



Maria Guillermina Albarracin Polo

Técnicas de modulação em EHF

Dissertação de Mestrado

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da PUC-Rio.

Orientador: Prof. Jean Pierre von der Weid

Rio de Janeiro

Março de 2016



Maria Guillermina Albarracin Polo

Técnicas de modulação em EHF

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Jean Pierre von der Weid

Orientador

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Prof. Guilherme Temporão

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Prof. Andrew Cordes

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Doutor. Rogerio Passy

MLS Wireless

Prof. Marcio da Silveira Carvalho

Coordenador(a) Setorial do Centro

Técnico Científico - PUC-Rio

Rio de Janeiro, 03 de março de 2016

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, da autora e do orientador.

Maria Guillermina Albarracin Polo

Graduou-se em Engenharia de Telecomunicações pela Universidad Santo Tomas de Aquino - Bucaramanga - Colombia Ustabuca em 2014.

Ficha Catalográfica

Polo, Maria Guillermina Albarracin

Técnicas de modulação em EHF / Maria Guillermina albarracin Polo ; orientador: Jean Pierre Von der Weid. – 2016.

75 f. : il. (color.) ; 30 cm

Dissertação (mestrado)–Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2016.

Inclui referências bibliográficas.

1. Engenharia elétrica – Teses. 2. EHF (Extremely High Frequency) 3. Modulação de fase. 4. Modulação de amplitude. 5. Modulação de frequência. 6. Lock-in Amplifier. I. Weid, Jean Pierre Von der. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.3

Agradecimentos

A Deus por me dar a sabedoria necessária e guiar meus passos.

A CAPES e à PUC-Rio, pelos auxílios concedidos.

A meu orientador Jean Pierre von der Weid e Andrew Cordes pelo apoio e confiança na realização deste trabalho.

A meus pais Alejandro Albarracin e Lenis Polo pelo apoio, amor e confiança.

A meus irmãos Luis Alejandro e Wilfred por seu amor infinito.

A todos meus amigos da PUC que fizeram esta experiência muito agradável.

A todos os professores e funcionários do departamento por sua ajuda e todo o que me ensinaram.

E a todas as pessoas que contribuíram com meu crescimento profissional e pessoal.

Resumo

Polo, Maria Guillermina Albarracin; Von der Weid, Jean Pierre. **Técnicas de modulação em EHF**. Rio de Janeiro, 2016. 75p. Dissertação de Mestrado - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Devido às exigências da largura de banda, especialmente nas comunicações sem fios que são cada dia maiores pelo aumento do número de usuários, é necessário estudar a banda de EHF (Extremely High Frequency). A transmissão e recepção de dados em EHF constitui uma possível solução para aliviar a escassez do espectro e satisfazer a crescente demanda de maiores velocidades tentando resolver as limitações dos sistemas atuais. As ondas de rádio na banda EHF vão de 30 até 300 GHz e são chamadas ondas milimétricas, já que seus comprimentos de onda vão de 10 mm até 1 mm. Neste trabalho, a montagem de um sistema de geração e detecção de ondas de EHF a partir do batimento de dois lasers é apresentada. Técnicas de modulação e demodulação em fase, amplitude e frequência na faixa de 200-300 GHz são demonstradas.

Palavras-chave

EHF (Extremely High Frequency); modulação de fase; modulação de amplitude; modulação de frequência; Lock-in Amplifier.

Abstract

Maria Guillermina Albarracin; Von der Weid, Jean Pierre (Advisor). **Modulation Techniques in EHF**. Rio de Janeiro, 2016. 75p. MSc. Dissertation - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

The capacity of wireless communications has started to reach the top and the unstoppable increase of users is becoming a problem because more bandwidth is needed, which has gave rise to the study of EHF (Extremely High Frequency) band. Transmission and reception of data in EHF is shown as a solution to alleviate the scarcity of the spectrum and to meet the request of faster speeds to solve the limitation of the actual systems. The range of radio waves in EHF band go from 30 to 300 GHz, and are called millimeter waves since their wavelengths are between 10mm and 1mm. In this work is presented a system capable to generate and detect EHF waves from the beating of two lasers, and at the same time different modulation and demodulation techniques (phase, amplitude and frequency) are presented.

Keywords

EHF (Extremely High Frequency); phase modulation; amplitude modulation; frequency modulation; Lock-in Amplifier.

Sumário

1	Introdução	11
2	Fundamentação Teórica	14
2.1.	Lasers	14
2.1.1.	Lasers DFB (Distributed Feedback Lasers)	16
2.1.2.	ECDL (External Cavity Diode Laser)	17
2.2.	Interferência	18
2.2.1.	Interferência de duas ondas de igual frequência	19
2.2.2.	Interferência de duas ondas de diferentes frequências	20
2.3.	Fontes e Detectores	22
2.3.1.	Antenas Dipolo	22
2.3.2.	Misturadores ópticos	23
2.4.	Modulação de EHF	28
2.4.1.	Modulação em Frequência	28
2.4.2.	Modulação de Fase	30
2.4.3.	Modulação em Amplitude	33
3	Resultados Experimentais	36
3.1.	Geração e detecção de ondas EHF	36
3.2.	Caracterização das antenas	39
3.3.	Técnicas de modulação em EHF	42
3.3.1.	Modulação em frequência	44
3.3.2.	Modulação de fase	56
3.3.3.	Modulação em Amplitude	66
4	Conclusões	70
	Referências bibliográficas	72

Lista de figuras

Figura 1. EHF no espectro eletromagnético [6].	12
Figura 2. Emissão estimulada [17]	14
Figura 3. Oscilador óptico [15].	15
Figura 4. Estado estável da potencia de um laser [15].	16
Figura 5. Setup de um diodo laser com cavidade externa [21]	17
Figura 6. Antena dipolo básica [25]	22
Figura 7. Linha de Transmissão de dois fios [26]	23
Figura 8. Distribuição de corrente de uma antena dipolo para $l = \lambda/2$ [26]	23
Figura 9. Dois feixes de luz interferindo na antena transmissora (PA)[27]	23
Figura 10. Misturador óptico [28].	24
Figura 11. Setup típico da criação e detecção de ondas EHF [29]	25
Figura 12. a) Portadora, b) Sinal modulador c) Sinal FM [31]	29
Figura 13. Espectro de frequência de um sinal FM [31]	30
Figura 14. Modulação de fase quando a onda moduladora é senoidal.[34]	31
Figura 15. Modulação de fase quando a onda moduladora é um degrau [33].	31
Figura 16. Modulação em amplitude no tempo [34]	34
Figura 17. Modulação em amplitude no domínio da frequência [31]	35
Figura 18. AM no domínio do tempo e frequência.[31]	35
Figura 19. Setup de criação e detecção de ondas de EHF com um EDFA.	36
Figura 20. Setup da transmissão e detecção de EHF com dois EDFAs.	37
Figura 21. Espectro dos Lasers.	38
Figura 22. Padrão de radiação das antenas com frequências de a) 100 GHz, b) 200 GHz, c) 300 GHz e d) 400 GHz.	40
Figura 23. Padrão de radiação da antena com frequências de 100 GHz, 200 GHz, 300 GHz e 400 GHz.	41
Figura 24. Comportamento da modulação de frequência e fase quando o sinal modulado é simétrico (o ponto zero fica na metade do sinal).	42
Figura 25. Comportamento modulação de frequência e fase quando o sinal modulado não é simétrico.	43
Figura 26. Esquema para a modulação em frequência	44
Figura 27. Sinal de EHF quando uma antena está sendo deslocada,	

com distância de separação entre as antenas de: a) $L = 6.1$ cm,	
b) $L = 9.7$ cm, c) 16.1 cm e d) 21 cm.	47
Figura 28. Modulação em frequência de EHF para: a) $L = 6.1$ cm,	
b) $L = 9.7$ cm, c) 16.1 cm e d) 21 cm	49
Figura 29. $\Delta\phi$ experimental vs $\Delta\phi$ teórico da modulação de frequência quando L varia.	51
Figura 30. Modulação em frequência de EHF (R e θ) quando amplitude de modulação em FM é a) $0,79V$ b) $1,06V$ c) $1,51V$ d) $1,7V$ e) $2,74V$.	54
Figura 31. $\Delta\phi$ experimental vs $\Delta\phi$ teórico da modulação em frequência quando a amplitude do sinal modulador varia.	55
Figura 32. Esquema experimental para modulação de fase em EHF	56
Figura 33. Modulador Electro Óptico (EOM) de Fase [15].	57
Figura 34. Modulação de fase óptica quando a) $2.6V$ b) $3.5V$ e c) $5V$.	59
Figura 35. Parâmetros para calcular o valor de $V\pi$ óptico do modulador de fase.	60
Figura 36. Modulação de Fase do sinal de EHF quando a amplitude de FM é a) $4V$ b) $3V$ c) $2V$	63
Figura 37. Valores medidos vs valores calculados de $\Delta\phi$ na modulação de fase.	64
Figura 38. Dilatação térmica linear.	65
Figura 39. Set up de modulação em amplitude	67
Figura 40. Modulador de amplitude[15]	68
Figura 41. Modulação em amplitude.	68

Lista de tabelas

Tabela 1. Valores de Ganho e FWHM das antenas com frequências de 100 a 400 GHz.	40
Tabela 2. Valores calculados de $\Delta\phi$ (experimentais) da modulação de frequência para diferentes L.	50
Tabela 3. Valores calculados de $\Delta\phi$ teórico.	50
Tabela 4. Valores experimentais de $\Delta\phi$ quando L é fixa e a amplitude do sinal modulador varia.	54
Tabela 5. Valores teóricos de $\Delta\phi$ quando L é fixa e a amplitude do sinal modulador varia.	55
Tabela 6. Valores calculados de $V\pi$ do modulador de fase com os valores do gerador de funções.	61
Tabela 7. Valores calculados de $V\pi$ do modulador de fase com os valores medidos do sinal modulador.	61
Tabela 8. Valores teóricos calculados de $\Delta\phi$ na modulação de fase.	63
Tabela 9. Valores experimentais de $\Delta\phi$ na modulação de fase.	64

1 Introdução

A tecnologia da informação e as comunicações têm crescido exponencialmente nos últimos anos, e as exigências da largura de banda - especialmente nas comunicações sem fios - são cada vez maiores pelo aumento do número de usuários e pelo uso de serviços que consomem maior largura de banda como videoconferência, voz sob IP, televisão em HD, serviços multimídia, entre outros. O estudo da banda EHF (Extremely High Frequency) surge, justamente, para aliviar a escassez do espectro e satisfazer a crescente demanda de maiores velocidades para comunicações sem fios tentando resolver as limitações dos sistemas [1].

A radiação de EHF consiste em ondas eletromagnéticas com a banda de frequência designada entre 30 e 300 GHz, entre a banda infravermelha e micro-ondas[2]. Os comprimentos de onda de radiação na banda de EHF vão desde 1 mm até 10 mm pelo qual é chamada banda sub-milimétrica ou de ondas milimétricas. Apesar de ser uma parte do espectro eletromagnético pouco explorado, recentes inovações tecnológicas em fotônica e nanotecnologia tem permitido que EHF tenha varias aplicações na tecnologia da informação e comunicações, biologia e ciências medicas, imagiologia, seguridade, computação ultrarrápida e outros [3].

A radiação de EHF compartilha algumas propriedades da radiação infravermelha e da radiação micro-ondas como mostrado na Figura 1. Por exemplo, a radiação de EHF precisa de linha de vista (como na radiação micro-ondas e infravermelha). Assim como a radiação micro-ondas, a radiação EHF pode penetrar vários materiais como, roupas, papel, madeira, plástico, cerâmica, cartão, entre outros[4]. Como as ondas milimétricas viajam unicamente com linha de vista, são bloqueadas pelas paredes e outros obstáculos e muitas vezes também são atenuadas pelas árvores[5]. As perdas em espaço livre e a absorção atmosférica, portanto, limitam a propagação por vários quilômetros. A radiação EHF, contudo, é bem útil em redes de área pessoal (PAN), onde pode contribuir para uma maior eficiência na utilização de espectro.

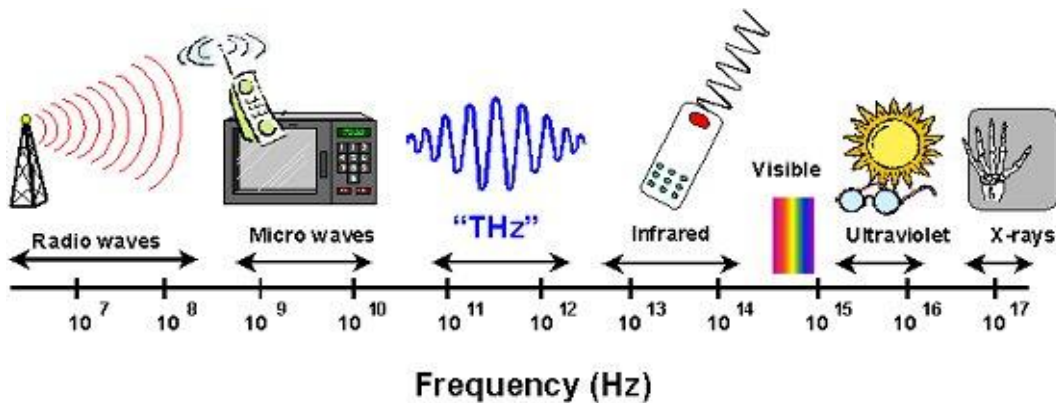


Figura 1. EHF no espectro eletromagnético [6].

Atualmente as pesquisas mais relevantes das aplicações de EHF são:

1. Imagiologia médica: O propósito da imagiologia é fornecer maior segurança na saúde. Quando usadas corretamente, as ondas de EHF com energia ligeiramente maior podem penetrar alguns milímetros do tecido subcutâneo sem riscos. Isso permite maior visibilidade e possui um grande potencial no uso de diagnósticos e imagens subcutâneas. Como as ondas de EHF não são ionizantes, esta tecnologia pode ser amplamente aplicável em repetidas exposições e uso diário[7].
2. Segurança: Como a radiação de EHF pode penetrar pano, plástico e outros materiais, pode ser usada como controle de segurança para detectar pequenas quantidades de substâncias químicas dentro de papel ou, ainda, determinar alguns de seus componentes. A imagiologia de EHF também permite a visualização de armas escondidas em pacotes ou sapatos. Outra aplicação importante no setor de segurança é a implementação de um método de monitoramento da qualidade do ar em prédio públicos, onde produtos químicos potencialmente ameaçadores podem ser identificados[8].
3. Uso científico: A aplicação é voltada para a caracterização de componentes eletrônicos[9], uma vez que a radiação de EHF é capaz de penetrar a maioria de materiais não metálicos. Além disso, é possível realizar espectroscopia de EHF para detectar o interior de várias estruturas e materiais incluindo circuitos integrados. O fato

que muitos materiais na região espectral tenham impressões espectrais únicas fornece uma plataforma de autenticação para distinguir entre os componentes eletrônicos autênticos e falsificados.

4. Manufatura: Outro possível uso de detecção de EHF e imagiologia é em manufatura, controle de qualidade e monitoramento de processos, porque permite explorar as características de plástico e de cartão, tornando-se possível inspecionar produtos embalados[10]. De forma similar aos raios-X, uma imagem é formada a partir das diferenças em transmitância através de materiais diferentes dentro de um pacote escondido. No entanto, ao contrário de inspeção por raios-X, a técnica EHF é segura, não destrutiva, e livre de efeitos perigosos. Essa tecnologia pode fornecer uma solução alternativa para o monitoramento e checagem de segurança, inspeção de pacotes e controle de qualidade.
5. Comunicações: Recentemente a tecnologia de EHF tem atraído um grande interesse na academia e na indústria, devido a suas características: a ampla largura de banda permite que possa ser usada para sistemas de comunicações indoor de Terabits por segundo (Tb/s) [11], o qual permite um sem fim de aplicações como uso do telefone fixo sem fios, a substituição de cabos e transferência de arquivos sem fios em taxas de Tb/s. . assim como as dezenas e centenas de Gigahertz de largura de banda disponíveis.

Assim como o Wi-Fi, a faixa de comunicações de EHF é apresentada como uma solução das limitações dos sistemas atuais. O objetivo do trabalho, tendo em vista todos esses pontos, é propor a montagem de um sistema de geração e detecção de ondas de EHF a partir do batimento de dois sinais ópticos na faixa de 1550 nm e implementação de diferentes técnicas de modulação (fase, amplitude e frequência) e detecção para avaliar a resposta em frequência do sistema e observar seu comportamento, caracterizando sua aplicabilidade no contexto proposto.

2. Fundamentação Teórica

2.1. Lasers

Um amplificador óptico coerente, ao contrário de um amplificador óptico incoerente, é um dispositivo capaz de aumentar a amplitude de um campo óptico enquanto conserva sua fase [12]. Além disso, se o campo óptico na entrada do amplificador é monocromático, a saída também será monocromática com a mesma frequência [13]. A amplitude na saída é incrementada proporcionalmente à entrada enquanto a fase permanece sem modificações ou é deslocada por um valor fixo.

Amplificadores ópticos são importantes em muitas aplicações: amplificação de pulsos ópticos muito fracos, tais como aqueles que viajam por fibras ópticas muito longas; e produção de pulsos ópticos de alta intensidade são usados em aplicações de fusões de lasers [14].

O princípio fundamental para alcançar a amplificação de luz coerente é a emissão estimulada de luz, (light amplification by stimulated emission of radiation), conhecida como **LASER**[15]. A emissão estimulada permite que um fóton induza um átomo, cujo elétron está em um nível superior de energia, a uma transição para um nível de energia inferior emitindo um fóton clone durante o processo [16]. A Figura 2 procura clarificar esse processo através da representação em bandas de energia.. Os dois fótons gerados são capazes, ainda, de estimular a emissão de dois fótons adicionais cada um e assim sucessivamente. O resultado é a amplificação coerente de luz já que todos os fótons gerados no processo são “clones” do primeiro, ou seja, suas características são mantidas.

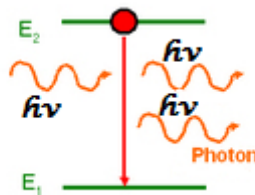


Figura 2. Emissão estimulada [17]

Um laser é um oscilador óptico: um amplificador óptico ressonante cuja saída é retroalimentada na entrada com a mesma fase (ver Figura 3). O processo de oscilação pode ser iniciado na entrada do amplificador pela presença de pequenas quantidades de ruído que contém componentes de frequência situada dentro da largura de banda do amplificador. Esta entrada é amplificada e a saída é retroalimentada na entrada, onde sofre maior amplificação[15]. O processo continua indefinidamente até que a amplitude de sinal sature o meio de ganho do amplificador óptico: o incremento do sinal é limitado pela saturação do ganho do amplificador, e o sistema alcança um estado estável quando o sinal de saída é criado na frequência do amplificador ressonante.

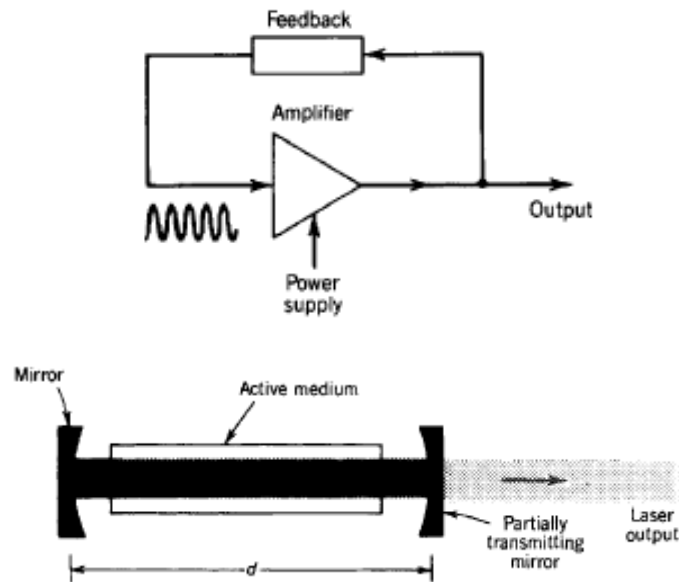


Figura 3. Oscilador óptico [15].

Para que a oscilação possa ocorrer, duas condições são necessárias:

- O ganho do amplificador deve ser maior do que a perda do sistema de retroalimentação.
- O deslocamento total da fase em uma ida e volta deve ser múltiplo de 2π para que a fase na entrada da retroalimentação seja igual à fase original da entrada. Esta condição também é conhecida como condição de Fabry-Perot.

Se essas condições são satisfeitas, o sistema torna-se instável dando lugar à oscilação. Uma vez que a potência no oscilador aumenta, o ganho do amplificador satura e diminui o seu valor inicial. Uma condição estável é alcançada quando o

ganho no meio de amplificação equilibra as perdas totais[18] (ver Figura 4). O ganho compensa as perdas e o ciclo de amplificação e retroalimentação é repetido sem mudar de forma que o estado de oscilação permanece estável.

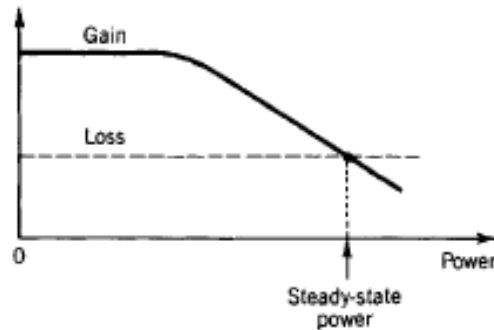


Figura 4. Estado estável da potencia de um laser [15].

Os Lasers tem uma enorme variedade de estruturas e são usados em inumeráveis aplicações científicas e técnicas incluindo interferometria, espectroscopia, imagiologia, litografia, meteorologia, comunicações, radar, refrigeração atômica e processamento de materiais[15]. Lasers são indispensáveis no estudo dos fundamentos de fotônica, bem como em outras áreas da ciência, engenharia e medicina.

