t - t'} dt' \quad (2.30)$$

Existem também duas implementações possíveis para os receptores de K-K. Como mostrado, é necessário uma componente de onda contínua de intensidade E_0 e cuja frequência esteja localizada na borda esquerda do sinal transmitido. Tal componente de onda contínua

pode ser transmitida através da fibra juntamente com o sinal ou pode ser gerada localmente no receptor e acoplada ao sinal recebido antes da fotodetecção.

Figura 4 – Esquema do Receptor K-K,(a) com LO transmitida,(b) com LO gerada no receptor.



FONTE: (MECOZZI, 2016)

No caso em que a componente $E_0 e^{j\pi Bt}$ é transmitida pelo meio juntamente com o sinal de interesse a recepção é feita com detecção direta e depois amostrada com uma taxa de $2B$ como estipulado pelo teorema de Nyquist.

O caso em que a componente é adicionada no receptor requer alguns cuidados extras. Primeiramente é necessária a presença de um LO no receptor, além do uso de um acoplador seletivo em frequência para que o acoplamento entre o sinal de informação e o sinal do LO não sofram perdas.

Este tipo de implementação também traz vantagens como o fato de ser possível utilizar multiplexação por polarização sem que seja necessário aumentar consideravelmente a complexidade do receptor e também elimina a necessidade de um híbrido óptico no receptor, enquanto requer somente um fotoreceptor. Há também o fato de que, considerando um receptor heteródino balanceado, o modelo com um LO no receptor dispensa a necessidade de detecção balanceada.

Um contraponto, no entanto, é que o grande custo intrínseco à presença de um oscilador local no receptor. Além de requerer um pós processamento de maior complexidade. Como o receptor de K-K é justamente considerado pelo baixo custo para enlaces curtos, tais contrapontos pesam muito na concepção desse modelo de receptor.

Vale notar que, uma vez que a corrente no fotodiodo é proporcional ao quadrado do

módulo do campo incidente, sua largura de banda é duas vezes maior que a do sinal incidente $2B$. Tal efeito é consistente com o fato de que a informação que foi previamente codificada em um campo complexo é agora representada por um sinal real, e em tal representação não pode haver perdas.

Depois de amostrar a corrente do fotodiodo é necessário realizar uma sobreamostragem digitalmente, pois como já mencionado a aplicação da operação de logaritmo provoca um alargamento do sinal original. Normalmente um fator de sobreamostragem de 3 é suficiente (MECOZZI, 2016).

A transformada de Hilbert é então aplicada pra se obter a fase ϕ_e e o sinal complexo $E_s(t)$ de acordo com as equações 2.29 e 2.30. O processo de sobre amostragem, quando implementado por meio de preenchimento de zero no domínio de Fourier necessita de um par de transformadas de Fourier, além de mais um par ser necessário para se implementar a transformada de Hilbert. Então a complexidade adicionada pelo receptor de K-K coincide com a complexidade de dois pares de transformadas de Fourier (MECOZZI, 2016).

Um ponto importante a destacar é que, apesar das operações não lineares realizadas pelo receptor de K-K, este continua sendo um receptor linear, desde que a condição de fase mínima seja mantida.

3 Análise dos trabalhos da literatura

No primeiro trabalho analisado (MECOZZI, 2016), a verificação da viabilidade do receptor de K-K é feita em simulações por etapas. Na primeira delas é analisado o comportamento do receptor considerando-se o regime de operação considerando apenas efeitos lineares, na segunda são analisados resultados com a inclusão de efeitos não-lineares.

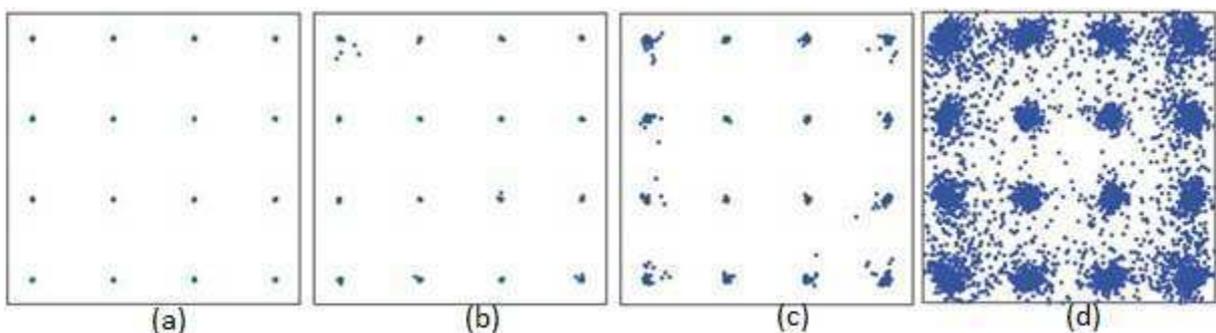
No regime linear são considerados dois tipos de transmissões:

1. *Back-to-back*;
2. Através de uma fibra óptica monomodo.

Parâmetros físicos utilizados na simulação com fibra:

- a) Comprimento: 100 km;
- b) Coeficiente de dispersão cromática: 21 ps²/km;
- c) Coeficiente de atenuação: 0,22 dB/km;
- d) Perda total no enlace: 26 dB (MECOZZI, 2016).

Figura 5 – Constelação detectada para potência de LO acima da potência do sinal em (a) 11dB, (b) 8dB, (c) 6dB e (d) 3dB.



FONTE: (MECOZZI, 2016)

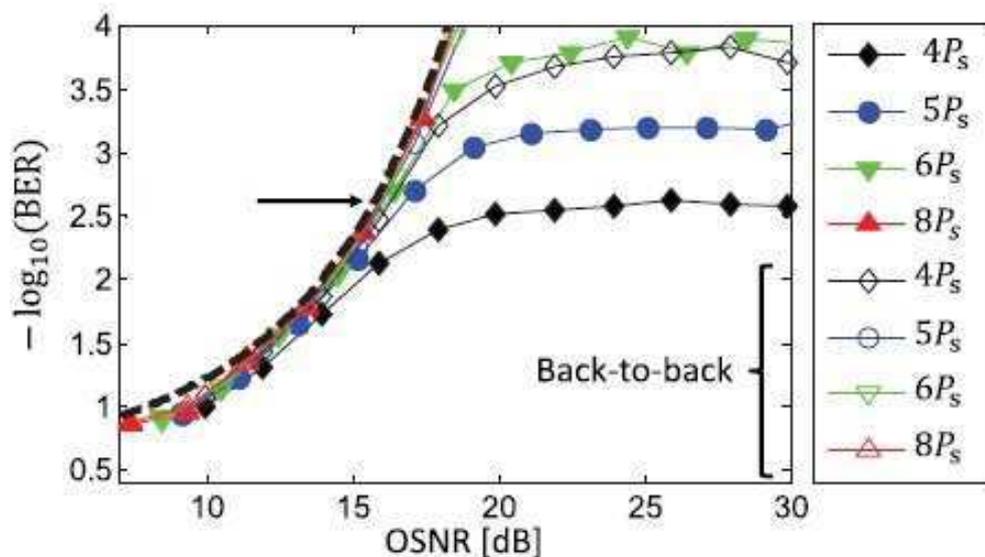
A figura 5 mostra o resultado de uma transmissão *back-to-back*, para uma transmissão de uma constelação 16QAM com pulso básico cosseno levantado (fator de decaimento de 0,05). As Figuras 5 (a)-(d) correspondem a diferentes potências do oscilador local. Para a Figura 5 (a) o valor da potência do LO foi 1,1 vezes o valor da potência de pico do sinal de informação, representando um valor de 11 dB acima da potência média do sinal de informação.

As Figuras 5 (b)-(d) representam valores, respectivamente, de 8dB,6dB e 3dB acima da potência média do sinal de informação. Observa-se claramente como a qualidade da recepção degrada com a diminuição da potência do oscilador local.

Tal fenômeno é esperado uma vez que, como a referência da potência do LO é em relação à potência média do sinal de informação, para esses casos existem momentos em que a potência instantânea ultrapassa o valor da potência do LO, violando assim a condição estabelecida anteriormente para assegurar a mínima fase do sinal.

Entretanto a escolha do valor da potência do LO não se resume ao que foi exemplificado acima, uma vez que, escolher a maior potência do LO possível piora a eficiência energética do sistema, além do que, potência representa um importante limitação no que se refere à efeitos não lineares. Valores típicos para implementação prática podem ter valor mínimo de 7dB (BLECH, 2018).

Figura 6 – Gráfico : $-\log(\text{BER})$ X OSNR.



FONTE: (MECOZZI, 2016)

A Figura 6 mostra curvas $-\text{LOG}(\text{BER})$ versus OSNR para diferentes valores de potência do LO. Tal transmissão foi feita com uma constelação de 16QAM transmitindo 24Gbaud, utilizando código Gray, com uma largura de banda de 32 GHz. Os símbolos vazios representam a transmissão *back-to-back* e os símbolos cheios são da transmissão pela fibra monomodo.

O valor da OSNR foi modificado a partir da variação da potência do sinal lançado. Todos os sinais de informação consistiam de sequências pseudo-aleatórias de 2^{15} símbolos. Antes da recepção, ruído de amplificação é adicionado ao sinal. Em seguida o sinal passou por um filtro super gaussiano de 12ª ordem com largura de banda de 36 GHz. A frequência

central do filtro é $16,6 \text{ GHz}$ acima da frequência do oscilador local, estando também acima da frequência central do sinal de informação. O razão para isto é que, como já mencionado, atenuar a potência do LO pode ocasionar instantes onde a potência de pico do sinal de informação ultrapasse a potência do LO, violando a condição de fase mínima. Então isso permite atenuar as frequências mais baixas sem atenuar a potência do LO.