2.1.1. Lasers DFB (Distributed Feedback Lasers)

Um laser DBF é similar ao laser Fabry-Perot com a diferença que o DBF tem uma estrutura refletora de Bragg ou rede de difração localizada perto da região ativa da emissão de luz[19]. Além disso, os lasers DBF não usam dois espelhos para formar sua cavidade óptica (como fazem os lasers convencionais). A rede de difração atua como o elemento seletivo de comprimento de onda para um dos espelhos e proporciona a retroalimentação, o que permite que a luz seja refletida novamente na cavidade para formar o ressonador. A rede de difração está construída de tal modo que possa refletir somente em uma faixa estreita de comprimentos de onda, permitindo, portanto, que o laser emita em um único modo.

2.1.2. ECDL (External Cavity Diode Laser)

Um diodo laser de cavidade externa é baseado em um diodo laser de forma que sua cavidade ressonante seja completada com elementos ópticos externos[20]. O diodo laser é usado como meio de ganho. O set up do ECDL é mostrado na Figura 5.

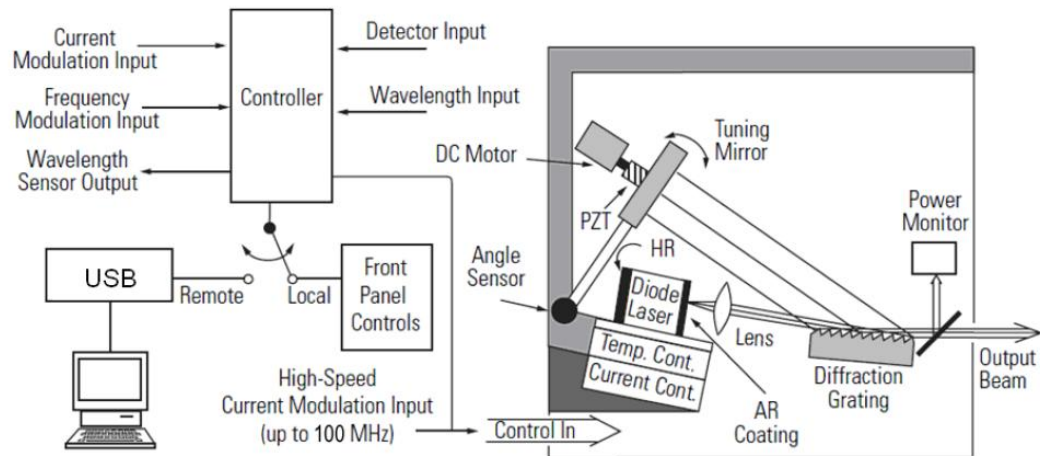


Figura 5. Setup de um diodo laser com cavidade externa [21]

Um extremo do laser tem um revestimento de alta refletividade (HR) que atua como um espelho da cavidade externa. O outro extremo do diodo tem um revestimento anti-reflexivo (AR).

O raio que sai do diodo laser é colimado por uma lente antes de interagir com a rede de difração. A posição da rede de difração está fixa com respeito ao diodo. Após a rede de difração, uma parte do raio é direcionada ao espelho sintonizável e a posição deste espelho determina o comprimento de onda de operação do laser[21].

O espelho sintonizável está montado em um braço rígido e um sensor de ângulo perto do eixo do braço fornece os dados do comprimento de onda. O outro extremo do braço é movido por um motor DC e um transdutor piezoelétrico (PZT). O motor DC faz ajustes grossos do comprimento de onda enquanto o PZT é usado para fazer movimentos finos, a micro escala (comprimento de onda com precisão ajustável de sub angstroms). Finalmente uma pequena fração do raio vai para um monitor, onde as leituras são mostradas no painel frontal do controlador.

2.2. Interferência

A interferência é baseada no princípio de superposição. Quando duas ou mais ondas ópticas estão presentes simultaneamente na mesma região do espaço, a função de onda total é a soma de cada função de onda individual. Esse princípio de superposição básico resulta da linearidade da equação de onda e não é aplicável na intensidade óptica[15]. A intensidade da superposição de duas ou mais ondas não é necessariamente a soma de todas as suas intensidades.

Um feixe de luz é uma onda eletromagnética que se propaga. Assumindo uma onda plana linearmente polarizada, que se propaga no vácuo na direção z , o campo elétrico E pode ser representado em qualquer ponto por uma função senoidal de distância e do tempo[22],

$$E = a \cos [2\pi\nu(t - z/c)] \quad (1)$$

onde a é a amplitude, ν a frequência e c é a velocidade de propagação da onda. Em um meio com índice de refração n , a luz se propaga com velocidade,

$$v = c/n. \quad (2)$$

Assumindo que todas as operações de E são lineares, é mais simples usar funções complexas e depois tomar a parte real no final dos cálculos,

$$E = a \exp(-i\phi) \exp(i2\pi \nu t) \quad (3)$$

Sendo,

$$\phi = 2\pi\nu z/v, \quad (4)$$

a equação (3) se pode reescrever como

$$E = A \exp(i2\pi \nu t), \quad (5)$$

onde,

$$A = a \exp(-i\phi) \quad (6)$$

é conhecida como a amplitude complexa do campo eletromagnético.

Pelo fato da observação direta das ondas de luz de frequências extremamente altas não ser possível, a única quantidade que pode ser medida é a intensidade[22], que é proporcional ao valor médio do campo elétrico ao quadrado.

$$I = |A|^2 \quad (7)$$

2.2.1. Interferência de duas ondas de igual frequência

Se duas ondas monocromáticas que são propagadas na mesma direção e polarizadas no mesmo plano se superpõem em um ponto P , o campo elétrico total nesse ponto é,

$$E = E_1 + E_2, \quad (8)$$

Onde E_1 e E_2 são os campos elétricos das duas ondas. Se as duas ondas tem a mesma frequência, a intensidade nesse ponto é,

$$I = |A_1 + A_2|^2, \quad (9)$$

Onde $A_1 = a \exp(-i\phi_1)$ e $A_2 = a \exp(-i\phi_2)$ são as amplitudes complexas das duas ondas. Consequentemente,

$$\begin{aligned} I &= A_1^2 + A_2^2 + A_1 A_2^* + A_1^* A_2, \\ I &= I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \Delta\phi, \end{aligned} \quad (10)$$

Onde I_1 e I_2 são as intensidades no ponto P devido às duas ondas agindo separadamente, e $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ é a diferença de fase entre elas.

Existe intensidade máxima, ou interferência construtiva, quando,

$$\Delta\phi = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots$$

Existe intensidade mínima, ou interferência destrutiva, quando,

$$\Delta\phi = \pm\pi, \pm3\pi, \pm5\pi, \dots$$

2.2.2. Interferência de duas ondas de diferentes frequências

O tempo de coerência da luz proveniente de um laser poder ser suficientemente longo de forma que seja possível observar o batimento da luz de dois lasers que operam em frequências diferentes [23]. O batimento é produzido pela combinação dos feixes dos dois lasers e o campo elétrico resultante no detector pode ser representado pela vibração real[22],

$$E(t) = E_1(t) + E_2(t), \quad (11)$$

Onde $E_1(t)$ e $E_2(t)$ são as vibrações reais correspondentes aos dois campos sobrepostos. Essas vibrações são

$$E_1(t) = a_1 \cos(2\pi\nu_1 t + \phi_1); \quad (12)$$

$$E_2(t) = a_2 \cos(2\pi\nu_2 t + \phi_2), \quad (13)$$

Sendo a_1 e a_2 as amplitudes, ν_1 e ν_2 as frequências, e ϕ_1 e ϕ_2 as fases das duas ondas.

A intensidade $I(t)$ é proporcional a $[E(t)]^2$. Portanto,

$$\begin{aligned} I(t) &= [E_1(t) + E_2(t)]^2 \\ I(t) &= (1/2)(a_1^2 + a_2^2) \\ &\quad + (1/2) [\cos 2(2\pi\nu_1 t + \phi_1) \\ &\quad + \cos 2(2\pi\nu_2 t + \phi_2)] \\ &\quad + a_1 a_2 \cos[2\pi(\nu_1 + \nu_2)t + \phi_1 + \phi_2] \\ &\quad + a_1 a_2 \cos[2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + \phi_1 - \phi_2]. \end{aligned} \quad (14)$$

A segunda e terceira expressões da equação (14) ($(1/2) [\cos 2(2\pi\nu_1 t + \phi_1) + \cos 2(2\pi\nu_2 t + \phi_2)]$) e $(a_1 a_2 \cos[2\pi(\nu_1 + \nu_2)t + \phi_1 + \phi_2])$ correspondem aos componentes oscilatórios das frequências $2\nu_1$, $2\nu_2$ e $(\nu_1 + \nu_2)$ que são muito altas de forma que o detector não é capaz de detectá-las. Portanto, a equação (14) se reduz a:

$$I(t) = (1/2)(a_1^2 + a_2^2) + a_1 a_2 \cos[2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + \phi_1 - \phi_2], \quad (15)$$

Que é equivalente a

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos[2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + \phi_1 - \phi_2]. \quad (16)$$

2.3. Fontes e Detectores

2.3.1. Antenas Dipolo

A antena dipolo é a mais simples das antenas de rádio e consiste em um fio condutor cujo comprimento é a metade do comprimento de onda máximo que a antena é capaz de gerar ou detectar ($\lambda/2$). O fio condutor é dividido em duas partes iguais que são separadas por um isolador[24] como mostra a Figura 6.

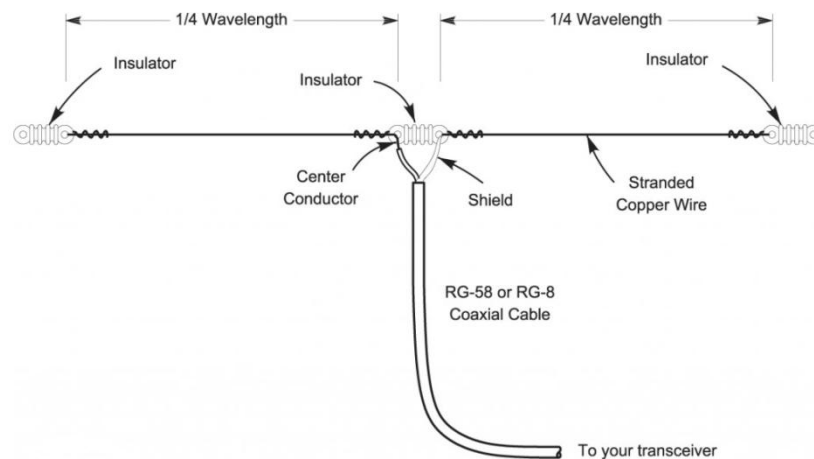


Figura 6. Antena dipolo básica [25]

A distribuição de corrente e radiação em uma linha de transmissão de dois fios (ver Figura 7) é produzida da seguinte forma: o movimento das cargas cria uma onda propagante de corrente (traveling wave current) de magnitude $I_0/2$ ao longo de cada fio; quando a corrente chega no final de cada fio, experimenta uma reflexão completa; a onda propagante refletida é combinada com a onda incidente formando, em cada fio, uma onda estacionária padrão[26]; a corrente em cada fio passa por uma reversão de fase de 180° entre os semiciclos adjacentes (inversão de direção da flecha na Figura 7); finalmente, a linha de transmissão de dois fios pode tomar a forma mostrada na Figura 8 correspondente à antena dipolo, onde a corrente é máxima quando o comprimento é $\lambda/2$.

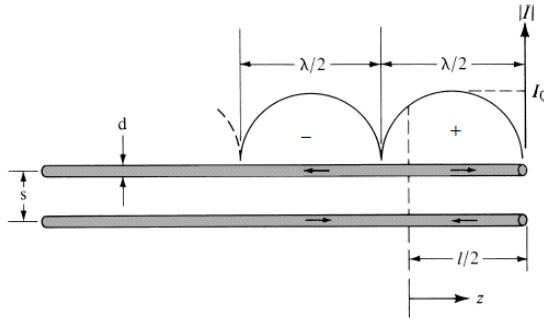


Figura 7. Linha de Transmissão de dois fios [26]

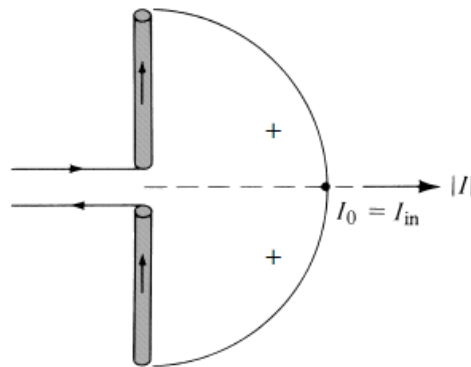


Figura 8. Distribuição de corrente de uma antena dipolo para $l = \lambda/2$ [26]

PUC-Rio - Certificação Digital N° 1413514/CA

2.3.2. Misturadores ópticos

Um misturador óptico consiste em duas fontes independentes de lasers sintonizáveis produzindo uma diferença de frequência em uma determinada região de EHF através do fenômeno de interferência de duas ondas de diferentes frequências (como foi explicado no capítulo 2.2.2). Dois feixes de laser com diferentes frequências iluminam uma antena transmissora (PA) como é mostrado na Figura 9.

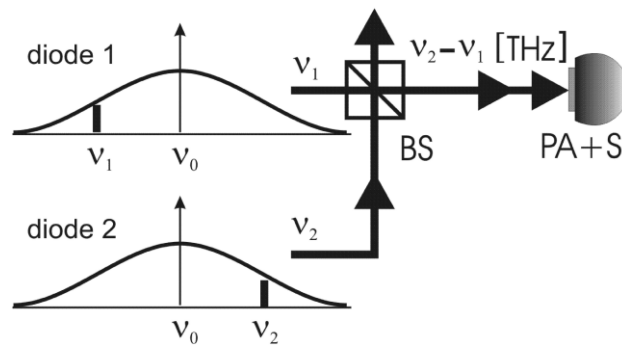


Figura 9. Dois feixes de luz interferindo na antena transmissora (PA)[27]

O transmissor é uma antena dipolo com um bias DC em forma de bow tie [28], a qual está impressa sobre uma estrutura nanométrica de InGaAs e está ligada a lentes de silício (Si) semiesféricas com o fim de colimar a onda emitida como mostrado na Figura 10. Quando chega luz no semiconductor são criadas portadoras de tal forma que a corrente elétrica é proporcional à intensidade da luz. O tempo de vida das portadoras é muito curto o que permite uma modulação muito rápida da intensidade da luz. Assim, o batimento dos dois lasers é convertido diretamente numa corrente senoidal de alta frequência, cuja frequência é a diferença entre as duas frequências ópticas gerando assim uma onda de EHF[2].

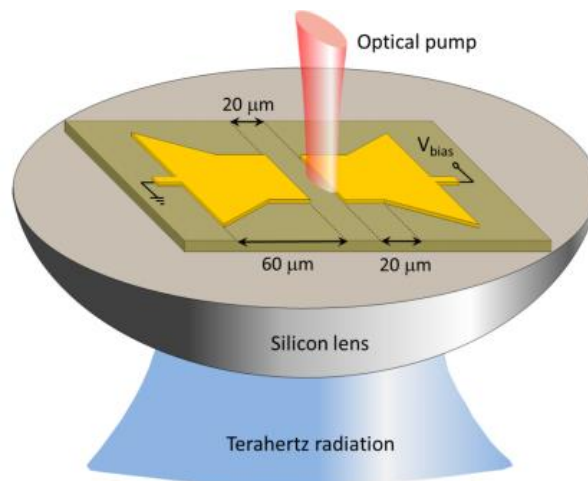


Figura 10. Misturador óptico [28].

O receptor tem a mesma estrutura, incluindo outra lente de silício semiesférica em frente da antena bow tie para receber a onda que está chegando do transmissor[28]. A luz de referência que chega na antena receptora (ver Figura 11) tem os mesmos dois tom dos lasers que foram usados no processo de geração, o que indica que a condutividade do material está sendo modulada na mesma frequência da onda EHF recebida. A superposição do campo da onda de EHF e a condutividade induzida pelo material gera uma corrente DC que é proporcional ao campo elétrico da onda EHF[2].

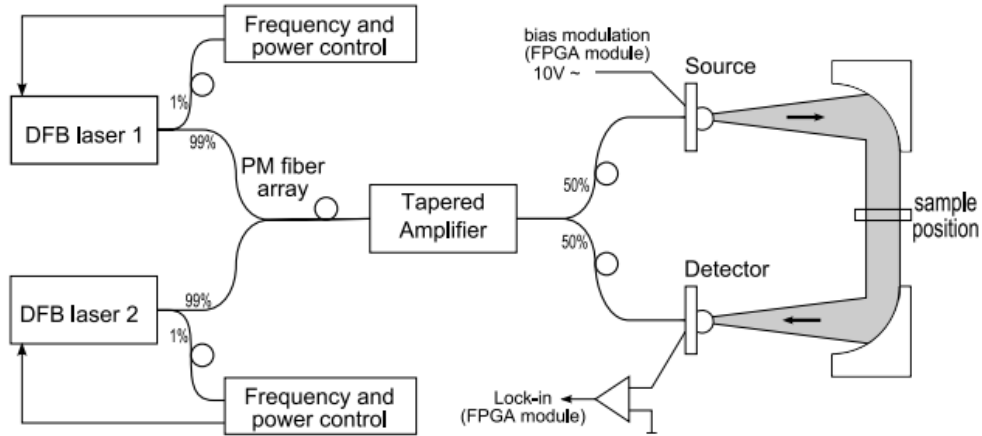


Figura 11. Setup típico da criação e detecção de ondas EHF [29]

De tal forma que tendo dois campos E_1 e E_2 que chegam no transmissor, é tida em conta a distancia l_s que vai desde o amplificador até a antena transmissora.

$$E(l_s, t) = E_1 e^{j(2\pi\nu_1 t + nk_1 l_s + \phi_1)} + E_2 e^{j(2\pi\nu_2 t + nk_2 l_s + \phi_2)} \quad (17)$$

Onde ν_1 e ν_2 são as frequências dos lasers 1 e 2 respectivamente e ϕ_1 e ϕ_2 são as fases relativas de cada sinal ou também um ruído de fase.

Como a condutividade é proporcional à intensidade da luz que chega ao fotodetector, temos que,

$$\sigma(t) \propto I(l_s, t) = E^2(l_s, t) \quad (18)$$

Onde,

$$E^2(l_s, t) = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 e^{j(2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + n(k_1 - k_2)l_s + (\phi_1 - \phi_2))} \quad (19)$$

$$I(l_s, t) = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + n(k_1 - k_2)l_s + (\phi_1 - \phi_2)) \quad (20)$$

$$\sigma(t) = 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(2\pi(V_{EHF})t + n(k_{EHF})l_s + (\phi)) \quad (21)$$

Onde ν_{EHF} é a frequência de EHF que é a diferença das duas frequências ópticas $(\nu_1 - \nu_2)$ e ϕ é $(\phi_1 - \phi_2)$.

Na antena receptora a condutividade é achada da mesma forma, só que tendo em conta a distancia desde o amplificador até a antena receptora l_D , da seguinte forma,

$$E(l_D, t) = E_1 e^{j(2\pi\nu_1 t + nk_1 l_D + \phi_1)} + E_2 e^{j(2\pi\nu_2 t + nk_2 l_D + \phi_2)} \quad (22)$$

Por tanto sua condutividade é,

$$\sigma(t) \propto I(l_D, t) = E^2(l_D, t) \quad (23)$$

Onde,

$$E^2(l_D, t) = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 e^{j(2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + n(k_1 - k_2)l_D + (\phi_1 - \phi_2))} \quad (24)$$

$$I(l_D, t) = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(2\pi(\nu_1 - \nu_2)t + n(k_1 - k_2)l_D + (\phi_1 - \phi_2)) \quad (25)$$

$$\sigma(t) = 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(2\pi(V_{EHF})t + n(k_{EHF})l_D + (\phi)) \quad (26)$$

Na antena transmissora é gerada uma corrente transmitida na frequência de EHF quando é aplicada uma tensão constante na antena. Dita corrente é proporcional ao campo de EHF.

$$E_{EHF}(0, t) \propto i_{tx}(t) \propto \sigma(t)V_{Bias} \quad (27)$$

$$E_{EHF}(0, t) = E_{EHF} e^{j(2\pi\nu_{EHF}t + nk_{EHF}l_S + (\phi))} \quad (28)$$

O campo de EHF que chega na antena receptora além das fases e a diferença de frequência tem uma componente l_S e l_{EHF} que está relacionado com a distancia até o receptor,

$$E_{EHF}(l_{EHF}, t) = E_{EHF} e^{j(2\pi\nu_{EHF}t + k_{EHF}(nl_S + l_{EHF}) + (\phi))} \quad (29)$$

No receptor uma corrente i_{rx} é detectada, a qual resulta de multiplicar a condutividade e o campo de EHF que chega do transmissor.

$$\begin{aligned} i_{rx}(t) &\propto \sigma(t)E_{EHF}(l_{EHF}, t) \\ &= A_{EHF}e^{j(k_{EHF}(nl_S+l_{EHF}-nl_D))} \end{aligned} \quad (30)$$

Onde k_{EHF} e ΔL são,

$$k_{EHF} = \frac{2\pi \nu_{EHF}}{c} \quad (31)$$

$$\Delta L = (nL_S + L_{EHF}) - nL_D \quad (32)$$

É a diferença entre o caminho óptico (L_D) percorrido desde que ocorre o batimento dos lasers até que chega ao receptor de um lado, e o caminho óptico (L_S) desde o batimento dos lasers até o transmissor mais o caminho de EHF (L_{THz}) que vai desde o transmissor até o receptor do outro lado.

Finalmente, a corrente detectada no receptor i_{rx} depende da amplitude do campo elétrico de EHF (A_{EHF}), e da diferença de fase ($\Delta\varphi$) entre a onda de EHF e o sinal de batimento dos lasers que chega na antena receptora [29]. A qual é detectada e amplificada com um Lock-in amplifier.

$$i_{rx} \propto A_{EHF} \cos(\Delta\varphi) = A_{EHF} \cos\left(\frac{2\pi\Delta L\nu_{EHF}}{c}\right) \quad (33)$$

Nesta construção matemática foi considerada uma fase fixa para os lasers. No caso mais geral, a fase tem uma componente variável aleatória dada pela largura de linha do laser, de modo que os termos de fase não se cancelam exatamente porque não correspondem a tempos iguais. Assim, a expressão final da corrente detectada deve incluir um termo de fase aleatório, correspondente ao ruído de fase dos lasers.

O lock-in amplifier é um dispositivo usado para detectar e medir sinais AC muito pequenos, o qual consegue fazer medidas muito precisas mesmo que o sinal esteja imerso no ruído. Este dispositivo usa uma técnica conhecida como PSD (Phase Sensitive Detection) que detecta o sinal numa específica frequência de referencia e fornece amplitude do sinal e a fase relativa entre o sinal e a referência. Sinais com ruído em frequências diferentes à frequência de referência são rejeitadas e não afetam as medições [30].

2.4. Modulação de EHF

2.4.1. Modulação em Frequência

Na modulação em frequência, a amplitude da portadora permanece constante e a frequência é mudada pelo sinal modulador. À medida que a amplitude do sinal de informação varia, a frequência da portadora se altera proporcionalmente. [31]. A quantidade de mudanças na portadora produzidas pelo sinal modulador é conhecido como *desvio de frequência* f_d , e o máximo desvio de frequência ocorre na amplitude máxima do sinal modulador [31]. A frequência do sinal modulador determina a taxa de desvio de frequência ou quantas vezes por segundo a frequência da portadora se desvia a cima ou abaixo da frequência central. Sendo o sinal modulador

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t), \quad (34)$$

a frequência instantânea do sinal resultante de FM é

$$f_i(t) = f_c + k_f A_m \cos(2\pi f_m t) = f_c + f_d \cos(2\pi f_m t), \quad (35)$$

Onde, $f_d = k_f A_m$ é a frequência de desvio.

Usando a equação (35), o ângulo do sinal FM é obtido como

$$\theta_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(t) dt = 2\pi f_c t + \frac{f_d}{f_m \text{sen}(2\pi f_m t)}, \quad (36)$$

Onde f_c/f_m é chamado o índice de modulação e é definido como a relação do desvio de frequência f_d e a frequência de modulação f_m . O índice de modulação é denotado por,

$$\beta = f_d/f_m. \quad (37)$$

Assim,

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \beta \text{sen}(2\pi f_m t) \quad (38)$$

onde o parâmetro β representa o desvio da fase do sinal FM.

Finalmente, a equação do sinal FM é dada como,

$$s(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \beta \text{sen}(2\pi f_m t)] \quad (39)$$

Na Figura 12 é mostrado um sinal FM, onde podemos observar a variação da frequência do sinal FM quando a amplitude do sinal modulador muda.

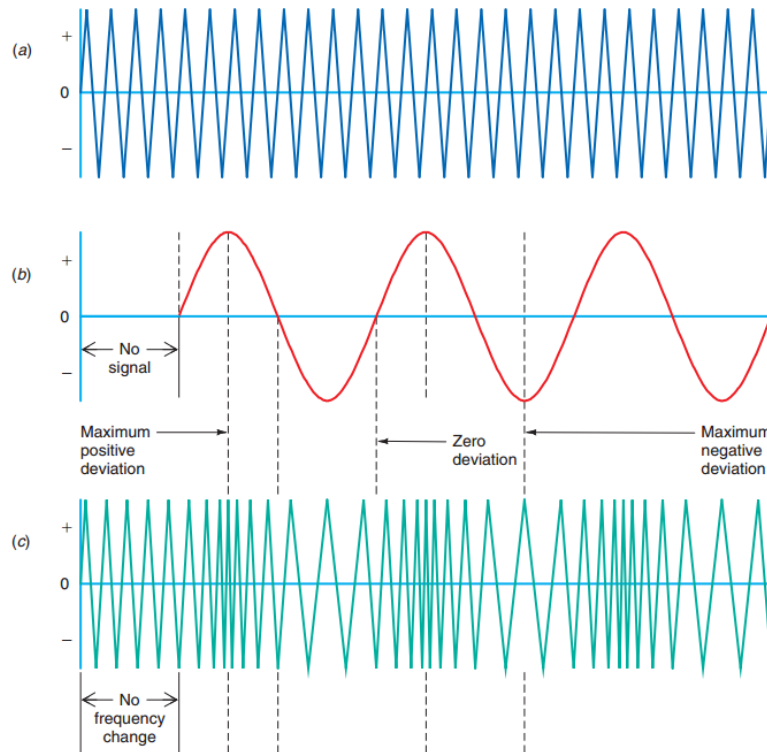


Figura 12. a) Portadora, b) Sinal modulador c) Sinal FM [31]

A Figura 13 mostra o espectro de frequência de um sinal FM. É possível notar que as bandas laterais estão espaçadas da portadora f_c e uma da outra por uma frequência igual à frequência de modulação. Por exemplo, se a frequência de modulação é 1 kHz, o primeiro par de bandas laterais está a cima e abaixo da portadora por 1000 Hz, o segundo par de bandas laterais está a cima e abaixo da portadora por 2000 Hz, e assim sucessivamente.

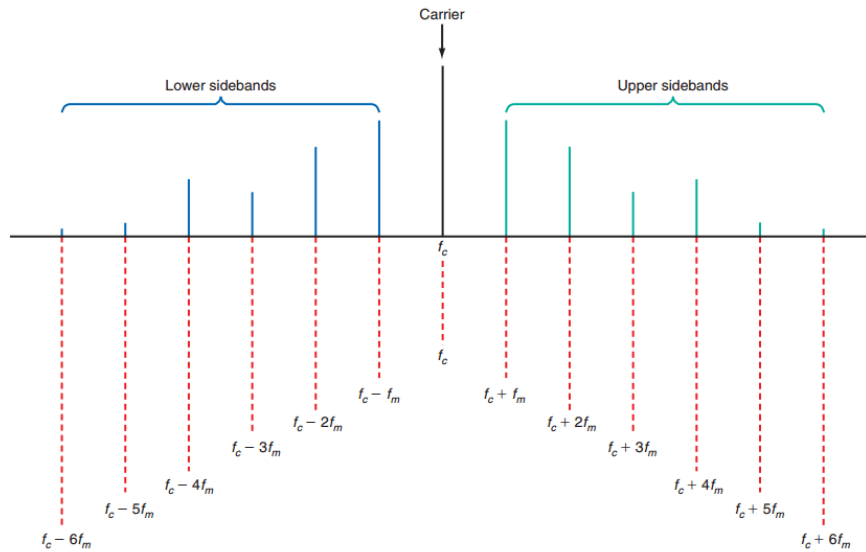


Figura 13. Espectro de frequência de um sinal FM [31]

2.4.2. Modulação de Fase

PM (phase modulation) e FM (frequency modulation) são duas modulações parecidas. Em ambos casos, a fase total do ângulo (θ) do sinal modulado varia. Em uma onda FM, a fase total muda devido às variações em frequência da portadora correspondentes às variações de amplitude do sinal modulador[33]. Em PM, a fase total da onda modulada muda devido às variações na fase instantânea da portadora.

A modulação de fase é definida como o processo em que a fase instantânea do sinal da portadora é variado de acordo com a amplitude instantânea do sinal modulador[34]. A Figura 14 mostra a modulação de fase quando o sinal portador é senoidal.

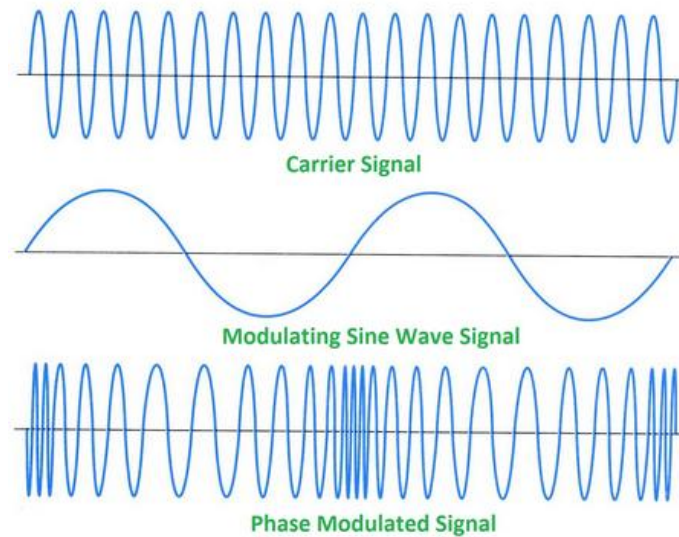


Figura 14. Modulação de fase quando a onda moduladora é senoidal.[34]

Tendo um degrau como sinal modulator, são observadas as variações de fase do sinal modulado quando há mudanças na amplitude como mostra a Figura 15.

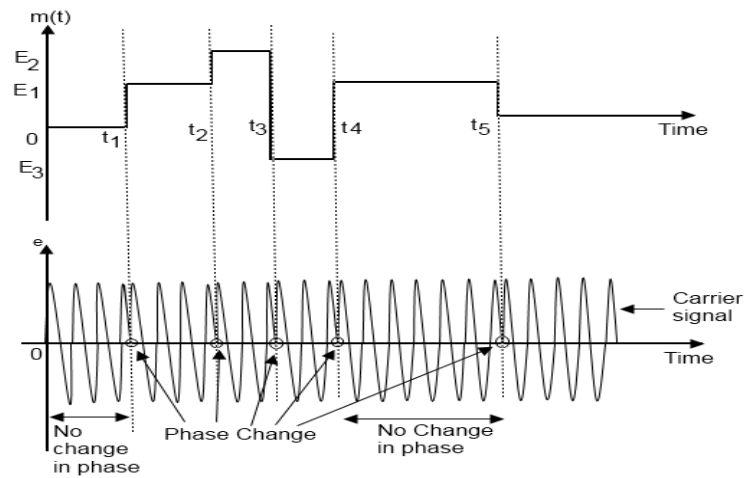


Figura 15. Modulação de fase quando a onda moduladora é um degrau [33].

Considerando o sinal modulator e_m como uma onda senoidal e o sinal da portadora como e_c , temos:

$$e_m = E_m \cos(\omega_m t); \quad (40)$$

$$e_c = E_c \sin(\omega_c t) \quad (41)$$

As fases iniciais da onda portadora e moduladora são ignoradas nas equações (40) e (41) já que no processo de modulação seus valores permanecem constantes. Depois da modulação, contudo, a fase da portadora varia de acordo com o sinal modulador. Depois da modulação a portadora é representada como,

$$e = E_c \sin(\theta), \quad (42)$$

onde θ é a fase instantânea do sinal modulado que varia em proporção ao sinal modulador, que pode ser descrita como:

$$\theta = \omega_c t + K_p e_m, \quad (43)$$

onde K_p é a constante de proporcionalidade da modulação de fase. Substituindo a equação (40) na equação (43) temos,

$$\theta = \omega_c t + K_p E_m \cos(\omega_m t). \quad (44)$$

Na equação (44) o fator $K_p E_m$ é definido como o índice de modulação e é dado como

$$m_p = K_p E_m. \quad (45)$$

e θ é definida como

$$\theta = \omega_c t + m_p \cos(\omega_m t), \quad (46)$$

e a expressão final da modulação de fase é apresentada como

$$e = E_c \sin(\omega_c t + m_p \cos(\omega_m t)). \quad (47)$$

2.4.3. Modulação em Amplitude

Na modulação em amplitude, o sinal modulador varia a amplitude do sinal da portadora. O valor instantâneo da amplitude da portadora muda de acordo com as variações de amplitude e frequência do sinal modulador. A frequência da portadora se mantém constante durante o processo de modulação enquanto sua amplitude varia [34].

Os picos positivos e negativos da portadora variam com o sinal modulador de forma que qualquer aumento ou diminuição na amplitude do sinal modulador causa um aumento ou diminuição em ambos os picos (positivo e negativo) da amplitude da portadora.

Usualmente, a amplitude do sinal modulador deve ser menor do que a amplitude da portadora. Quando a amplitude do sinal modulador é maior que a amplitude da portadora, ocorre distorção e a informação não é corretamente transmitida[31].

O sinal da portadora sem modulação é representada por

$$f_c(t) = \sin(2\pi f_c t). \quad (48)$$

O sinal modulador, por sua vez, é definido como

$$f_m(t) = 1 + \sin(2\pi f_m t). \quad (49)$$

A modulação em amplitude é dada pela multiplicação do sinal da portadora e o sinal modulador

$$f_{AM}(t) = f_m(t) * f_c(t); \quad (50)$$

$$f_{AM}(t) = (1 + \sin(2\pi f_m t)) * \sin(2\pi f_c t). \quad (51)$$

A Figura 16 mostra o sinal modulador, a portadora e o sinal com amplitude modulada no tempo. É possível notar que a amplitude da portadora aumenta ou diminui com a moduladora.

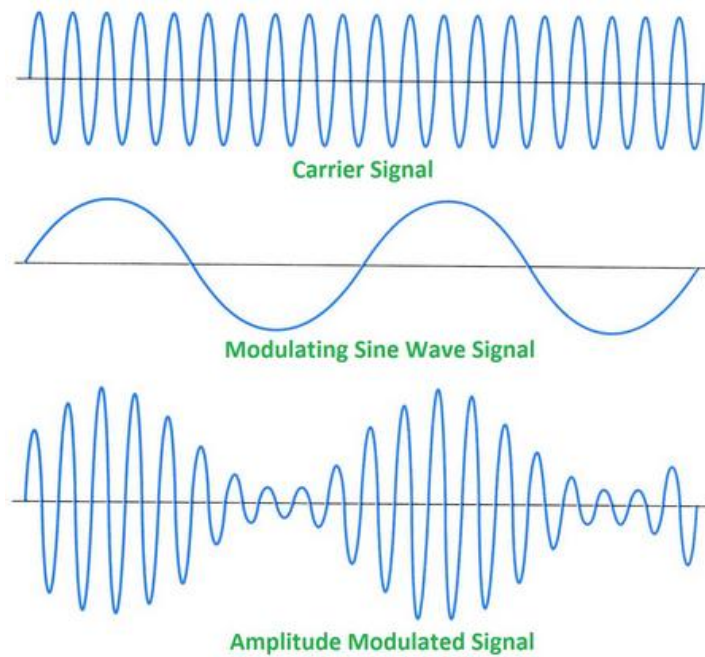


Figura 16. Modulação em amplitude no tempo [34]

Reorganizando a equação (51), temos

$$f_{AM}(t) = \sin(2\pi f_c t) + \frac{1}{2} * \sin(2\pi(f_c + f_m)t) + \frac{1}{2} * \sin(2\pi(f_c - f_m)t) \quad (52)$$

É possível observar que o espectro de frequência da modulação em amplitude contém 3 componentes (ver Figura 17):

- A frequência da portadora f_c
- Uma banda lateral superior ($f_c + f_m$)
- E outra banda lateral inferior ($f_c - f_m$)

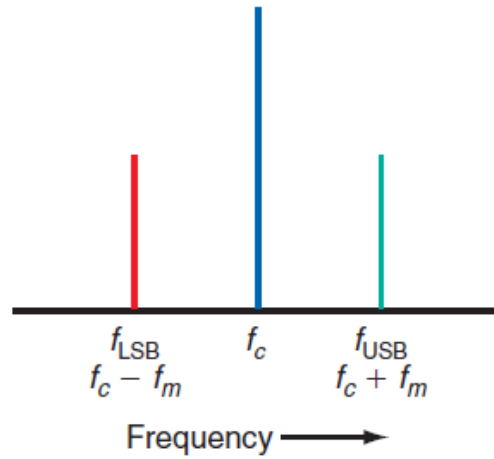


Figura 17. Modulação em amplitude no domínio da frequência [31]

Finalmente, uma comparação da modulação de amplitude no domínio do tempo e frequência são mostrados na Figura 18.

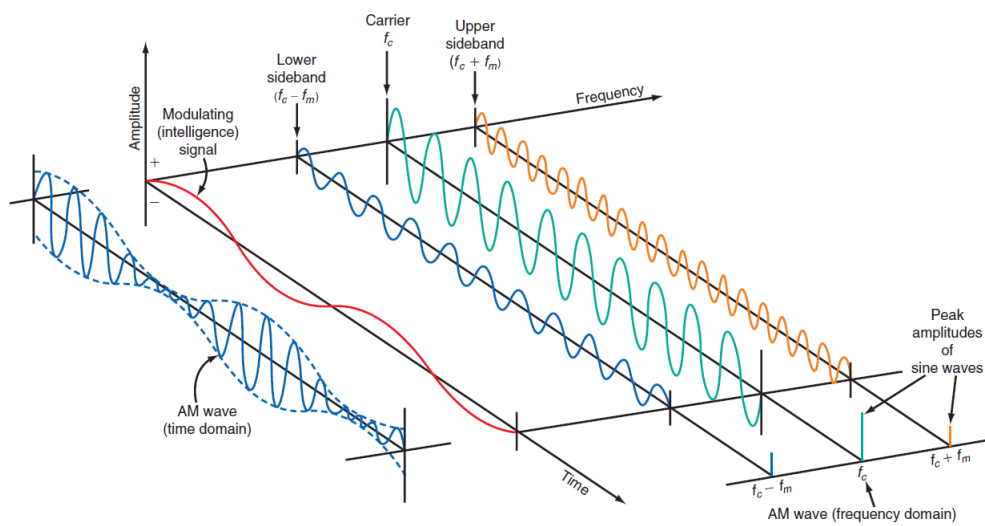


Figura 18. AM no domínio do tempo e frequência.[31]

3 Resultados Experimentais

3.1. Geração e detecção de ondas EHF

O sinal de EHF é gerado e detectado como descrito nas seções anteriores, ou seja, através do batimento de dois lasers (L1 e L2) em ambas a antena transmissora e receptora que é convertido em uma alta frequência. O L1[35] é um laser DFB estabilizado em uma linha de absorção de uma célula de gás de HCN de altíssimo fator de qualidade, e o laser L2 é um laser sintonizável [36] com um comprimento de onda de 1552.12 nm.

O setup da criação e detecção de EHF pode ser descrito de duas formas. A primeira delas é mostrada na onde os lasers L1 e L2 são combinados em um beam splitter, amplificados com um EDFA e finalmente divididos em partes iguais para chegar à antena transmissora e receptora. Os atenuadores situados depois dos lasers cumprem a função de balançar as potências já que os lasers tem potências de saída diferentes, e os atenuadores depois do EDFA atenuam a potência até conseguir o que as antenas suportam (14,7 dBm) [37] [38]

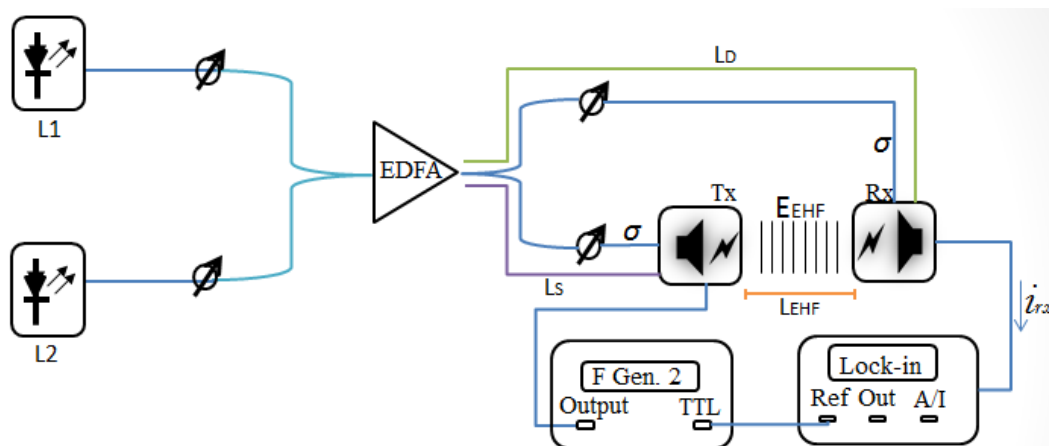


Figura 19. Setup de criação e detecção de ondas de EHF com um EDFA.

A segunda configuração da criação e detecção de EHF é mostrada na Figura 20 e está dada da seguinte forma. A potência dos lasers L1 e L2 é dividida em partes iguais através de dois divisores de feixes ópticos simétricos. Suas metades são combinadas em um combinador de feixes óptico e atenuados de forma que as

potências sejam balanceadas. Os feixes de luz são amplificados por amplificadores de ganho fixo após a interferência e atenuados por atenuadores ópticos variáveis de modo a prover a máxima potência das antenas.

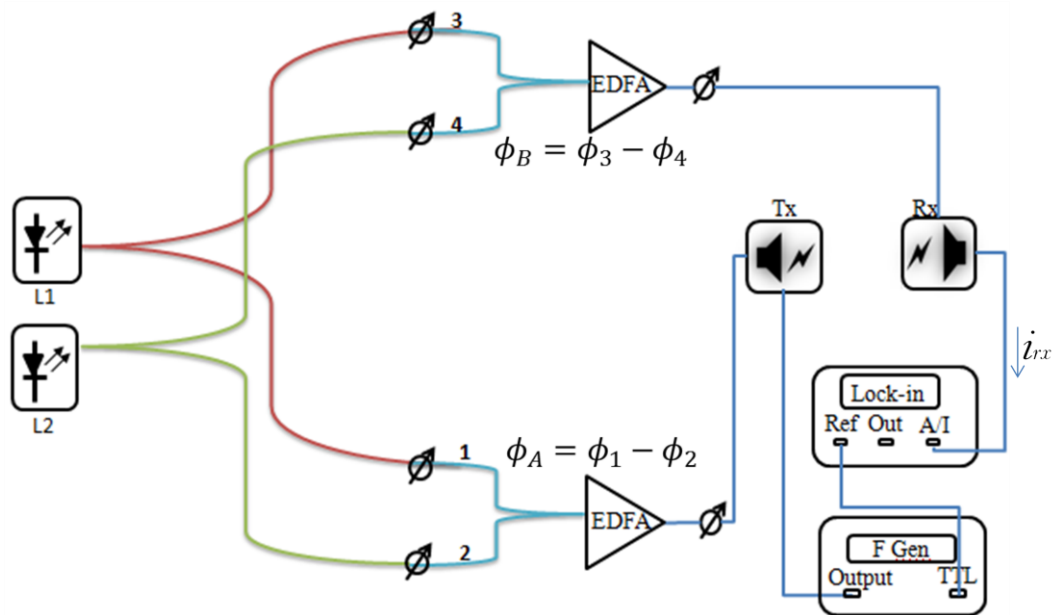


Figura 20. Setup da transmissão e detecção de EHF com dois EDFAs.