A linha tracejada em preto na Figura 6 representa o limite teórico da BER (equação (6), (MECOZZI, 2016)). A partir da Figura 6 fica evidente como o aumento da potência do LO influencia a BER. Para baixo nível da potência do LO a BER satura mesmo para altos níveis de OSNR, ocorrendo mesmo para a transmissão *back-to-back* com nível de LO mais baixo. Vale ressaltar ainda que as visíveis diferenças entre as transmissões *back-to-back* e utilizando a fibra são devido às penalidades inseridas pela compensação eletrônica da dispersão cromática (CD). A razão para essa penalidade é fato do sinal com dispersão possuir maior razão de potência de pico e média (PAPR) que o sinal lançado (MECOZZI, 2016).

Uma análise da figura 6 também permite ver que para valores de OSNR maiores que 16 dB e uma potência de LO 6 dB acima da potência de sinal de informação é possível se atingir BER de 10^{-2} e sem considerar a aplicação de códigos corretores de erro. Segundo Mecozzi isso torna os receptores K-K menos eficientes em termos de potência que receptores IMDD e os coerentes heteródinos. No entanto o receptor de K-K é, em termos de espectro, mais eficiente que ambos receptores mencionados.

A tabela 1 mostra uma comparação dos resultados para três esquemas de recepção. O esquema heteródino é utilizado por (LOWERY, 2006). O fator R presente na tabela mostra a menor taxa de amostragem para a qual é possível reconstruir o sinal sem perdas. Como enfatizado por Mecozzi, já aqui o receptor K-K mostra atrativos bem interessantes.

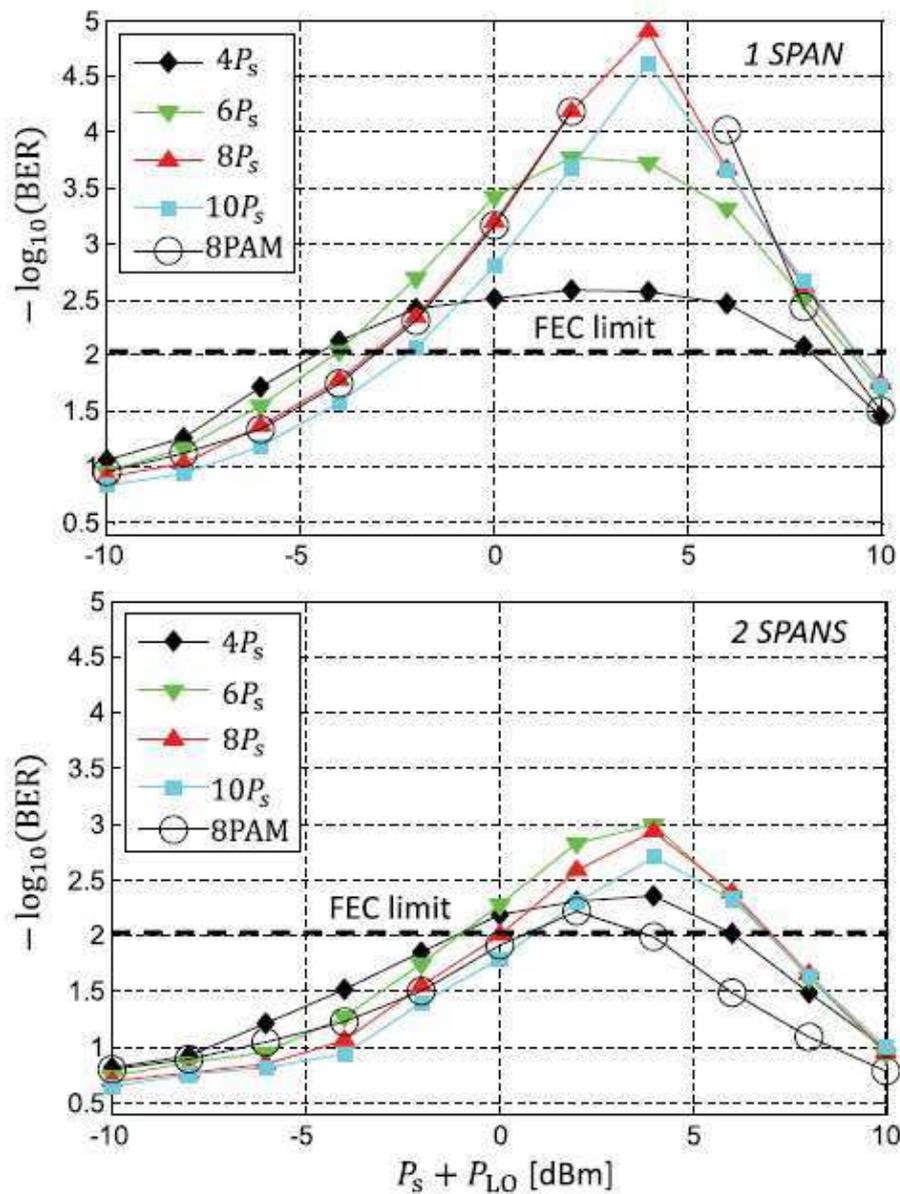
Tabela 1 – Comparação de diferentes esquemas de recepção