A antena transmissora é uma antena dipolo com um bias DC em forma de bow tie. Quando chega luz no semiconductor são criadas portadoras de tal forma que a corrente elétrica é proporcional à intensidade da luz. Assim, o batimento dos dois lasers é convertido diretamente numa corrente senoidal de alta frequência, cuja frequência é a diferença entre as duas frequências ópticas gerando assim uma onda de EHF que é transmitida no espaço livre.

A Figura 21 mostra o espectro dos dois laser quando são juntados nos acopladores 3 e 4, que gera uma frequência de 200 GHz produzida pelo batimento de L1 e L2 na antena.

O sinal de EHF é modulado por uma onda quadrada de 7 kHz e -1.5 V de amplitude. O sinal percorre o espaço livre até o receptor.

O sinal resultante é enviado para o Lock-In, que demodula o sinal de 7 KHz gerando um sinal DC proporcional à amplitude do campo de EHF.

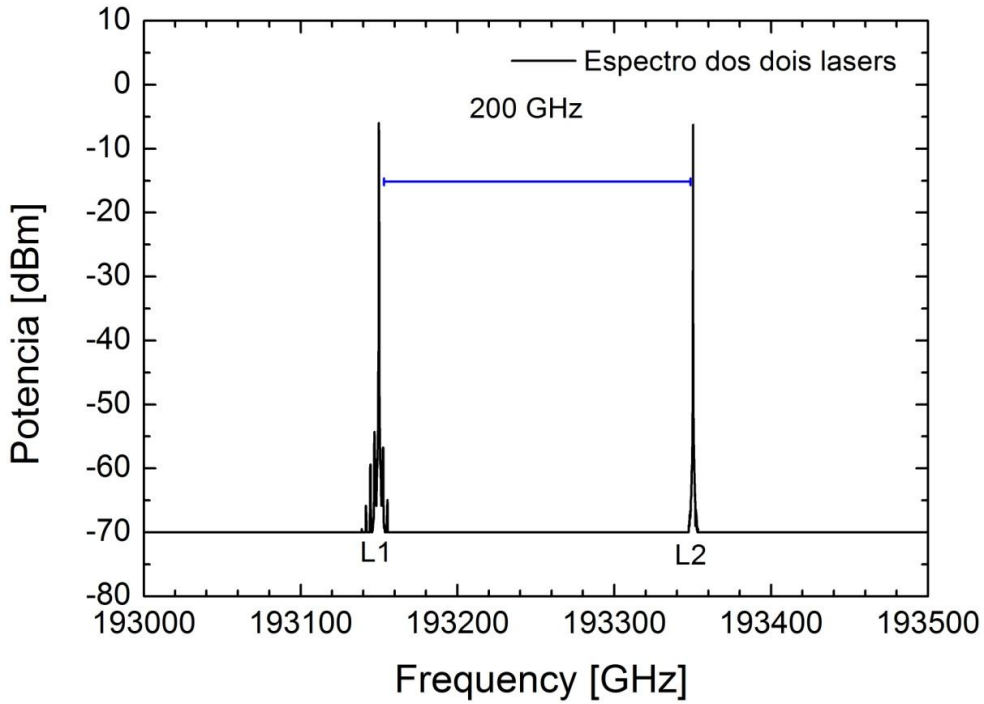


Figura 21. Espectro dos Lasers.

Finalmente como foi explicado acima para a Figura 19, a fotocorrente detectada no receptor i_{ph} depende da amplitude do campo elétrico de EHF (E_{EHF}), e da diferença de fase ($\Delta\varphi$) entre a onda de EHF e o sinal de batimentos dos lasers que chega na antena receptora.[29]

$$i_{ph} \propto E_{EHF} \cos(\Delta\varphi) = E_{EHF} \cos(2\pi\Delta Lv/c) \quad (53)$$

Onde v é a frequência de EHF ($\nu_1 - \nu_2$), c é a velocidade da luz e,

$$\Delta L = (nL_s + L_{THz}) - nL_D \quad (54)$$

No caso da Figura 20 a fotocorrente detectada no receptor i_{ph} também depende da amplitude do campo elétrico de EHF (E_{EHF}), e da diferença de fase ($\Delta\varphi$) onde são incluídos as fases ϕ_A e ϕ_B ,

$$i_{ph} \propto E_{EHF} \cos(\Delta\varphi) \quad (55)$$

Onde,

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\nu_{EHF}}{c} \Delta l + (\phi_A - \phi_B) \quad (56)$$

3.2. Caracterização das antenas

A caracterização das antenas foi realizada com frequências de 100 GHz, 200 GHz, 300 GHz e 400 GHz com o objetivo de analisar seu comportamento em diferentes faixas e, portanto, observar quais são as frequências ótimas para transmissão e sinal.

A distância mínima de separação das antenas R , a partir da qual vale a aproximação de campo distante é dada por:

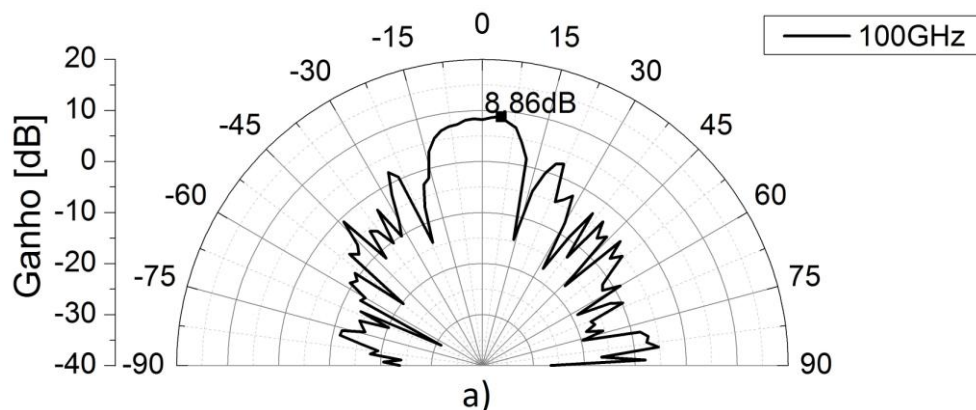
$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (57)$$

Onde D é o diâmetro da antena e λ é o comprimento de onda de EHF.

Para um diâmetro D de 6 mm e comprimentos de onda λ de 3, 1.5, 1 e 0.75 mm para as frequências de 100, 200, 300 e 400GHz respectivamente, a condição de campo distante vale a partir de 2.4, 4.8, 7.2 e 9.6 cm para cada uma das frequências. Para obedecer à condição de campo distante, as antenas foram afastadas de 88 cm.

A caracterização das antenas foi realizada deixando o transmissor fixo e movendo o receptor de -90 a 90 graus cada dois graus.

A Figura 22-a a 24-d mostram o padrão de radiação das antenas usando frequências de 100 a 400 GHz respectivamente. A Tabela 1 elenca os respectivos ganhos e valores de largura do diagrama de radiação, definido com a máxima largura a meia potência, FWHM.



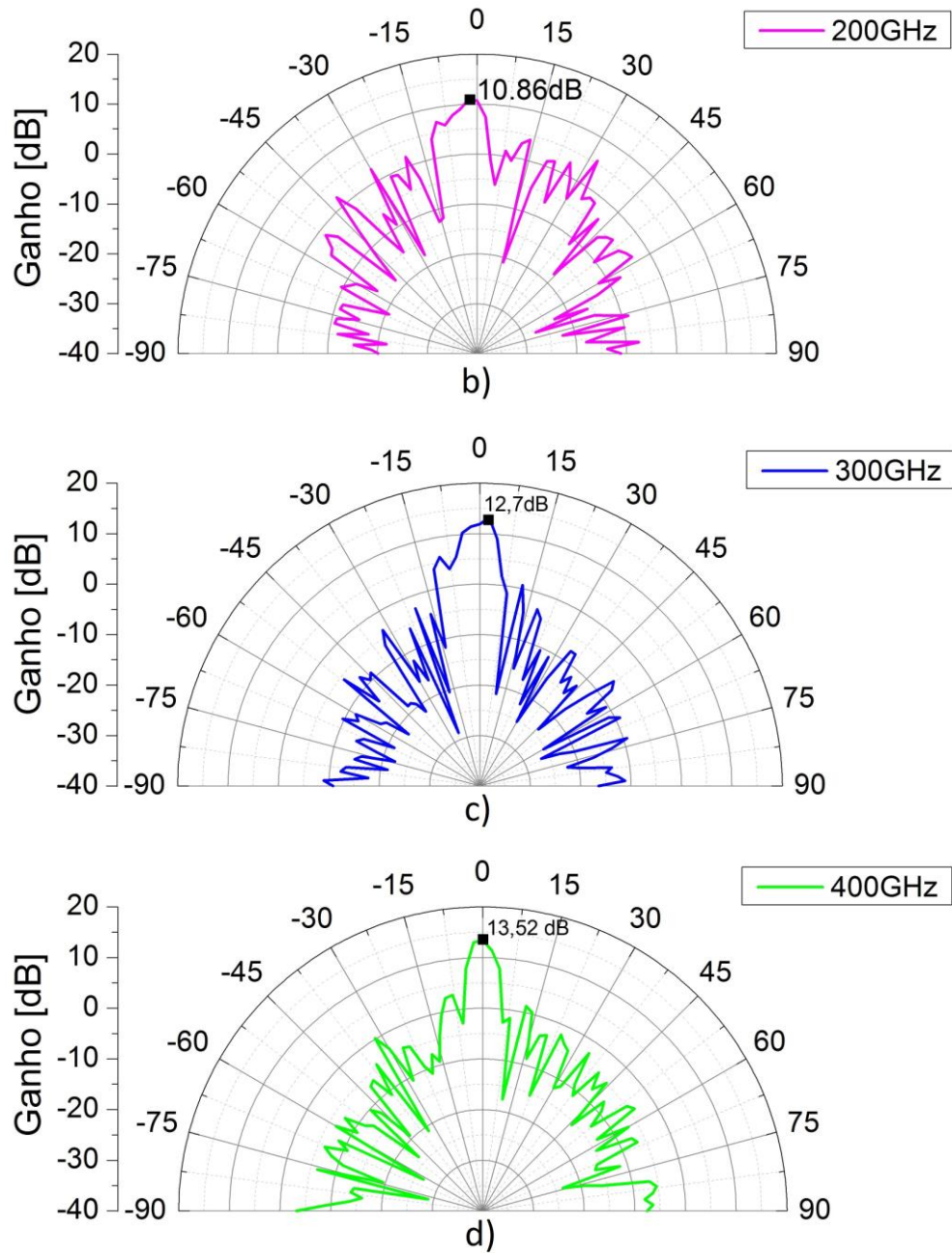


Figura 22. Padrão de radiação das antenas com frequências de a) 100 GHz, b) 200 GHz, c) 300 GHz e d) 400 GHz.

Tabela 1. Valores de Ganho e FWHM das antenas com frequências de 100 a 400 GHz.

Frequência	Ganho (dB)	FWHM (°)
100 GHz	8.86	25.65
200 GHz	10.86	15.11
300 GHz	12.7	14.7
400 GHz	13.52	7.25

Finalmente, sobrepondo o padrão de radiação com todas as frequências é possível observar que quanto maior é a frequência (menor comprimento de onda), maior é o ganho enquanto a largura do diagrama de radiação diminui. Isso indica que, quanto maior é a frequência utilizada, maior é a direcionalidade da antena de EHF.

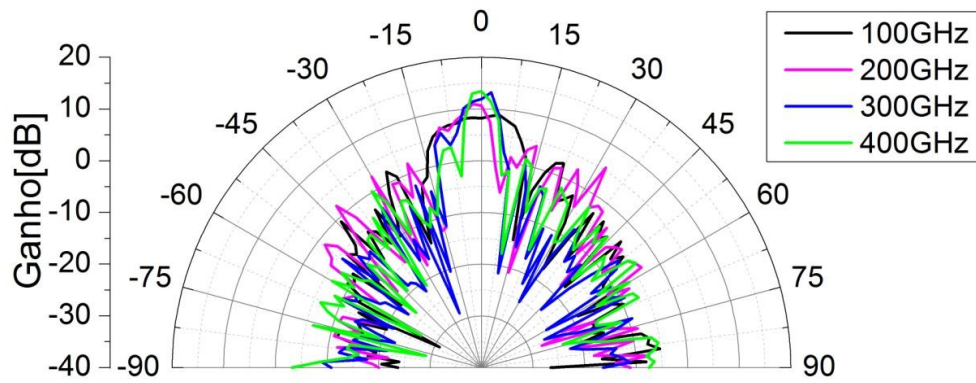


Figura 23. Padrão de radiação da antena com frequências de 100 GHz, 200 GHz, 300 GHz e 400 GHz.

3.3. Técnicas de modulação em EHF

Na modulação de fase ou frequência a fase do sinal portador varia. Por tanto variando distancia entre as antenas L , a frequência $\Delta\nu$ ou as fases ϕ_A e ϕ_B , a corrente detectada é afetada. Essa variação de fase pode ser quantificada a partir da relação entre o sinal de EHF e o sinal modulado (Figura 24). A seguir é detalhado o cálculo de $\Delta\phi$, como indica a equação (65).

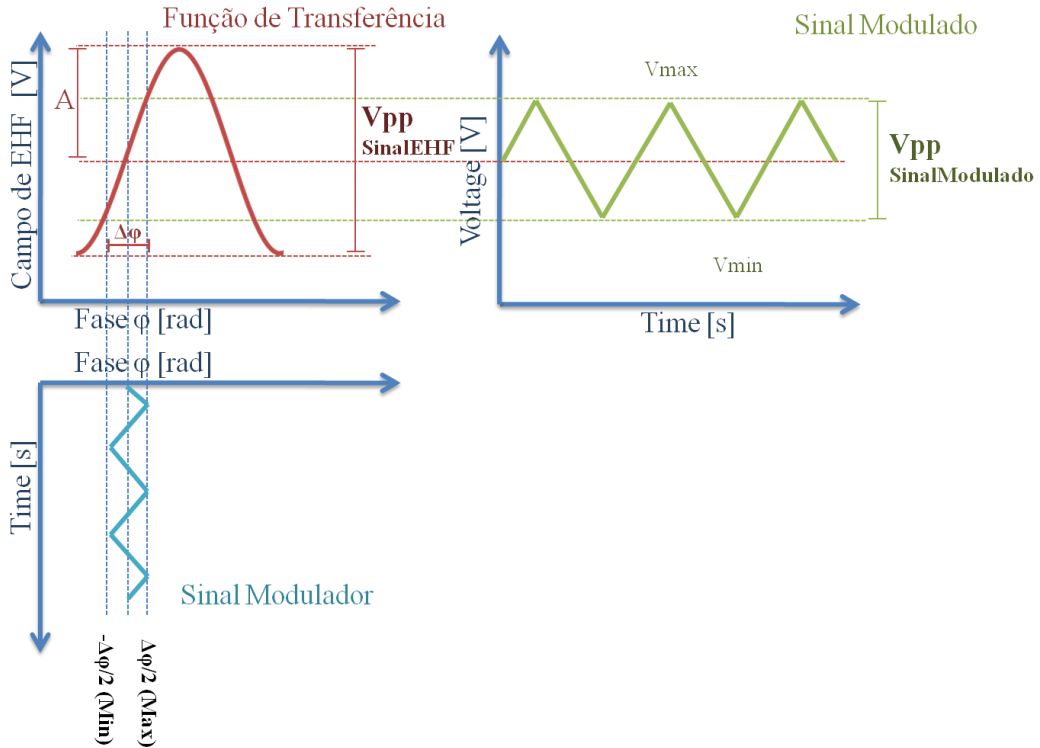


Figura 24. Comportamento da modulação de frequência e fase quando o sinal modulado é simétrico (o ponto zero fica na metade do sinal).

A função de transferência para calcular $\Delta\phi$ quando o sinal modulado de EHF é simétrico é dada por

$$V_{max} = A \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (58)$$

$$V_{min} = A \sin\left(\frac{-\Delta\phi}{2}\right). \quad (59)$$

Sendo $V_{max} = -V_{min}$,

$$V_{pp\text{SinalModulado}} = 2 V_{max} \quad (60)$$

$$V_{ppSinalModulado} = 2A \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad (61)$$

onde A é a amplitude do sinal de EHF,

$$A = \frac{V_{pp_SinalEHF}}{2}. \quad (62)$$

Portanto,

$$V_{ppSinalModulado} = 2 \frac{V_{pp_SinalEHF}}{2} \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \quad (63)$$

$$\sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) = \frac{V_{ppSinalModulado}}{V_{ppSinalEHF}}. \quad (64)$$

Finalmente,

$$\Delta\varphi_{experimental} = 2 \operatorname{sen}^{-1}\left(\frac{V_{ppSinalModulado}}{V_{ppSinalEHF}}\right). \quad (65)$$

Outra forma de achar $\Delta\varphi$ quando o sinal modulado não é simétrico é calculando a diferença entre $\Delta\varphi_{max}$ e $\Delta\varphi_{min}$ como mostrado na Figura 25.

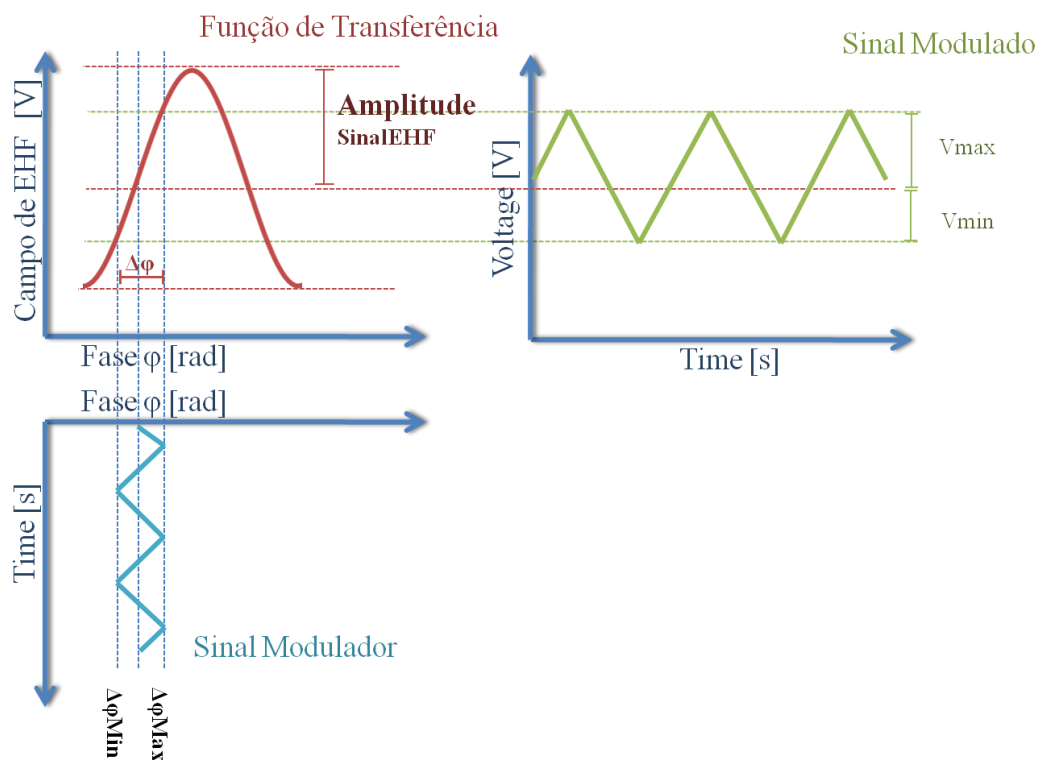


Figura 25. Comportamento modulação de frequência e fase quando o sinal modulado não é simétrico.

Tem-se que,

$$\Delta\varphi_{\max} = \text{sen}^{-1}\left(\frac{V_{\max\text{SinalModulado}}}{\text{Amplitude}_{\text{SinalEHF}}}\right) \quad (66)$$

$$\Delta\varphi_{\min} = \text{sen}^{-1}\left(\frac{V_{\min\text{SinalModulado}}}{\text{Amplitude}_{\text{SinalEHF}}}\right). \quad (67)$$

E, finalmente, o $\Delta\varphi$ resultante é

$$\Delta\varphi_{\text{experimental}} = \Delta\varphi_{\max} - \Delta\varphi_{\min}. \quad (68)$$

3.3.1. Modulação em frequência

Para realizar a modulação em frequência foi usada a configuração da Figura 26. Nela, os dois feixes de laser se combinam em um combinador de feixes óptico e são enviados a um EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) para que sejam amplificados. Após o EDFA, o sinal é dividido por um divisor de feixes óptico em dois feixes com a mesma potência. Antes de serem enviados para as antenas transmissora e receptora, os feixes são atenuados por atenuadores ópticos variáveis. A atenuação é necessária para garantir a potência de operação das antenas (14.7 dBm).

Um dispositivo mecânico capaz de modificar o estado de polarização da luz foi usado para maximizar a luz dos dois laser e garantir que eles batem, já que se eles tiverem polarizações diferentes não conseguiriam bater.

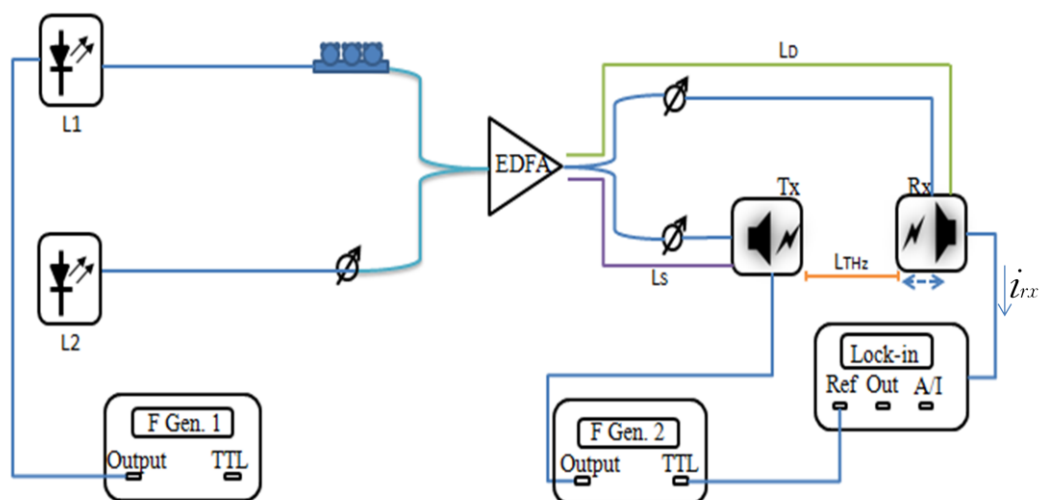


Figura 26. Esquema para a modulação em frequência

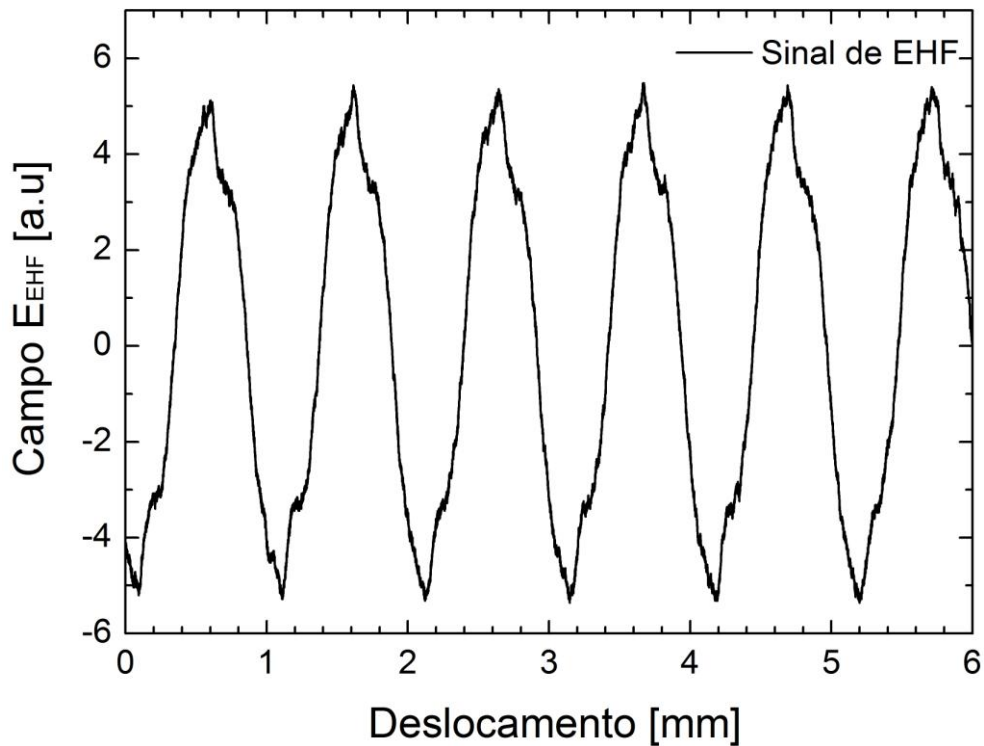
A corrente detectada no transmissor é,

$$i_{ph} \propto E_{EHF} \cos(\Delta\varphi) = E_{EHF} \cos(2\pi L\Delta\nu/c) \quad (69)$$

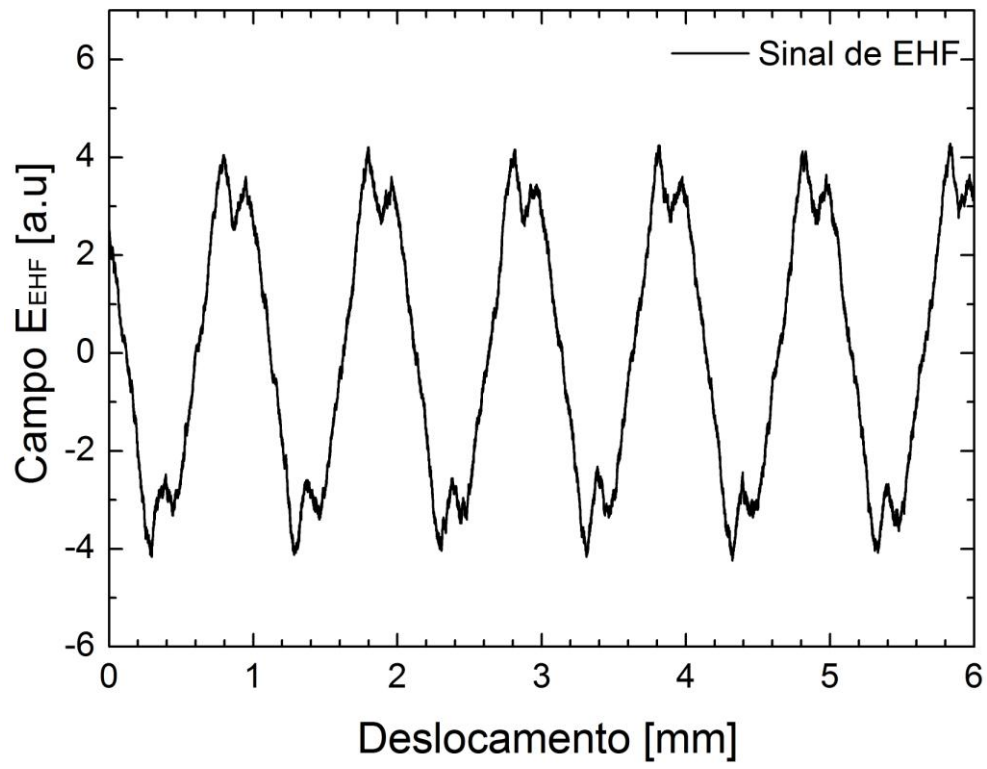
O laser L1 foi modulado em frequência externamente com um gerador de funções. O comprimento de onda que sai do laser varia de ± 200 MHz/V e aceita voltagens de ± 5 V.

O experimento de modulação de frequência foi realizado para diferentes distâncias de separação entre as antenas ($L = 6.1, 9.7, 16.1$ e 21 cm). Por conveniência, os comprimentos das fibras desde a saída do EDFA até as antenas devem ser iguais para que a única diferença de caminho seja L , já que se uma das fibras for menor que a outra, essa distância deve ser compensada no momento de quantificar os resultados, como mostrado na equação (54).

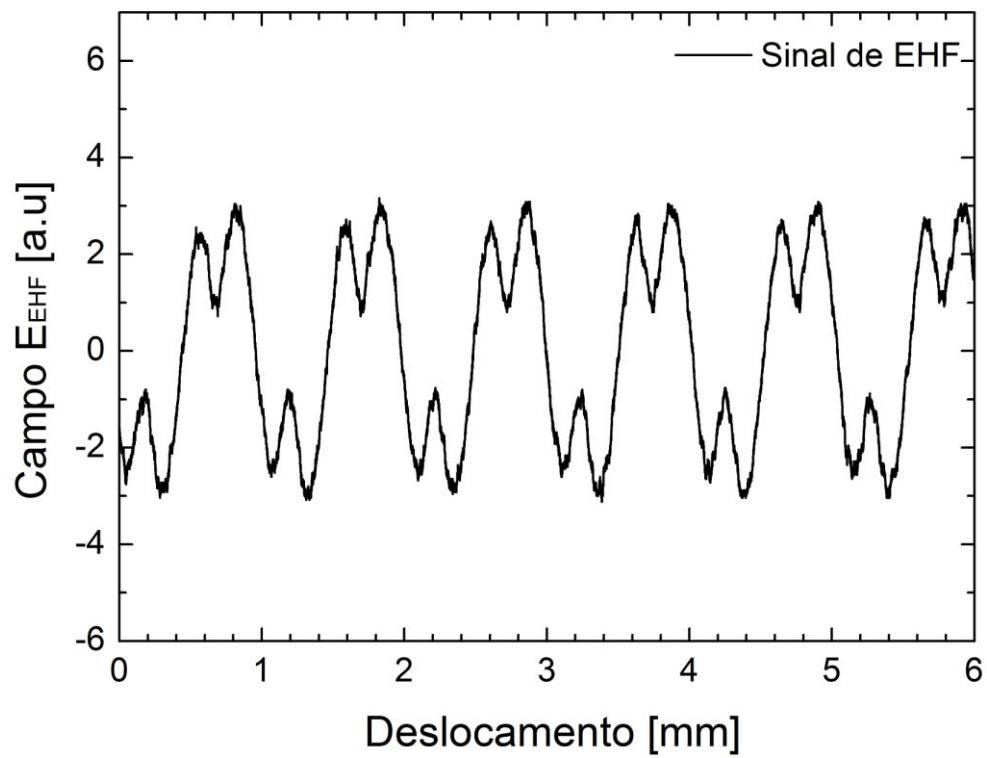
Para determinar a amplitude do sinal de EHF, a antena receptora foi deslocada com um posicionador linear alguns milímetros com uma velocidade constante de tal forma que o sinal de EHF percorre vários comprimentos de onda como mostrado na Figura 27. A partir dos resultados desse experimento os picos máximos e mínimos são calculados.



a)



b)



c)

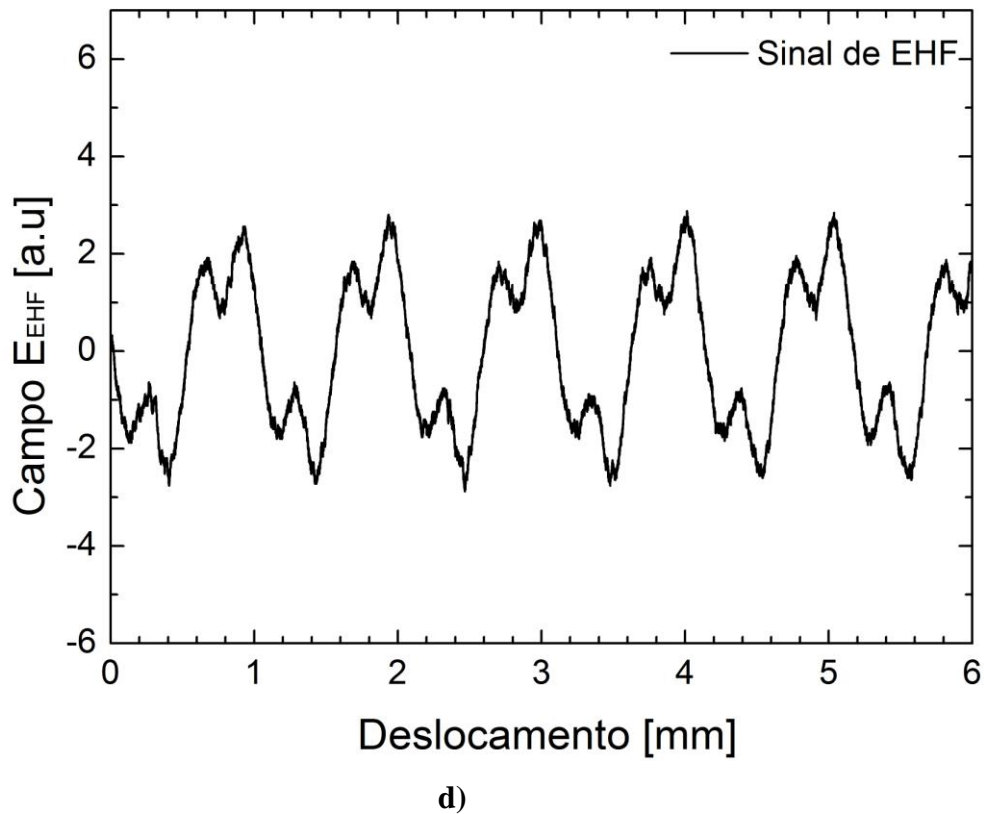
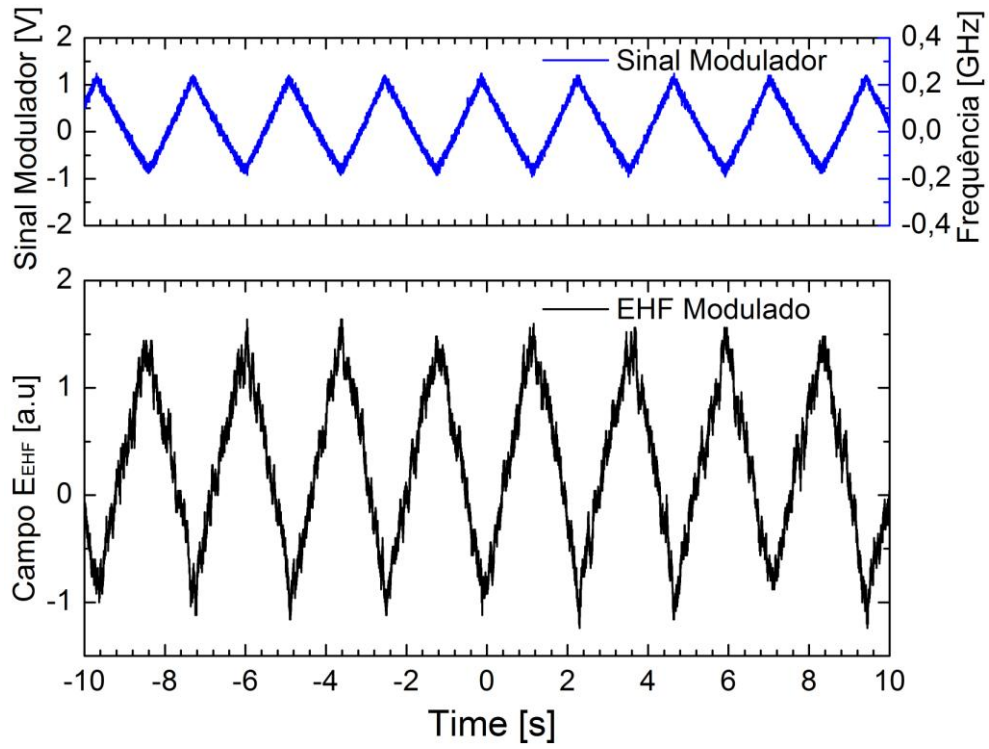


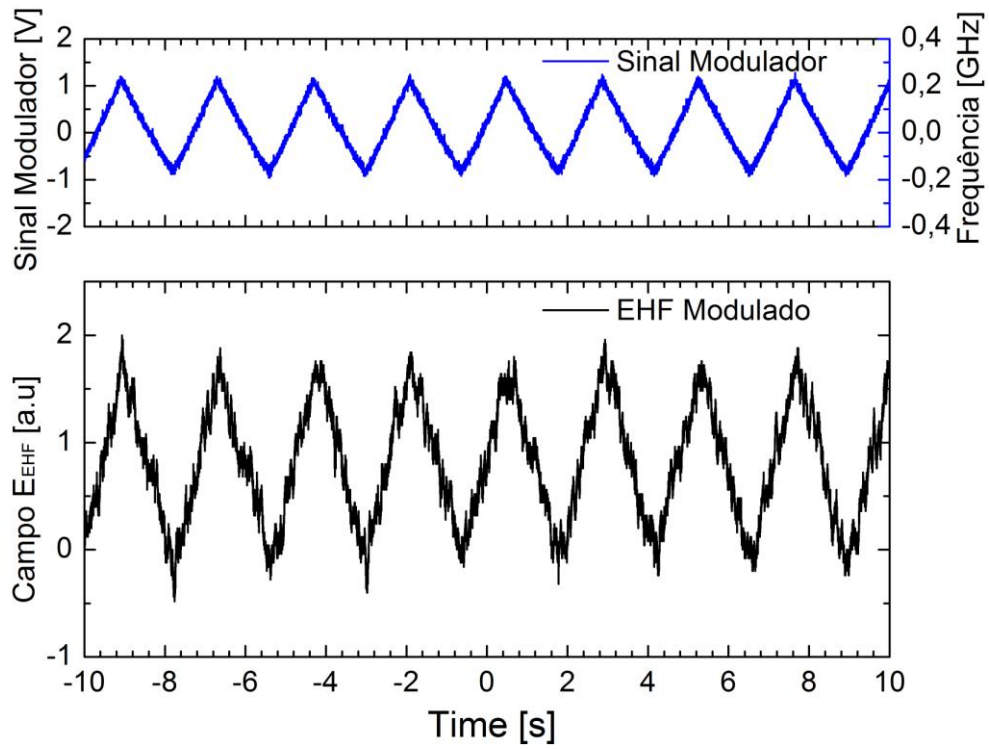
Figura 27. Sinal de EHF quando uma antena está sendo deslocada, com distância de separação entre as antenas de: a) $L = 6.1$ cm, b) $L = 9.7$ cm, c) 16.1 cm e d) 21 cm.

Pode-se observar, na Figura 27, que o sinal de EHF que deveria ser senoidal apresenta picos que correspondem a componentes harmônicas oriundas das reflexões entre as antenas. Para a análise e quantificação de a variação de fase ($\Delta\phi$), o espectro dos sinais da Figura 27 foi calculado através da transformada de Fourier de forma a obter um valor mais exato da amplitude. Isso é possível pois a FFT mostra o sinal em função da frequência e filtra os harmônicos evidenciando a frequência fundamental.

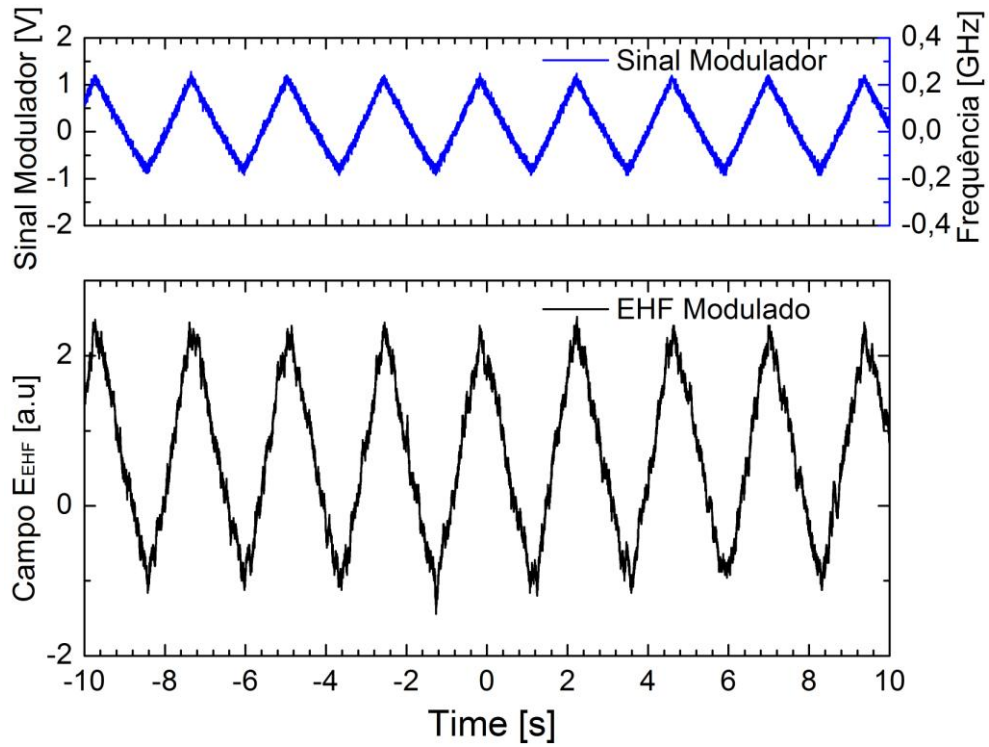
A Figura 28 mostra a modulação em frequência do sinal de EHF (sinal preto) para cada valor de L quando a amplitude do sinal modulador é $2,08$ V (sinal azul).



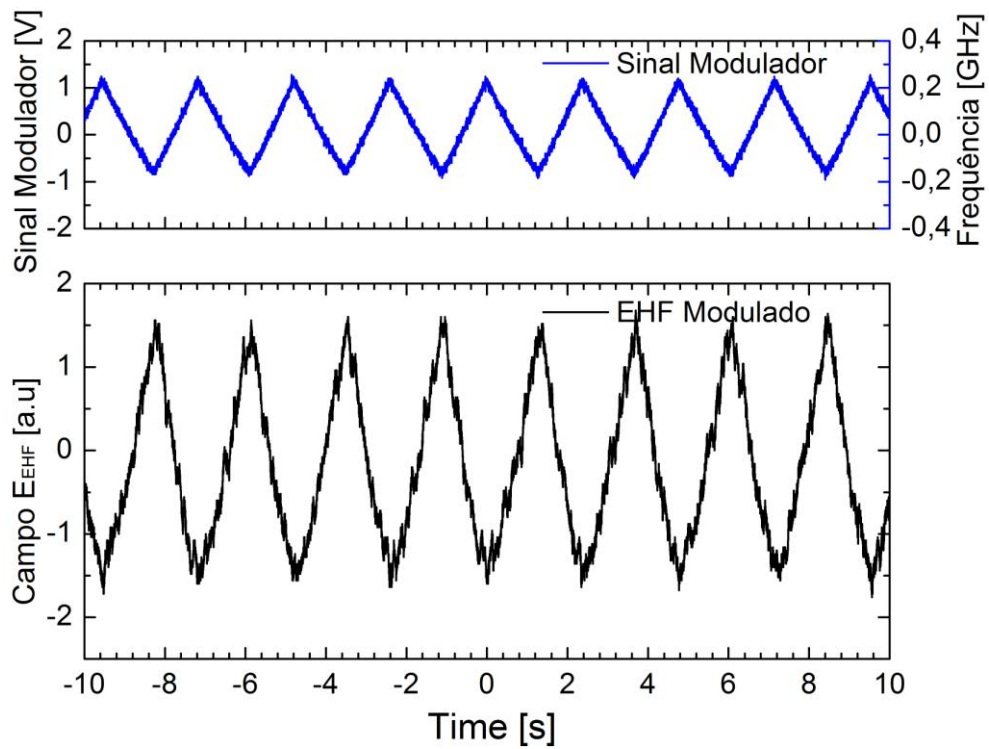
a)



b)



c)



d)

Figura 28. Modulação em frequência de EHF para: a) $L = 6.1$ cm, b) $L = 9.7$ cm, c) 16.1 cm e d) 21 cm

Na Tabela 2 são mostrados os valores experimentais calculados de $\Delta\phi$ partir da equação (65).