Receptor	Largura de banda óptica	Compensação digital	P_{lo}/P_s
IMDD	R	Não	-
Heteródino	R	Sim	~ 1
K-K	$\frac{R}{2}$	Sim	> 1

Como já mencionado, Mecozzi avaliou também o desempenho do sistema frente a não linearidades. A simulação agora considerada utiliza um sistema de multiplexação densa por comprimento de onda (DWDM) com cinco canais utilizando 16QAM a 24 Gbaud e o espaçamento de cada canal definido como 40 GHz . A mesma sequência de símbolos pseudo-aleatórios foram utilizadas para cada um dos canais.

A Figura 7 mostra o resultado da transmissão duas situações: sem amplificador (1 span) e com um estágio amplificador (2 spans). Vale notar que agora o eixo horizontal contém a

Figura 7 – Gráfico: $-\log(\text{BER})$ x Potência total no canal.



FONTES(MECOZZI, 2017)

potência total lançada em um canal. Em ambos os casos foi utilizado uma fibra monomodo com parâmetro não linear $\gamma = 1,3 \text{ km}^{-1} \cdot \text{W}^{-1}$. O limite pontilhado em ambos os gráficos demarca o limiar FEC (Forward Error Correction threshold) que é o limite superior do valor da BER para o qual a aplicação de um esquema FEC ainda é viável.

A BER agora tem um comportamento diferente, uma vez que ao se aumentar o nível de potência a BER melhora até certo nível, após isso os efeitos não lineares começam a distorcer o sinal.

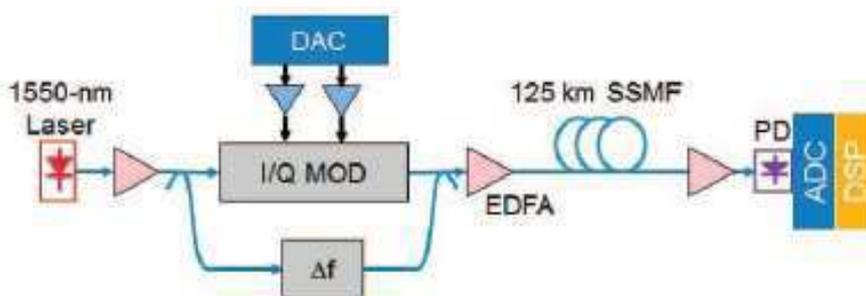
Como meio de comparação, na 7 também aparece um sistema alternativo que utiliza 8PAM com uma taxa de símbolos de 32 GBaud e o espaçamento do canal de 50 GHz e a mesma

formatação de pulso foi usada, fornecendo o mesmo throughput dos outros canais.

Para 1 span, o desempenho dos sistemas QAM e PAM são semelhantes, entretanto para 2 span o sistema K-K tem uma performance melhor que o sistema PAM, salientando que o sistema QAM possui maior eficiência espectral.

Outro trabalho que merece destaque (CHEN, 2017), que realizou um teste prático com receptores K-K através de uma fibra monomodo por uma distância de 125 km e atingindo uma taxa de 218 Gb/s.

Figura 8 – Esquema do transmissor



FONTE:(CHEN, 2017)

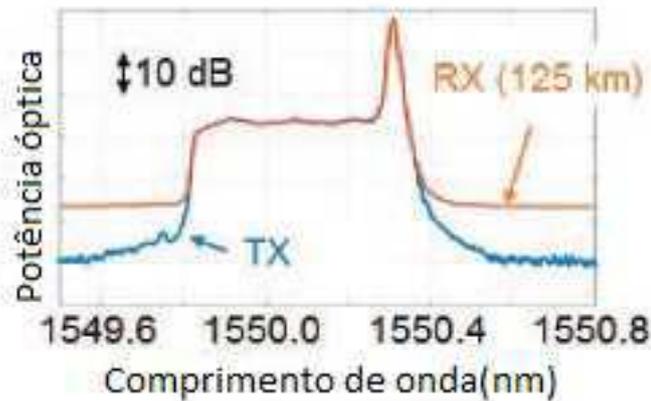
A figura 8 mostra o esquema de transmissão utilizado. Os conversores analógico/digital (DAC) geram 80 Giga amostras por segundo com 7dB de roll-off a 30 GHz. O modulador em fase e quadratura (I/Q MOD) gera 768 subportadoras que utilizam multitom discreto (DMT). As primeiras 128 subportadoras são moduladas com um sistema QSPK, enquanto as 640 restantes são moduladas com um sistema 16QAM. O tamanho da FFT é de 1024 e 8 amostras são utilizadas como intervalo de guarda, que compreende 0,7% de overhead.