Tabela 2. Valores calculados de $\Delta\phi$ (experimentais) da modulação de frequência para diferentes L.

L [cm]	VpSinalEHF [V]	$\Delta\phi_{\max}$ [V]	$\Delta\phi_{\min}$ [V]	$\Delta\phi = (\Delta\phi_{\max} - \Delta\phi_{\min})$ [rad]
6,1	4,95	0,321	-0,195	0,516
9,7	3,62	0,549	-0,075	0,624
16,1	2,49	1,222	-0,409	1,631
21	2,01	0,921	-0,918	1,839

Com o fim de comparar os valores de $\Delta\phi$ obtidos no experimento para cada L, foi calculado $\Delta\phi$ a partir da teoria:

$$\Delta\phi = \Delta k L, \quad (70)$$

onde

$$\Delta k = \frac{2\pi \Delta\nu}{c}. \quad (71)$$

Portanto,

$$\Delta\phi_{\text{teórico}} = \frac{2\pi \Delta\nu}{c} L, \quad (72)$$

sendo c a velocidade da luz e $\Delta\nu$ a frequência de modulação do laser L1 (Modulação[V] x Laser[MHz/V]).

A partir da equação (72) é calculado o $\Delta\phi$ teórico com cada valor de L. A Tabela 3 mostra os resultados,

Tabela 3. Valores calculados de $\Delta\phi$ teórico.

L [cm]	Modulação [V]	Laser [MHz/V]	$\Delta\nu$ [MHz]	Δk [rad/m]	$\Delta\phi$ Calculado [rad.]
6.1	2.08	200	416	8.72	0.532
9.7	2.08	200	416	8.72	0.846
16.1	2.08	200	416	8.72	1.404
21	2.08	200	416	8.72	1.831

Mapeando $\Delta\phi$ medido e calculado em função de L (Figura 29) se observa que $\Delta\phi$ não segue um comportamento linear como esperado segundo a teoria. Podemos explicar isso como consequência da equação de transferência (equação (65)) não ser um seno simples. Como explicado acima, a presença de harmônicos devido às reflexões entre as antenas faz com que função de transferência seja um produto da superposição das funções de transferência associadas a cada harmônico.

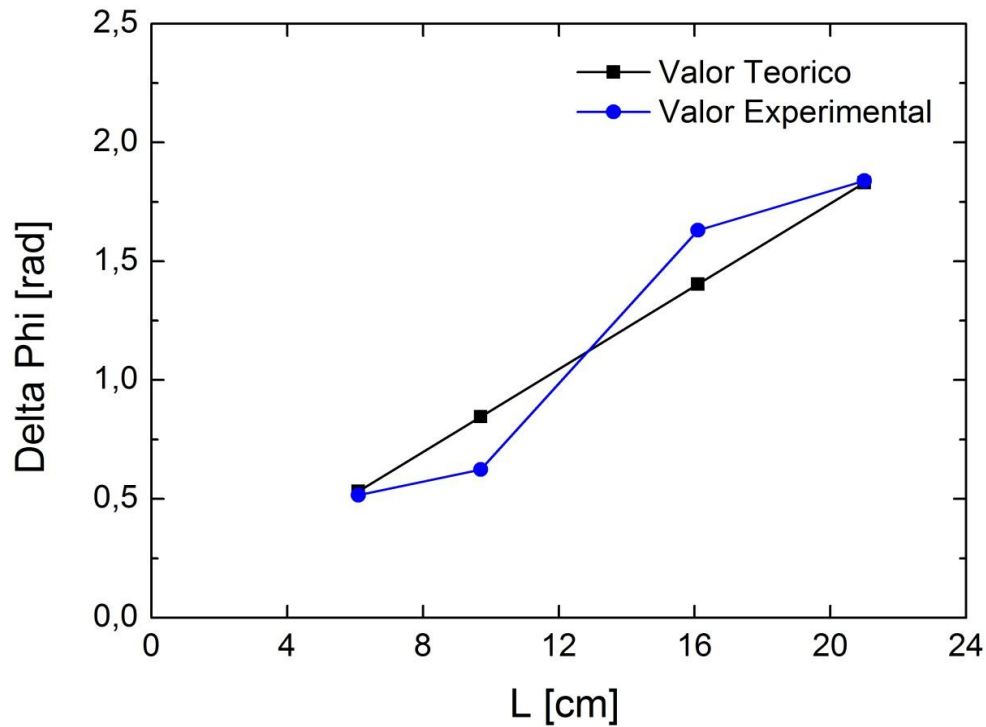


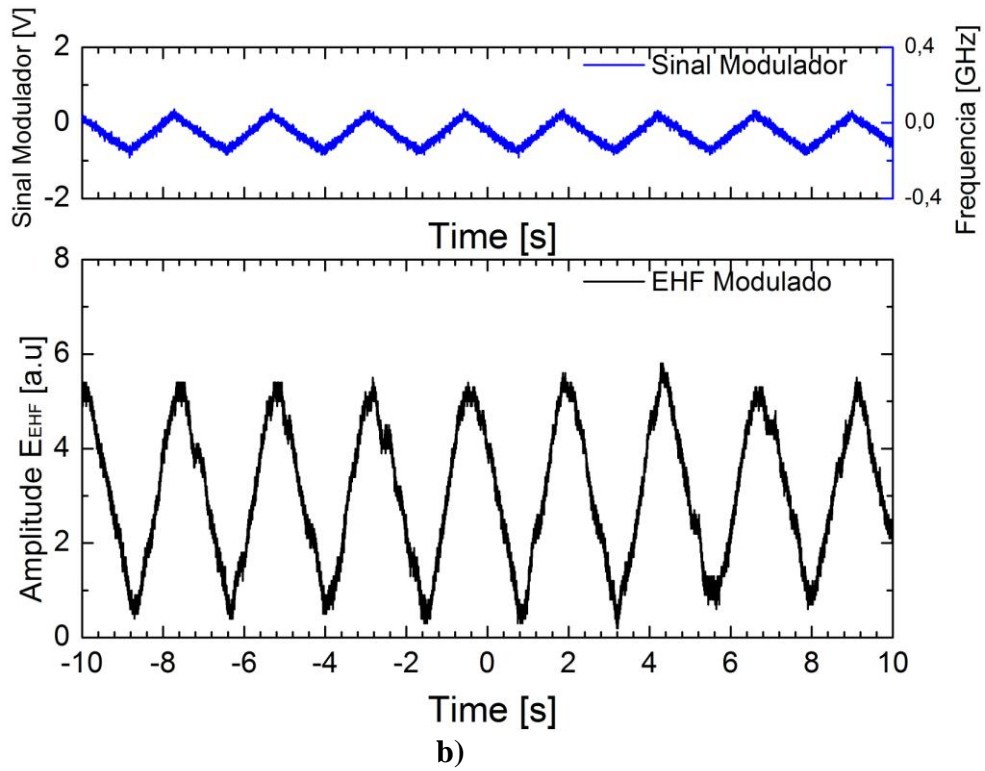
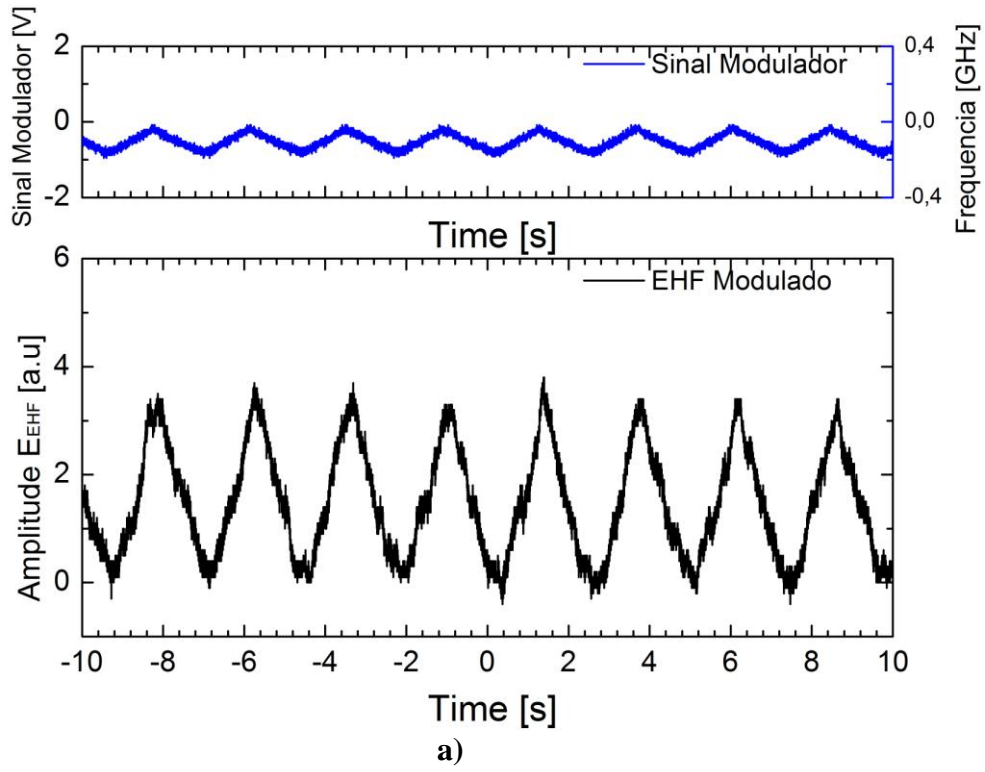
Figura 29. $\Delta\phi$ experimental vs $\Delta\phi$ teórico da modulação de frequência quando L varia.

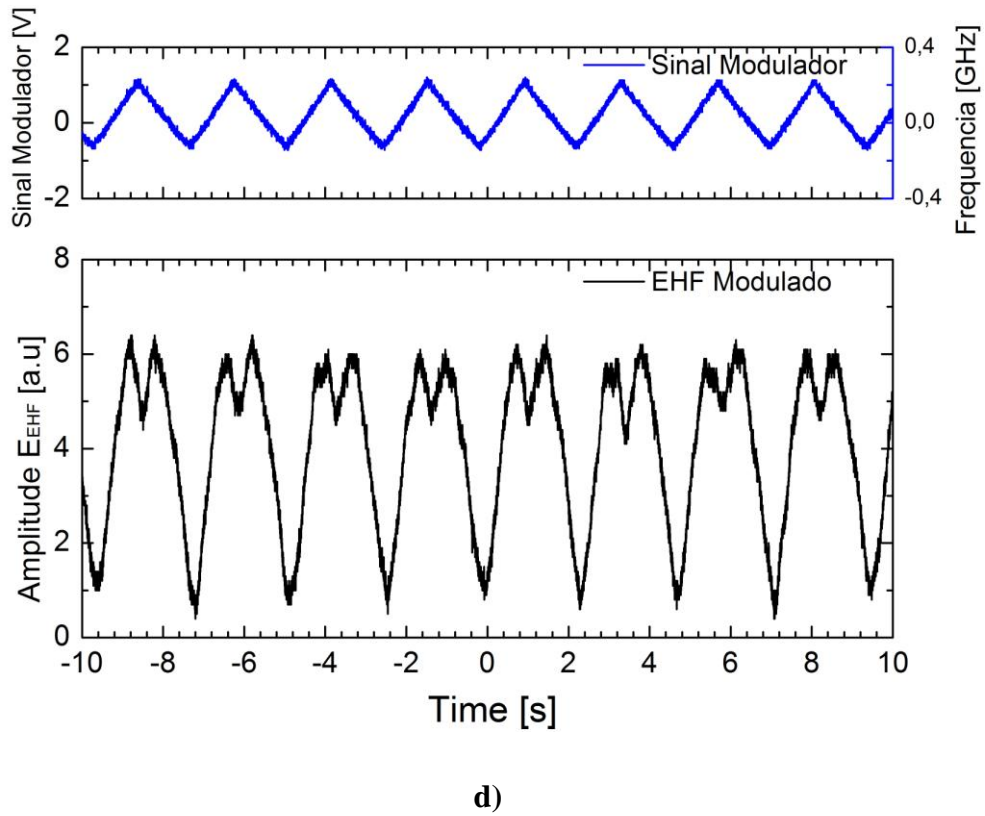
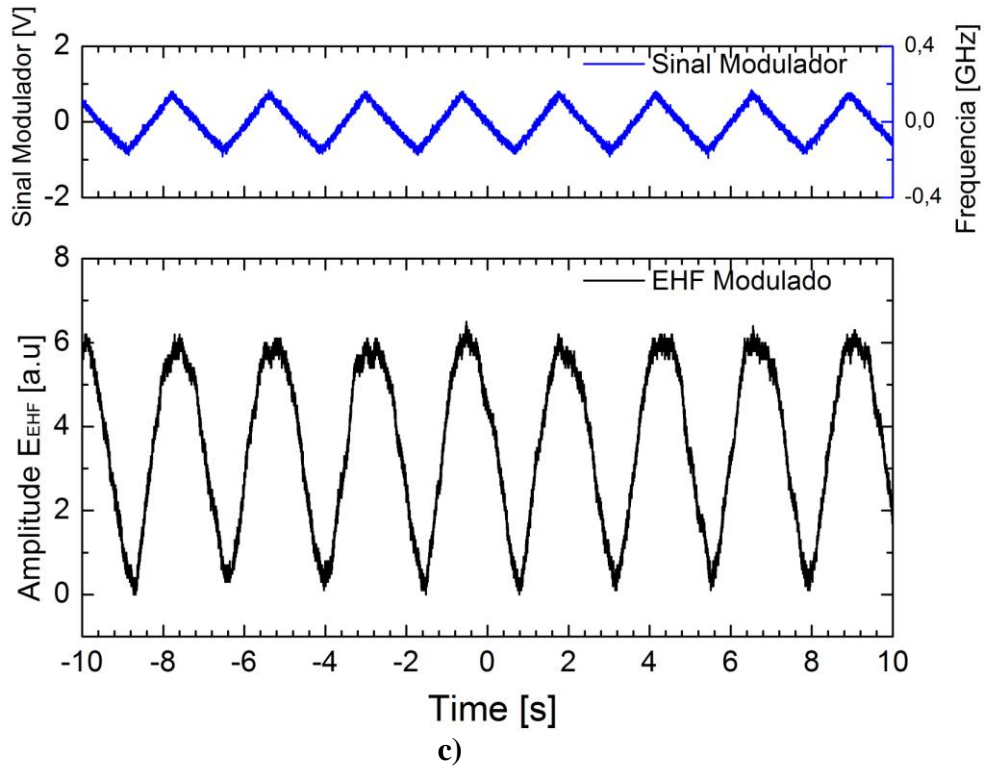
Contudo, a relação entre $\Delta\phi$ e L é certa pois existe uma relação linear entre $\Delta\phi$ e L como é indicado na equação (71). Portanto, enquanto a distância entre as antenas aumenta, $\Delta\phi$ também aumenta.

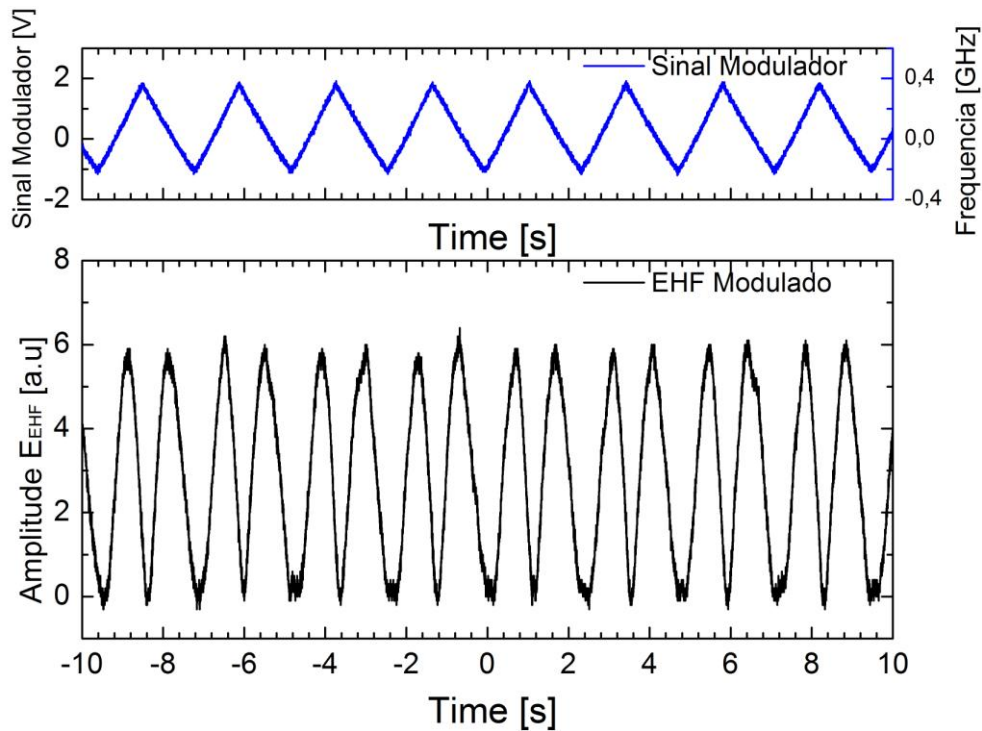
Também foram feitas medidas de modulação em frequência considerando uma distância L fixa (20,2 cm) e variando a amplitude do sinal modulador de FM (sinal azul). A Figura 30 mostra a modulação de frequência com coordenadas polares (R e θ) do Lock-in onde R é a magnitude e θ , a fase, denotados como

$$R = (X^2 + Y^2)^{1/2} = V_{sig} \quad (73)$$

$$\theta = \tan^{-1}(X/Y).$$







e)

Figura 30. Modulação em frequência de EHF (R e θ) quando amplitude de modulação em FM é a) 0,79V b) 1,06V c) 1,51V d) 1,7V e) 2,74V.

A Tabela 4 mostra os valores calculados de $\Delta\phi$ experimental quando a distância entre as antenas é fixa e a amplitude da modulação em frequência varia.

Tabela 4. Valores experimentais de $\Delta\phi$ quando L é fixa e a amplitude do sinal modulador varia.

Amplitude de Modulação [V]	V_p SinalEHF [V]	$\Delta\phi_{max}$ [V]	$\Delta\phi_{min}$ [V]	$\Delta\phi = (\Delta\phi_{max} - \Delta\phi_{min})$ [rad]
0,79	6,4	3,71	0	0,61835
1,06	6,4	5,38	0,57	0,90926
1,51	6,4	6,05	0,21	1,20573
1,7	6,4	6,4	0,65	1,46906
2,74	6,4	5,8	0	2,269

A Tabela 5 mostra os valores teóricos calculados de $\Delta\phi$ para cada frequência de modulação a partir da equação (72).

Tabela 5. Valores teóricos de $\Delta\phi$ quando L é fixa e a amplitude do sinal modulador varia.

L [cm]	Modulação [V]	Laser [MHz/V]	Δu [MHz]	Δk [rad/m]	$\Delta\phi$ Calculado [rad.]
20,2	0,79	200	158	3,31	0,669
20,2	1,06	200	212	4,44	0,898
20,2	1,51	200	302	6,33	1,279
20,2	1,7	200	340	7,13	1,439
20,2	2,74	200	548	11,49	2,320

Na Figura 31, os valores da tabela 4 são plotados a modo a comparar os valores teóricos e experimentais de $\Delta\phi$ na modulação em frequência quando a amplitude do sinal modulador muda.

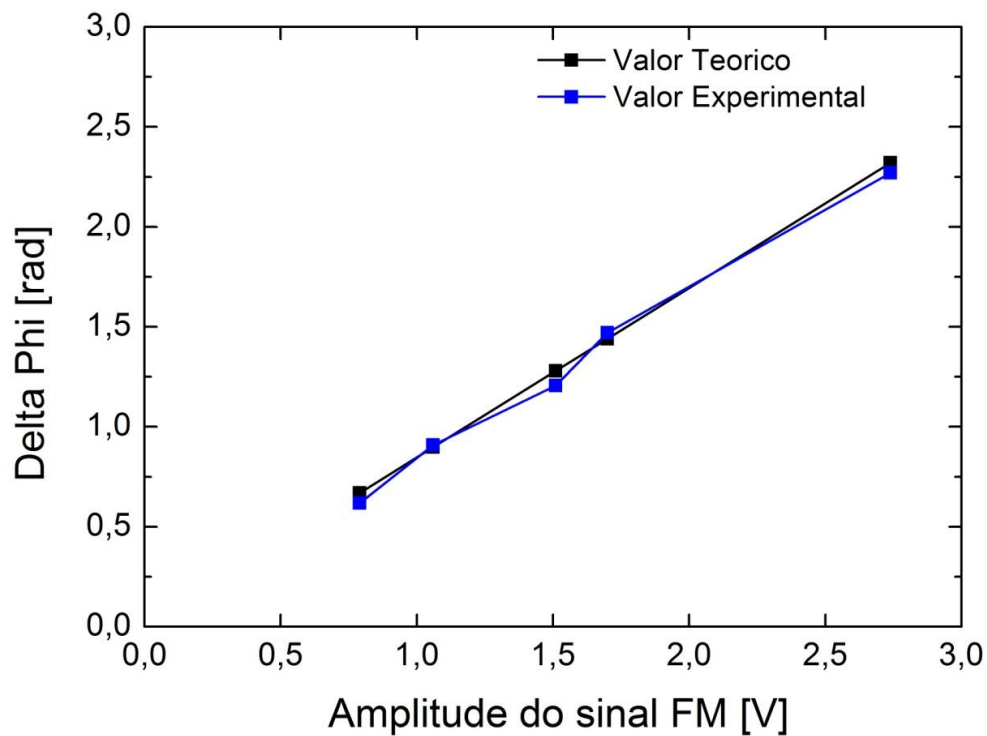


Figura 31. $\Delta\phi$ experimental vs $\Delta\phi$ teórico da modulação em frequência quando a amplitude do sinal modulador varia.

Finalmente, observa-se que os valores experimentais deram bons resultados pois confirmam que tem um comportamento similar ao calculado na teoria.

3.3.2. Modulação de fase

Para a modulação de fase foi usada a configuração da Figura 32. Nesse caso, as potências dos dois lasers são divididas em partes iguais e logo combinadas em dois combinadores ópticos diferentes. Cada uma das saídas é, então, amplificada por um EDFA fornecendo dois sinais independentes para o transmissor e receptor. Antes de combinar os dois feixes provenientes dos lasers, um modulador de fase é posicionado em um dos braços. Uma vez combinados e amplificados, os sinais chegam na antena transmissora onde é feita a modulação do sistema. Os controladores de polarização mecânicos são posicionados após o laser L1 de modo a ajustar a polarização do feixe para maximizar o sinal que chega na antena.

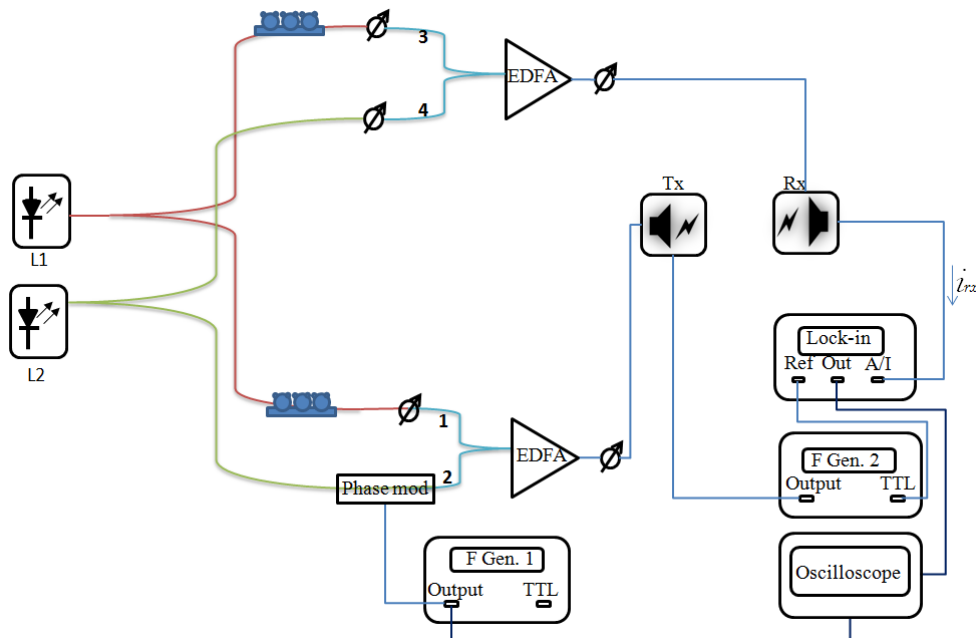


Figura 32. Esquema experimental para modulação de fase em EHF

A corrente detectada no receptor é

$$i_{ph} \propto E_{EHF} \cos(\Delta\varphi) \quad (74)$$

E,

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\nu_{EHF}}{c} \Delta l + (\phi_A - \phi_B) \quad (75)$$

Onde ϕ_A é $(\phi_1 - \phi_2)$ e ϕ_B é $\phi_3 - \phi_4$, por tanto variando a fase ϕ_2 com o modulador de fase, o $\Delta\phi$ sofrerá uma mudança variando a corrente detectada.

Modulador de fase

O modulador de fase óptico [39] funciona da seguinte forma: um guia de onda é fabricado num substrato eletro-óptico (usualmente LiNbO₃) que está dopado com titânio para aumentar seu índice de refração; um campo elétrico é aplicado sobre os terminais do dispositivo como mostrado na Figura 33 [15]; como consequência, o guia de onda muda seu índice de refração provocando uma mudança na velocidade de propagação e, portanto, mudando a fase da onda incidente. A luz que entra no modulador deve estar polarizada para se adaptar ao guia de onda já que esses dispositivos possuem PDL altíssima [40].

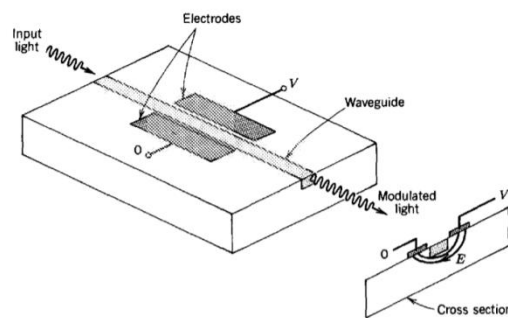


Figura 33. Modulador Electro Óptico (EOM) de Fase [15].

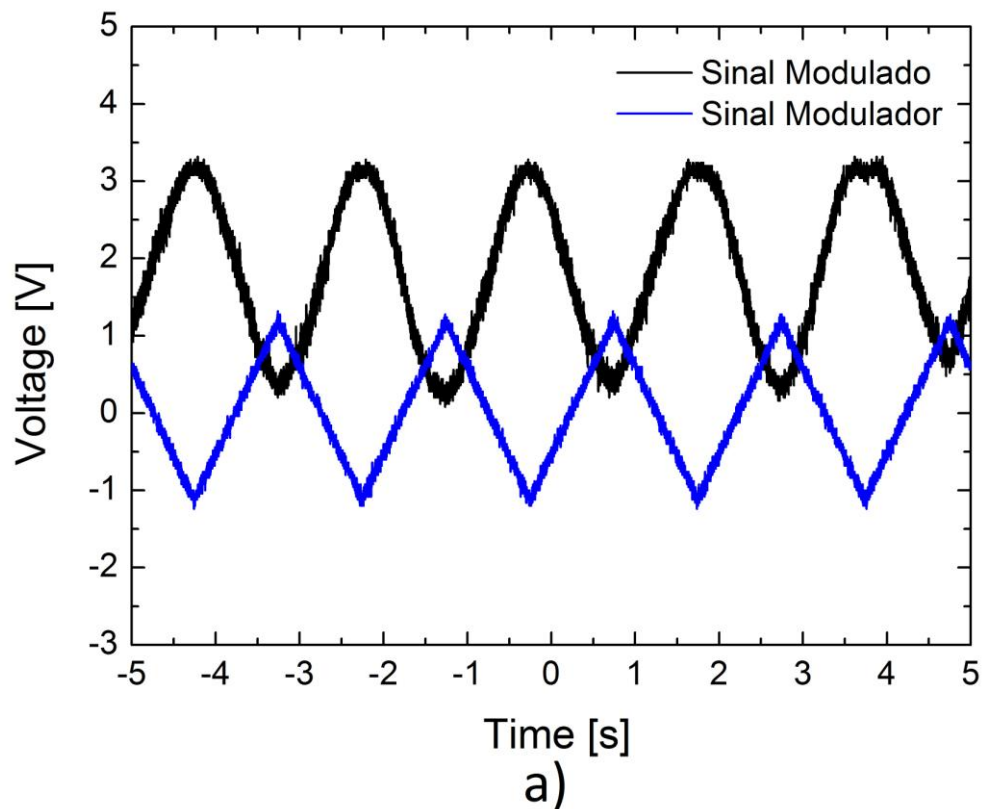
O modulador de fase tem uma largura de banda de 12 GHz e um $V\pi$ de 4 V para 50 kHz, onde $V\pi$ é definido como a voltagem necessária para induzir uma variação de fase de π . Como sinal modulador é usado uma onda triangular de muito baixa frequência (500 mHz), de modo que se possa detectar um sinal limpo na saída do Lock-In. Se a frequência da onda moduladora aumenta, o sinal detectado na saída do Lock-In é ruidoso pelo fato deste equipamento ser lento na detecção. Por tanto, a pesar do sistema conseguir modular em frequências de até 12 GHz na transmissão, na recepção só é possível detectar até alguns hertz por causa do Lock-in.

Devido ao fato da frequência de modulação ser muito baixa quando comparada com 50 kHz, para determinar o valor real de $V\pi$ se testou a resposta do modulador de fase para diferentes valores de tensão aplicados com um interferômetro de Mach Zender simples. O modulador foi conectado em um dos

braços de um interferômetro e a saída do interferômetro foi direcionada para um fotodetector de forma a observar o comportamento do modulador.

Para encontrar o valor de $V\pi$, foi necessário variar a amplitude de modulação no gerador de funções até encontrar o valor desejado. A Figura 34 mostra o sinal modulado (preto) para diferentes valores de amplitude do sinal modulador (azul) 5 V, 3.5 V e 2.6 V.

Analisando os gráficos da Figura 34 observa-se que a Figura 34c, que corresponde a uma amplitude de modulação de 5 V, e a Figura 34b, para 3,5 V, vão além de π . O valor determinado foi, portanto, de $V\pi$ igual a 2,6 V.



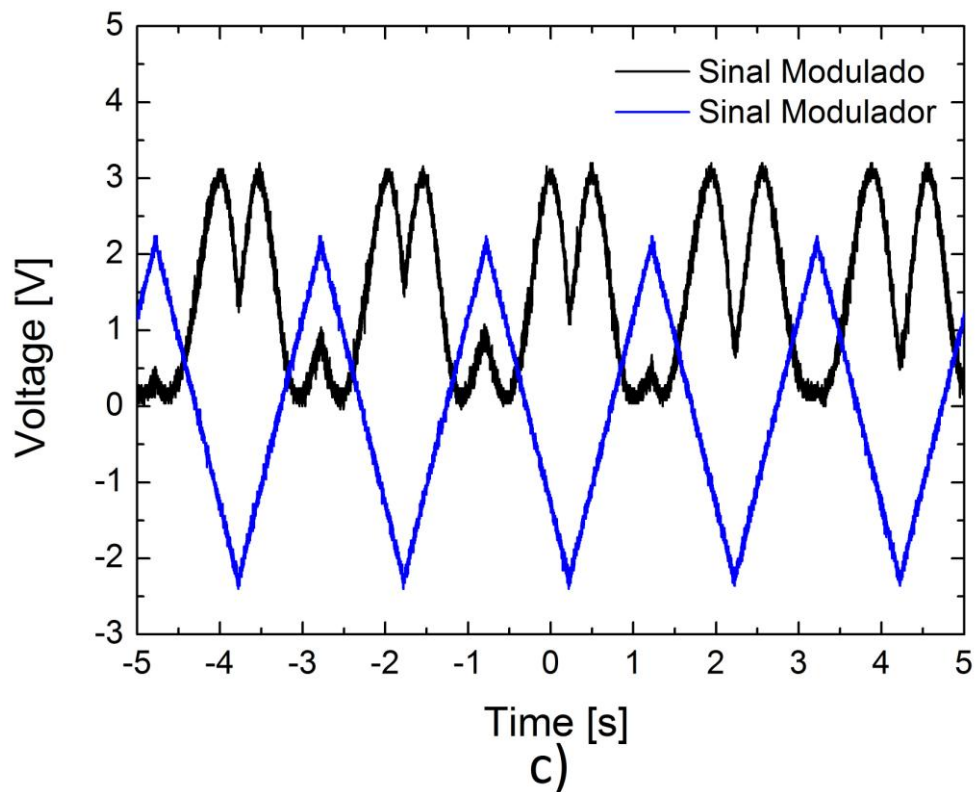
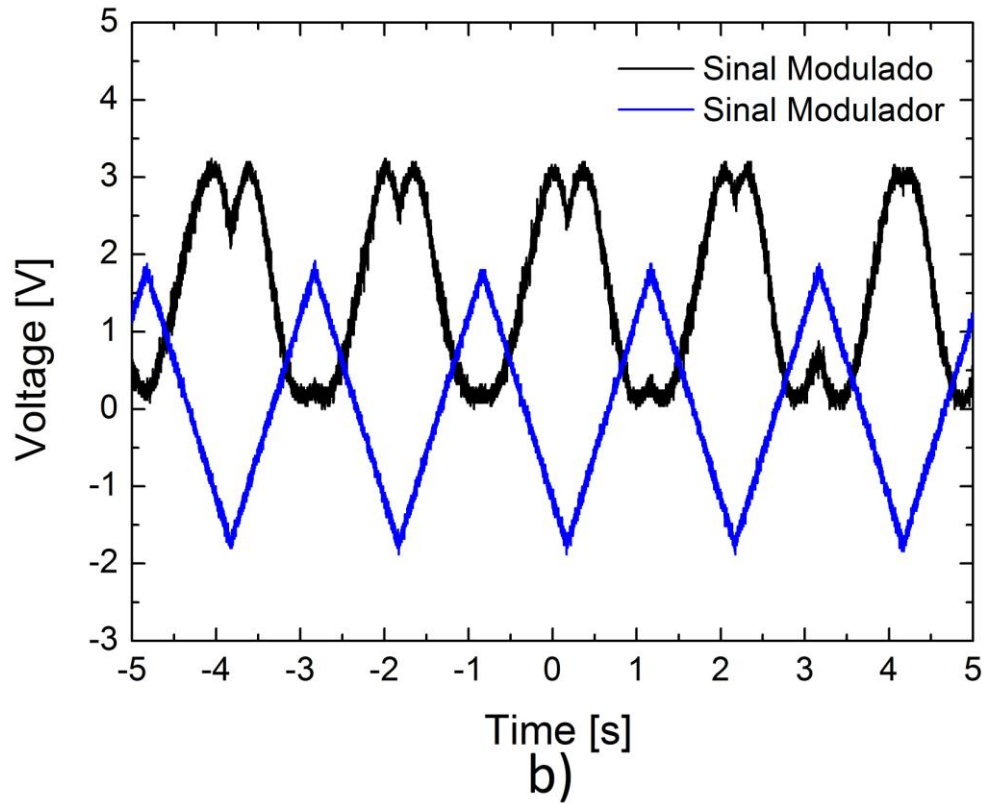


Figura 34. Modulação de fase óptica quando a) 2.6V b)3.5V e c) 5V.

De forma a conferir o valor determinado de $V\pi = 2.6$ V foi feito um ajuste teórico de uma porção do sinal modulado (como mostrado na Figura 35) com o

fim de achar o período (w) da onda modulada quando esta percorre uma distância proporcional a uma variação de fase de π . Conhecendo w , o período (T) e a amplitude (V) da onda moduladora como indica a Figura 35, é possível calcular $V\pi$ usando a equação (76)

$$V\pi = \frac{V}{0,5T} W. \quad (76)$$

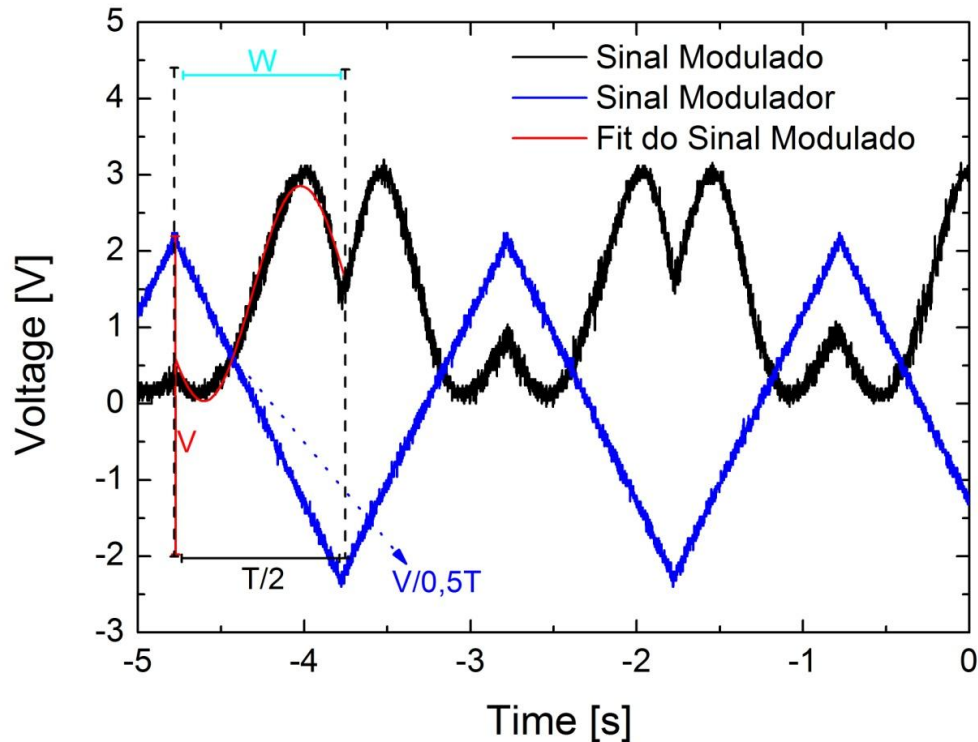


Figura 35. Parâmetros para calcular o valor de $V\pi$ óptico do modulador de fase.

Como observado na Figura 35 o ajuste teórico da onda moduladora não é tão exato como deveria, por tanto o valor de w varia um pouco não dando um valor muito certo de $V\pi$. Por outro lado, medindo a amplitude da onda moduladora (sinal azul) no osciloscópio difere com os valores dados ao gerador de funções. Por tanto, ao fim de chegar a um valor de $V\pi$ mais real, se fez a comparação entre o $V\pi$ calculado com a equação (76) tendo em conta os valores do gerador de funções (2.6 V, 3 V, 5 V) mostrados na Tabela 6 e os valores medidos do sinal modulador com um W resultante da media de todos os ajustes teóricos (fit) para cada π , mostrados na

Tabela 7.

Tabela 6. Valores calculados de $V\pi$ do modulador de fase com os valores do gerador de funções.

Amplitude onda moduladora (V) [V]	Período da onda moduladora (T) [s]	Período da onda moduladora (ω) [s]	$V\pi$ [V]
2,6	2	0,999	2,59
3,5	2	0,739	2,58
5	2	0,526	2,62

Tabela 7. Valores calculados de $V\pi$ do modulador de fase com os valores medidos do sinal modulador.

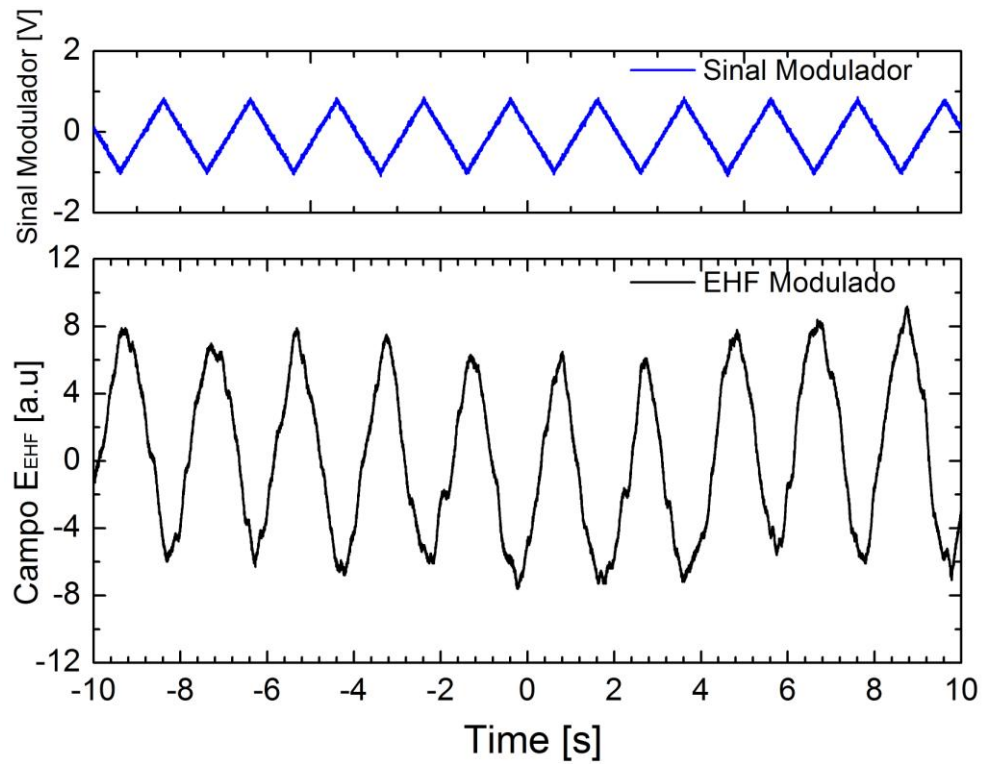
Amplitude onda moduladora (V) [V]	Período da onda moduladora (T) [s]	Período da onda moduladora (ω) [s]	$V\pi$ [V]
2,29	2	1,03	2,35
3,41	2	0,715	2,4
4,46	2	0,512	2,28

Uma transformada de Hilbert [41] foi realizada para encontrar a fase(φ) (equação (77)) e conseqüentemente confirmar o valor de $V\pi$. O qual deu como resultado um $V\pi$ de 2,3 V.

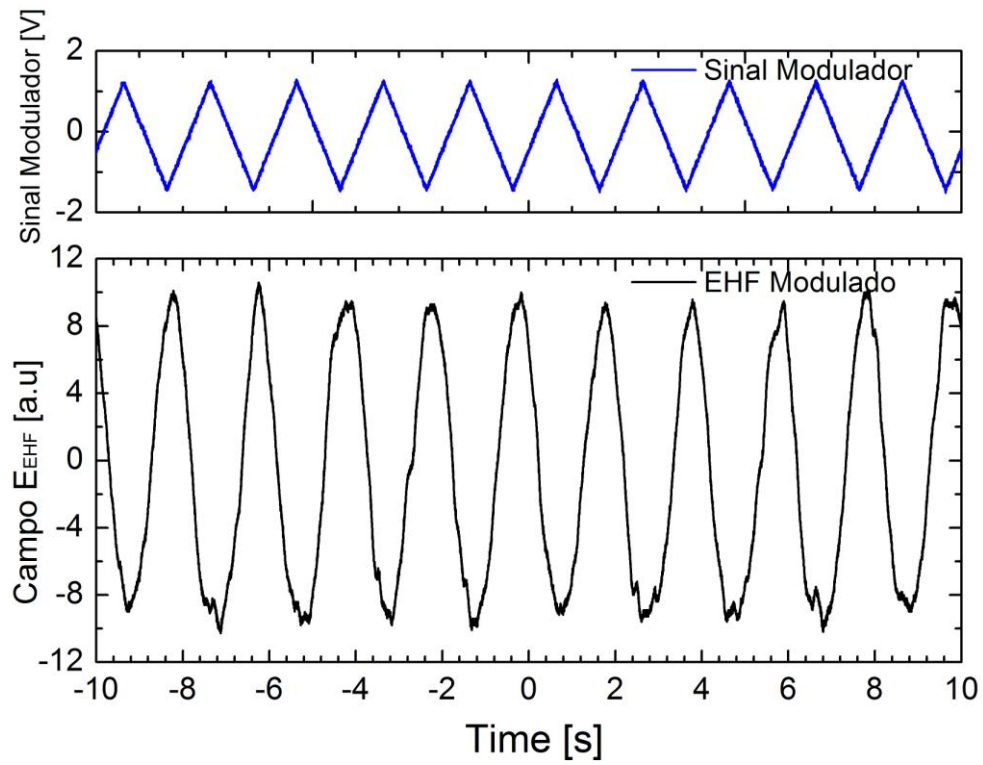
$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{\text{Hilbert do sinal de THz modulado}}{\text{Sinal de THz modulado}}\right). \quad (77)$$

Comparando os valores do gerador de funções com os valores medidos, se decidiu acreditar no valor de $V\pi= 2,3$, já que é o que o modulador de fase realmente está vendo.