A figura 9 mostra o espectro óptico do transmissor (TX) e do receptor (RX) após os 125 km, onde o espectro recebido é medido depois da amplificação pelo EDFA e antes da fotodetecção. É possível perceber o aumento do nível de ruído em de 10 dB, devido 24 dB de perda da fibra, possibilitando uma OSNR recebida de 35dB.

Antes de realizar a transmissão propriamente dita foi utilizado uma DMT especialmente projetado para verificar se o algoritmo do receptor de K-K seria capaz de reconstruir o sinal óptico enquanto suprimia os termos de detecção direta de $|E_s(t)|$. Para o experimento realizado Chen, as subportadoras DMT pares foram moduladas enquanto as ímpares não foram geradas, dessa forma o ruído de batida (SSBN) se aloca nos termos ímpares.

A Figura 10(a) mostra o sinal recebido nas subportadoras ímpares e o SSBN residual

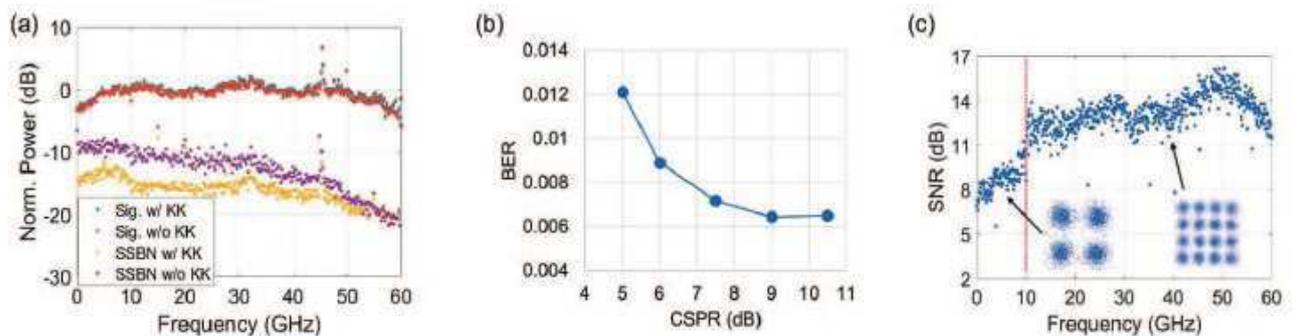
Figura 9 – Potência óptica transmitida e recebida.



FONTE: (CHEN, 2017)

nos slot de ímpares de frequência. Ambos feitos rodando e não rodando o algoritmo de recuperação de K-K. É possível verificar que o receptor reduz consideravelmente os efeitos do SSBN, no entanto ainda existe SSBN próximo às frequências DC, que indicariam distorções e ruído de componentes eletrônicos (CHEN, 2017).

Figura 10 – (a)Potência recebida,(b)Gráfico BER x CSPR,(c) Gráfico SNR x Frequência.



FONTE: (CHEN, 2017)

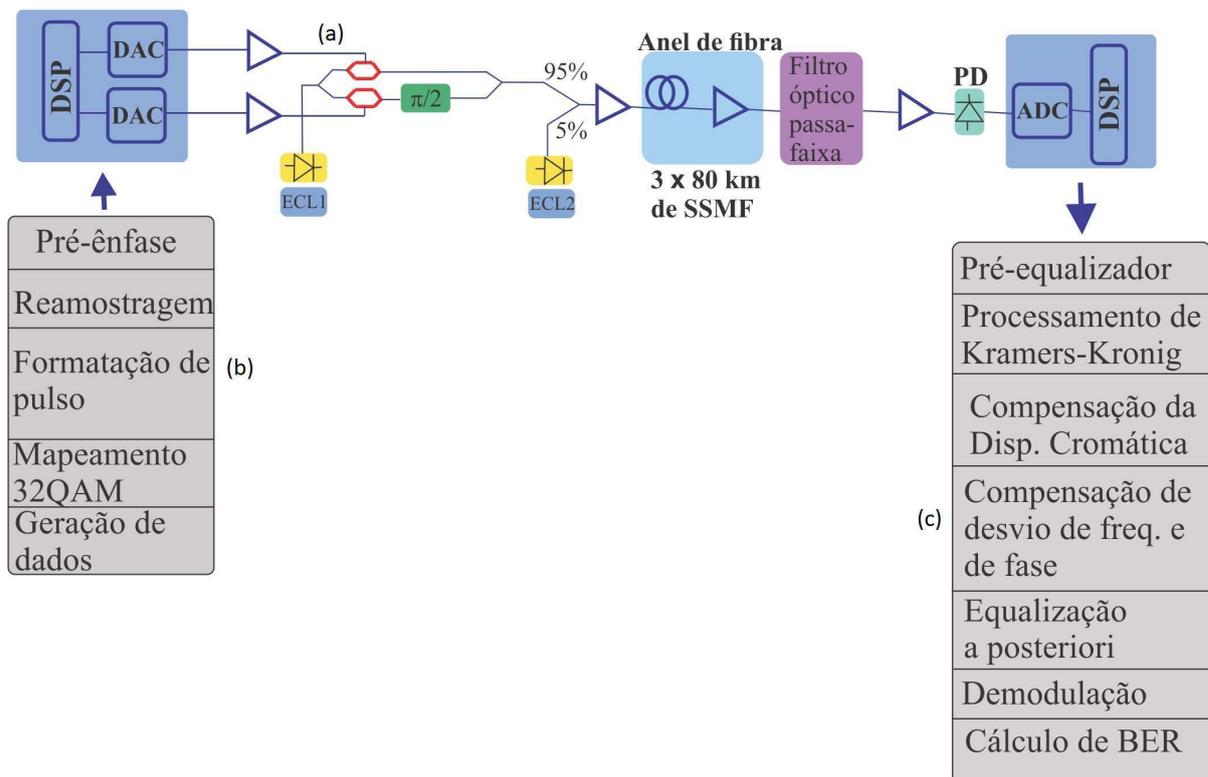
Para o experimento então todas as portadoras são carregadas de informação e a razão entre a potência do LO e a potência do sinal (CSPR) é otimizada, encontrada em torno de 7,5dB. A figura 10(b) mostra a média da BER nos canais em função da CSPR.

Com a CSPR otimizada, a transmissão é feita por 125 km da fibra monomodo e a figura 10(c) mostra a SNR recebida em todas as frequências, a linha vermelha vertical demarca o limite de frequências usadas para a transmissão QPSK e 16QAM. A BER média sobre todas as transmissões DMT foi de $1,76 \cdot 10^{-2}$, medida com 2,1 milhões de bits transmitidos. Consi-

derando um overhead de 20% e utilizando FEC de decisão suave, uma BER bruta de $2 \cdot 10^{-2}$ é passível de correção para se atingir uma taxa de transmissão de 182 Gb/s.

O trabalho conduzido por Schuh et. al (2019) mostra a transmissão de 450 Gb/s utilizando constelação de 32QAM a uma taxa de 32GBaud por 480 km. No trabalho foi utilizado um setup experimental mostrado na Figura 11(a).

Figura 11 – (a)Setup Experimental,(b)DSP transmissor,(c)DSP receptor



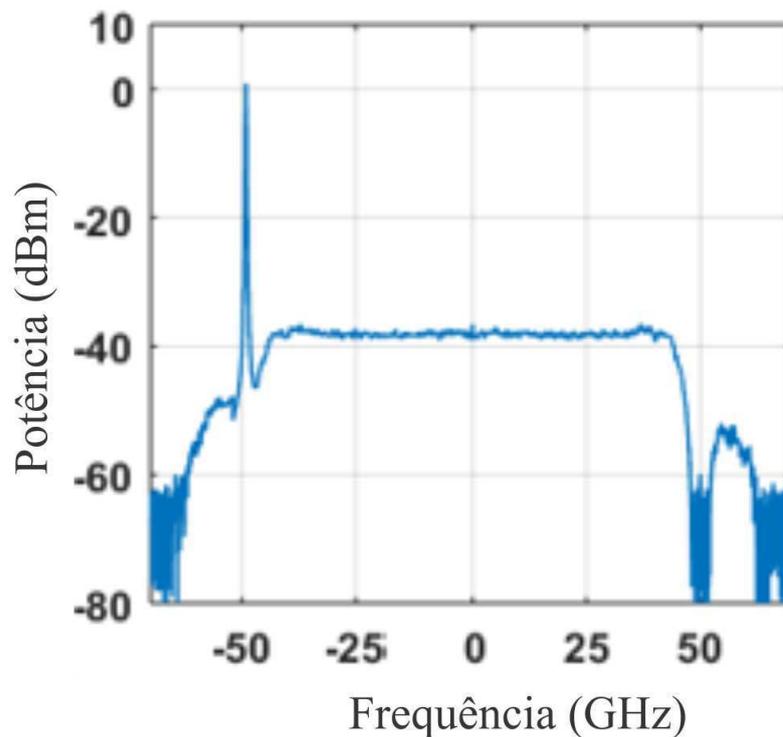
FONTE: (SCHUH, 2019)

Os símbolos foram gerados off-line utilizando um DSP(Figura 11(b)). Primeiramente foram geradas sequências pseudoaleatórias que foram mapeadas em uma constelação 32QAM, utilizando para geração do pulso básico um filtro raiz quadrada do cosseno levantado (fato de decaimento de 0,05) e por fim o sinal é aplicado ao DAC que opera a uma taxa de 100 Gamostras/s, limitando o sinal a largura de banda entre ± 50 GHz.

O sinal é gerado em banda base e o LO é adicionado separadamente. Para se conseguir um espectro plano na saída do transmissor (Figura 12), foi utilizado um filtro digital de pré-ênfase para compensar as características das respostas em frequência dos elementos no transmissor. A sequência resultante é carregada na memória do DAC.

O sinal de informação é modulado por um laser de cavidade externa (ECL 1) no com-

Figura 12 – Espectro transmitido



FONTE: (SCHUH, 2019)

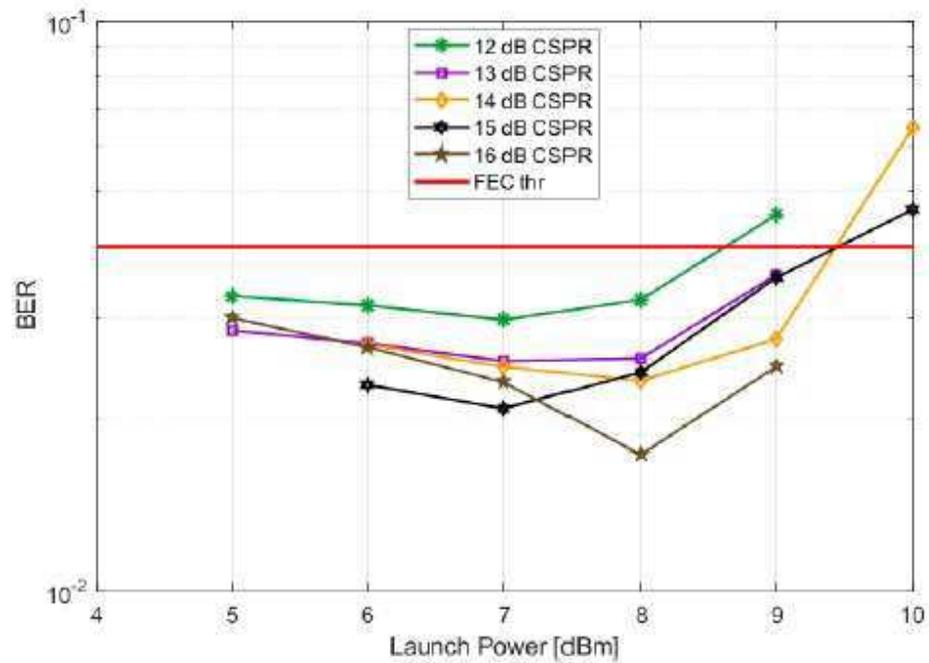
primento de onda de 1550nm e o LO é fornecido pelo ECL 2 , numa frequência 50GHz abaixo do ECL 1. O sinal é transmitido por uma fibra monomodo com 3 spans (2 estágios de amplificação) cada um contendo 80 Km.

A figura 11(c) mostra o esquema da recepção, também efetuado off-line. O sinal recebido é amostrado com 4 amostras por símbolo, e um filtro de pré equalização é aplicado. Após isso o sinal é reconstruído através das relações de K-K e é feita a compensação digital da dispersão cromática bem como a conversão para banda base e a remoção do desvio residual de frequência. O sinal passa por uma pós equalização, demodulação e finalmente a BER é calculada.

A Figura 13 mostra o resultado da BER versus a potência lançada na transmissão para a distância de 240 km. A degradação devido a não linearidade da fibra podem ser observadas a partir de 8 dBm. Embora fique evidente que a menor BER seja atingida com potência lançada de 8 dBm e CSNR de 16 dB, todas as transmissões ficaram abaixo do limiar da FEC quando a potência lançada é de 8 dBm

A figura 14 mostra o mesmo resultado, porém para transmissão de 480 km. Para valores de potência lançada abaixo de 6dBm a baixa OSNR compromete a qualidade do sinal recebido tornando inviável sua utilização. O mesmo ocorre com as transmissões entre 8dBm e 9dBm,

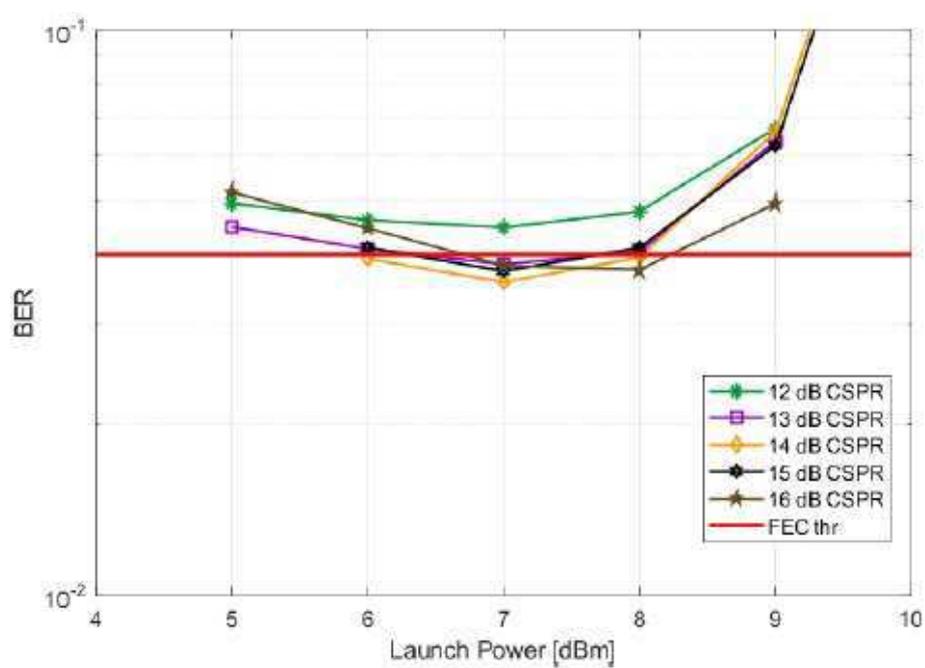
Figura 13 – BER x potência lançada (240 km)



FONTE: (SCHUH, 2019)

porém dessa vez o causador da degradação são os efeitos não lineares. A 7dBm no entanto, todas as CFSR acima de 12 dBm as BER's recebidas ficam abaixo do limiar FEC.

Figura 14 – BER x potência lançada (480 km)



FONTE: (SCHUH, 2019)

Considerações Finais

A utilização da detecção direta baseada na teoria de Kramers-Kronig tem se tornado popular ao longo dos últimos anos. Tal abordagem reduz o número de componentes, e consequentemente o custo do receptor óptico. Tornando aplicações que utilizam enlaces de menor alcance muito mais viáveis.

No apanhado de estudos analisados foi possível verificar as bases teóricas dos receptores de Kramers-Kronig, bem como sua aplicabilidade em enlaces ópticos de curto alcance, especialmente em comunicação óptica em centros de dados. As simulações realizadas por Mecozzi et. al (2016) já ressaltavam a qualidade dos receptores K-K, mostrando suas características favoráveis em relação aos esquemas já existentes. Por conseguinte, Chen et. al (2017) realizaram estudo com um *setup* experimental que fazia uso de múltiplas portadoras onde demonstrou-se a capacidade prática de transmissão de 218Gb/s utilizando receptor K-K e modulação DMT com 16QAM e QPSK.

Recentemente Schuh et al. (2019) implementaram um esquema de transmissão onde fizeram uso do receptor de Kramers-Kronig usando 32QAM aplicado para a transmissão de 450 Gbit/s numa fibra óptica monomodo com 480 km. Mostrando possíveis aplicações mesmo em redes metropolitanas.

Todos esses estudos convergem para um resultado positivo quanto à utilização do receptor K-K, onde tem-se um receptor mais simples que os modelos coerentes convencionais e ainda permite compensação digital de fenômenos como dispersão cromática. Alguns obstáculos, no entanto permanecem, como a forte sensibilidade à efeitos não lineares.

4 Referências Bibliográficas

1. AGRAWAL, G. P. Fiber-Optic Communication Systems. Hoboken, NJ: Wiley, 2014.
2. BLECH, L.;ELDAR, Y.;ANTONELLI, C.;MECOZZI, A.;SHTAIF, M.; “The Enhanced Kramers Kronig Receiver”. IN OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS, 2018. PAPER Tu2D.7
3. CHEN, X.;ANTONELLI, C.; CHANDRASEKHAR, S.;RAYBON, G.; SINSKY, J.;MECOZZI, A.;SHTAIF, M.;WINZER, P.; , "218-Gb/s Single-Wavelength, Single-Polarization, Single-Photodiode Transmission Over 125-km of Standard Singlemode Fiber Using Kramers-Kronig Detection,"in Optical Fiber Communication Conference Postdeadline Papers, OSA Technical Digest (online) (Optical Society of America, 2017), paper Th5B.6.
4. CISCO,Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022. Estados Unidos. 2019
5. HAHN, J. L. Hilbert Transform in signal processing. Artech House, 1996
6. INFINERA CORPORATION. “Coherent WDM Technologies”. Estados Unidos. Sunnyvale, Califórnia, 2016.
7. KIKUCHI, K. "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications".Journal of Lightwave Technology, VOL. 34, 2016.
8. KRAMERS, H.. “La diffusion de la lumiere par les atomes,” Atti Cong.Intern. Fis. 2, 545–557 (1927).
9. LOWERY, A.; ARMSTRONG, J.. "Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems,"Opt. Express 14, 2079-2084 (2006)
10. LUCARINI, V.;SAARINEM, J.;PEIPONEN, K.;VARTIEINEN, E.. Kramers-Kronig relations in optical materials research, Vol. 110 (Springer Science & Business Media,2005).
11. MECOZZI, A.; ANTONELLI, C.;SHTAIF, M.. "Kramers–Kronig coherent receiver,"Optica 3, 1220-1227 (2016)
12. SCHUH, K. et al, "Transmission of 90 GBaud 32 QAM over 480 km of SSMF with Kramers-Kronig Detection", IEEE/OSA OFC 2019, paper Tu2B.3.