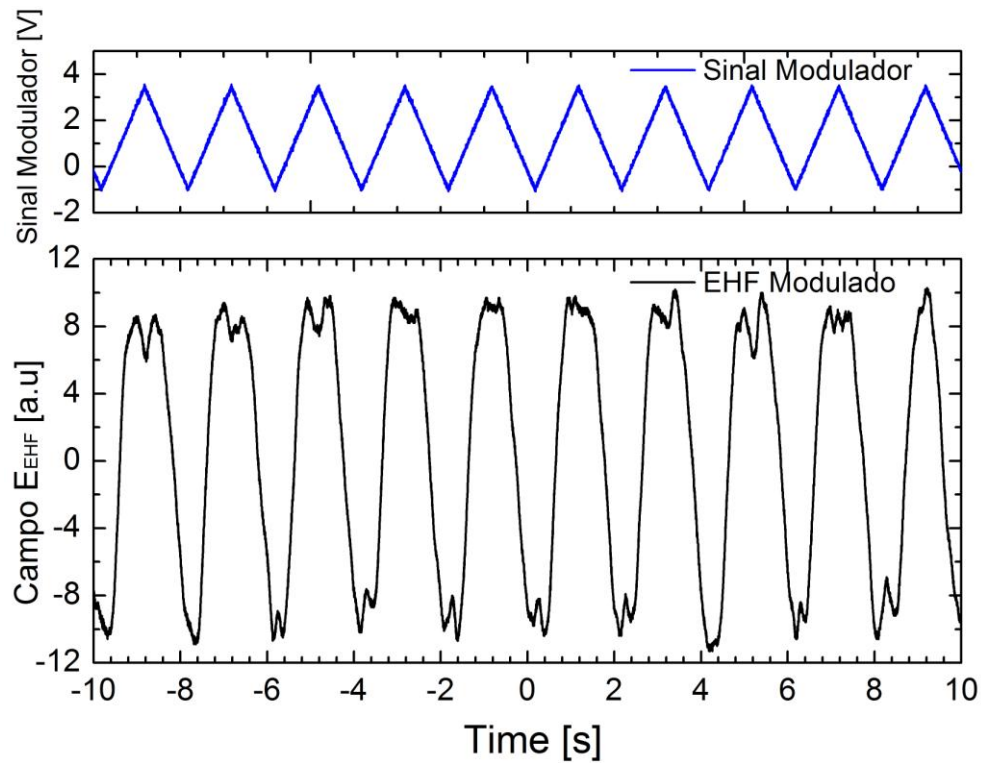
A seguir, a Figura 36 mostra a modulação de fase em EHF quando a amplitude do sinal modulador varia.



a)



b)



c)

Figura 36. Modulação de Fase do sinal de EHF quando a amplitude de FM é a) 4V b) 3V c) 2V

Assumindo o valor calculado de $V_{\pi} = 2,3$ V, podemos calcular $\Delta\phi$ usando a relação simples:

$$\begin{aligned} V_{\pi} &\rightarrow \pi \\ V_{ppModuladora} &\rightarrow \Delta\phi_{teórico} \end{aligned} \quad (78)$$

$$\Delta\phi_{teórico} = \frac{V_{ppModuladora} * \pi}{V_{\pi}}$$

A Tabela 8 mostra os valores calculados de $\Delta\phi$ quando a amplitude de modulação é 2 V, 3 V e 4 V.

Tabela 8. Valores teóricos calculados de $\Delta\phi$ na modulação de fase.

Amplitude de Modulação [V]	V_{π} [V]	$\Delta\phi$ [rad.]
2	2,3	2,732
3	2,3	4,098
4	2,3	5,464

Na Figura 36 observa-se que o sinal modulado de EHF flutua especialmente por causa da temperatura. Por isso, foi realizada uma média de todos os picos máximos e mínimos para calcular $\Delta\phi$, que é mostrado na Tabela 9.

Tabela 9. Valores experimentais de $\Delta\phi$ na modulação de fase.

Amplitude de Modulação [V]	VpSinalEHF [V]	$\Delta\phi_{\max}$ [V]	$\Delta\phi_{\min}$ [V]	$\Delta\phi = (\Delta\phi_{\max} - \Delta\phi_{\min})$ [rad]
2	11,2	0,608	-0,608	2,433
3	11,2	1,047	-1,047	4,189
4	11,2	1,124	-1,571	5,389

Na Figura 37, apresentamos uma comparação entre os valores teóricos e experimentais, que concordam muito bem entre si com algumas divergências por causa das flutuações.

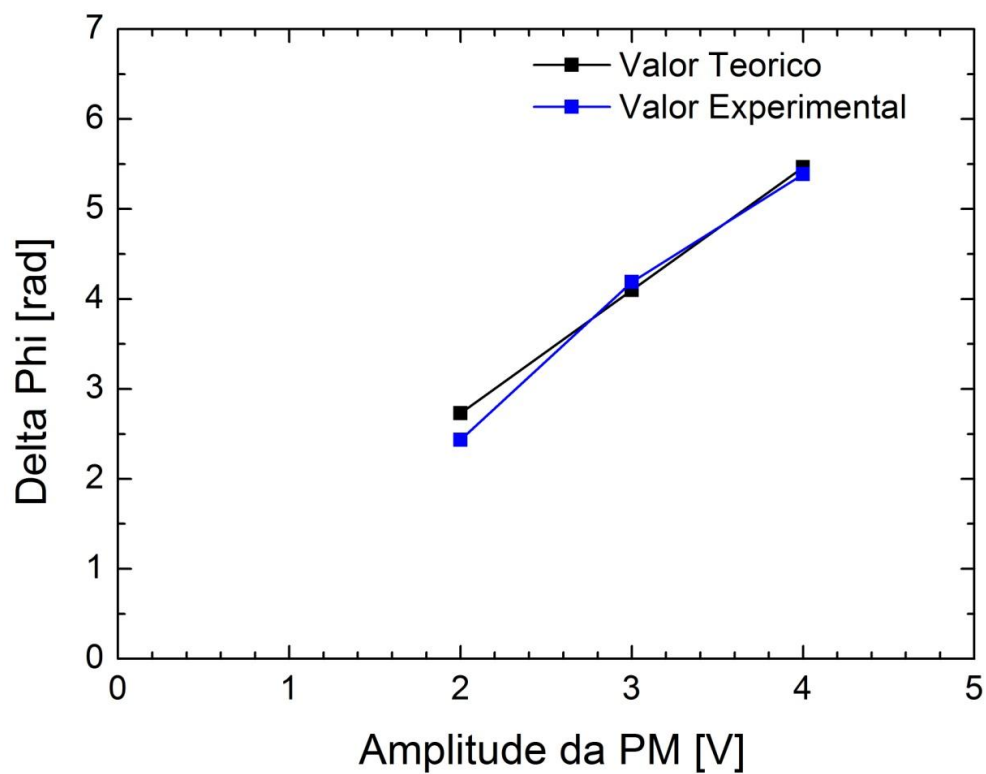


Figura 37. Valores medidos vs valores calculados de $\Delta\phi$ na modulação de fase.

A intensidade do sinal de EHF, como mostrado na equação (15), tem uma fase que depende da fase das duas ondas chegando nas antenas. Portanto, se as fases variam muito, o sinal de EHF apresentará flutuações.

Como se observa no setup de modulação em frequência (Figura 26), apenas um EDFA é utilizado: o sinal após o EDFA é dividido em dois sinais de igual

potência até as antenas de forma que o sinal que entra na antena transmissora é o mesmo sinal que vai para a antena receptora. Esta configuração é menos sensível às mudanças de fase dos sinais chegando nas antenas; assim, qualquer variação de fase que aconteça será detectada pelas duas antenas ao mesmo tempo, proporcionando um sinal de EHF mais estável.

Ao mesmo tempo, no setup da modulação de fase, os sinais chegando na antena transmissora e na antena receptora seguem caminhos diferentes, de forma que qualquer variação em um dos braços afeta a fase de EHF e, portanto, o sistema flutua.

Uma das causas principais das flutuações do sistema é a temperatura: qualquer variação pequena na temperatura provoca uma pequena variação no comprimento da fibra, que se dilata com o aumento da temperatura. Do ponto de vista do caminho óptico, contudo, essa pequena variação espacial da fibra corresponde a uma variação ampla de fase já que. A Figura 38 ilustra a dilatação térmica linear, que explica este fenômeno.

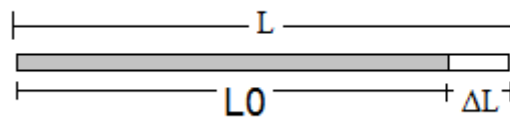


Figura 38. Dilatação térmica linear.

A equação que define a dilatação térmica é a seguinte,

$$n\Delta L = \alpha L_0 \Delta T \quad (79)$$

Onde,

n é o índice de refração da fibra, neste caso 1,5.

ΔL é a variação de comprimento.

L_0 é o comprimento original da fibra

ΔT é a variação de temperatura e

α é o coeficiente de temperatura (em nosso caso $2,6 * 10^{-6} g^{-1}$ para a sílica).

Por exemplo, se a uma fibra de 1m de comprimento ($L_0 = 1$ m) experimenta uma variação de temperatura de 0,1 K ($\Delta T=1$ K), a variação de comprimento que esta sofrerá será de 1,73 μm , o que indica que o sinal percorrerá um pouco mais

do que um comprimento de onda (1,5 μm) e, portanto, confirma a teoria das flutuações por causa da temperatura.

Embora no laboratório procure-se manter uma temperatura constante de 21 graus, fatores como a temperatura corporal do experimentador, horários de maior ou menor incidência solar e correntes de ar não permitem que a temperatura se mantenha uniforme.

Para tentar solucionar o problema de variações da temperatura, os componentes sensíveis às mudanças de temperatura (fibras divisores, de feixe, moduladores de fase, controladores de polarização mecânicos, etc.) foram isolados dentro de uma caixa de isopor. Esta estratégia minimizou as flutuações devido às mudanças de temperatura, e permitiu obter os resultados descritos acima.

3.3.3. Modulação em Amplitude

Na modulação de amplitude, a configuração da Figura 39 foi utilizada. A estrutura do setup experimental é quase a mesma do setup para modulação de fase com a diferença que, ao invés do modulador de fase, um modulador de amplitude é conectado na saída de um dos lasers. Nesse caso, também existe o fator de variação de temperatura.

O modulador de amplitude, bem como o modulador de fase, é sensível à polarização por isso foi necessário posicionar um controlador de polarização mecânico antes da sua entrada.

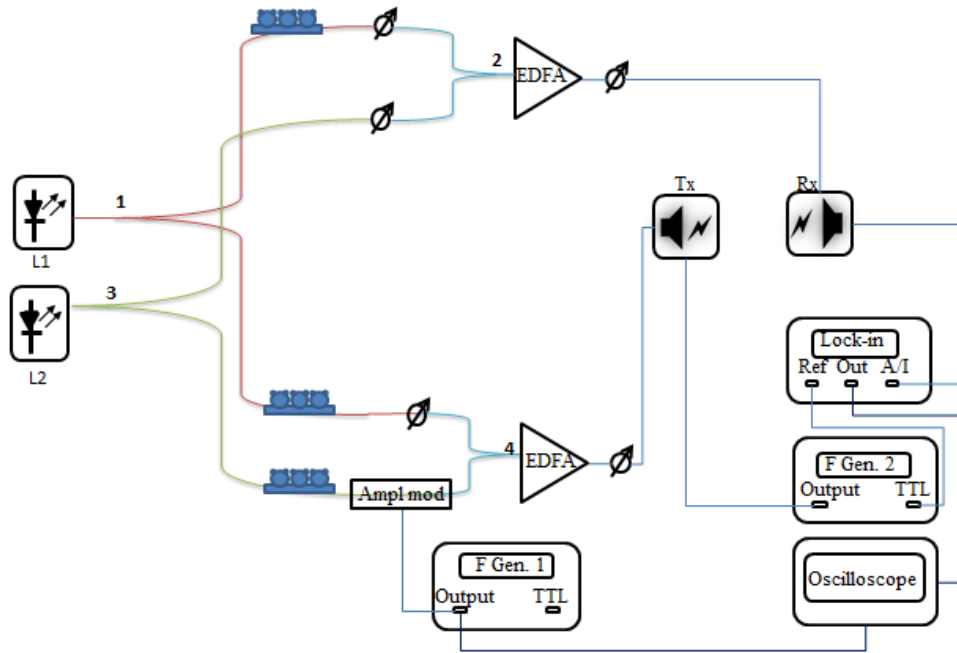


Figura 39. Set up de modulação em amplitude

A corrente detectada depende da amplitude do campo de EHF e da fase como mostrado na equação

$$i_{ph} \propto E_{EHF} \cos(\Delta\varphi) \quad (80)$$

Por tanto, no caso da modulação de amplitude, a variação de fase ($\Delta\varphi$) é constante e fazendo uma variação de amplitude do sinal EHF varia a corrente detectada.

O modulador mostrado na Figura 40 tem uma largura de banda de 2.5 GHz e está composto internamente por um interferômetro de Mach Zender. Neste interferômetro, a luz que entra é dividida em partes iguais e enviada para dois braços diferentes. Em um deles, encontra-se um modulador de fase que funciona da mesma forma que o modulador de fase explicado anteriormente. Enquanto a fase de um dos braços é modificada pelo modulador, a fase no outro braço não sofre alterações. Assim, quando os dois sinais se encontram, estão defasados um do outro e a interferência entre eles pode ser destrutiva, construtiva, ou um meio termo entre os dois. Dessa forma, através da modulação e fase de um dos braços do interferômetro, provoca-se a modulação da amplitude do sinal óptico.

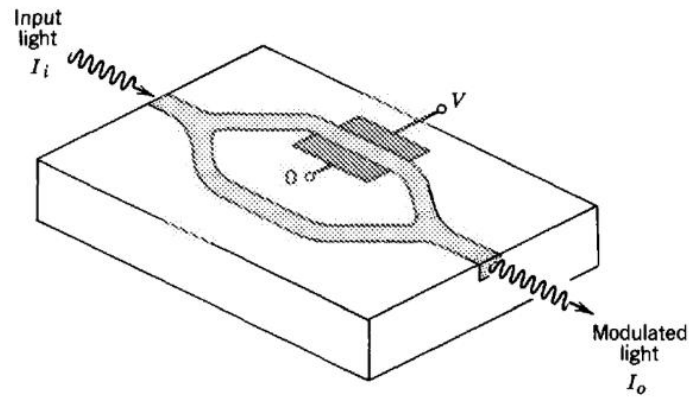


Figura 40. Modulador de amplitude[15]

A Figura 41 mostra o resultado da modulação de amplitude do laser usado para geração do sinal de EHF. Observa-se que, quando o sinal modulador tem uma amplitude positiva, os dois sinais estão em fase e ocorre uma interferência construtiva, ou seja, uma máxima amplitude do sinal EHF. Por outro lado, quando o sinal do modulador é negativo, os sinais se encontram em contra fase e, portanto, ocorre uma interferência destrutiva e o sinal de EHF é atenuado completamente (até o limite do modulador, em geral 20 dB [42])

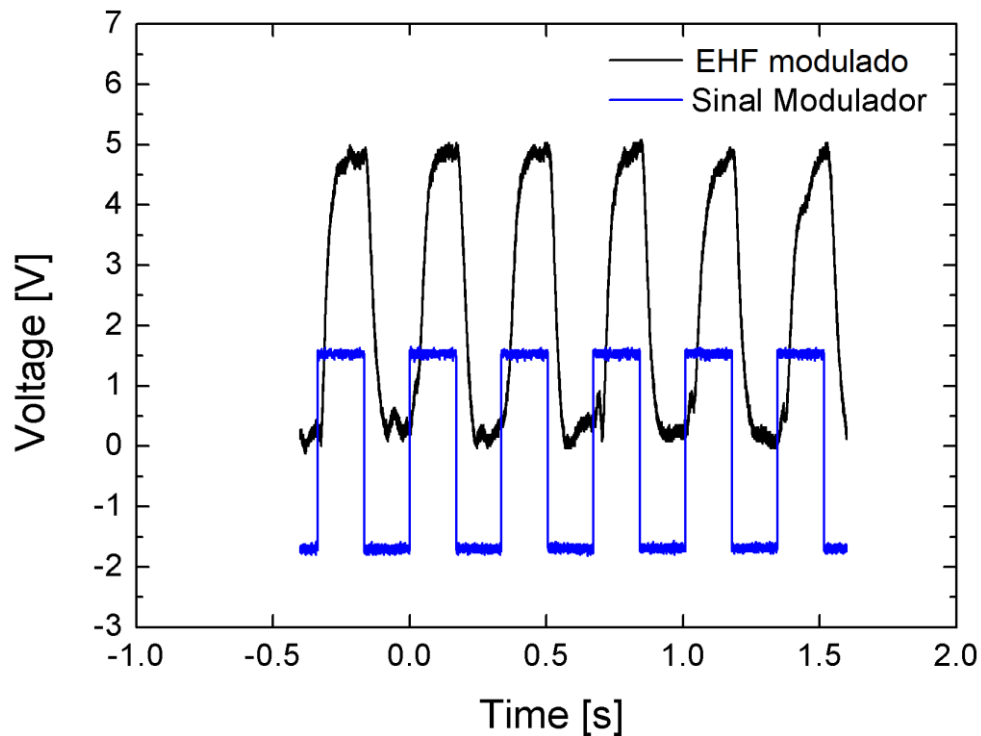


Figura 41. Modulação em amplitude.

Embora o modulador de fase permita modular em frequências de até 10 GHz, a detecção é muito lenta por causa do Lock-in e por tal motivo foi modulado com uma frequência de aproximadamente 3 Hz.

4 Conclusões

Esta dissertação teve como objetivo principal a criação e de detecção de ondas de EHF (Extremely High Frequency) a partir do batimento de dois lasers com um comprimento de onda de 1550 nm e a implementação de técnicas de modulação em frequência, fase e amplitude, com o fim de observar seu comportamento e no futuro aliviar a escassez do espectro como uma solução das limitações dos sistemas atuais.

Para tal, foram realizados vários experimentos. O primeiro deles, a caracterização das antenas, teve como objetivo identificar o padrão de radiação para frequências de 100, 200, 300 e 400 GHz com maior interesse sobre seu ganho e a largura do diagrama definido como seu FWHM. Isso permitiu determinar em que frequência as antenas possuem uma melhor performance.

Em seguida, dois experimentos de modulação em frequência foram realizados, um deles variando a distância de separação entre as antenas e mantendo a amplitude da FM igual, e outro. Em que a distância entre as antenas foi mantida fixa e variou-se a amplitude do sinal FM. Como na modulação em frequência existe uma variação na fase, essa variação foi calculada e comparada com a equação indicada pela teoria. Confrontando os valores teóricos a partir da teoria e os valores experimentais calculados, encontrou-se uma certa discrepância já que, na função de transferência, não foram incluídos todos os harmônicos produzidos pelas reflexões entre as antenas.

Na modulação de fase, também foi medida a variação de fase que, em seguida, foi confrontada com a teoria. Devido a uma diferença de caminhos desde a geração dos sinais até a sua introdução nas antenas receptora e transmissora neste setup. o sistema apresenta flutuações produto das pequenas diferenças entre os comprimentos das fibras e, principalmente, por causa da variação de temperatura. Contudo, os valores medidos e calculados coincidiram como era esperado.

Como a temperatura ao longo dos experimentos não é fácil de controlar, uma alternativa é controlar a fase com um fiber stretcher. Esse dispositivo pode

ser incluído em um loop de controle que garanta que as fases dos dois caminhos sejam estabilizadas. Apesar dessa montagem ter sido realizada, os resultados não foram bons. Por isso, uma solução temporária de isolar o experimento em uma caixa de isopor e tentar manter ele numa temperatura constante foi implementada tendo produzido resultados consideravelmente mais estáveis. Para trabalhos futuros, considera-se a introdução de tal loop de controle através da construção de um hardware dedicado.

Na modulação de amplitude, a amplitude do sinal de EHF foi modulada com um modulador de amplitude, mostrando uma amplitude máxima quando havia interferência construtiva e amplitude zero quando havia interferência destrutiva. Os resultados coincidiram com a teoria como era esperado.

Finalmente, o sistema pode ser melhorado para modular fase e amplitude com frequências de até 10-12 GHz com detectores mais rápidos que não dependam do Lock-In, já que este dispositivo é muito lento na detecção, o que impede realizar uma modulação em frequências maiores como era o objetivo inicial.

Referências bibliográficas

- [1] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet, and C. Han, “Terahertz band: Next frontier for wireless communications,” *Physical Communication*, vol. 12, pp. 16–32, Sep. 2014.
- [2] D. H. Thomas, A. H. Cordes, and J. P. von der Weid, “Optical generation and detection of EHF microwave signals,” in *Microwave Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–4.
- [3] H.-J. Song and T. Nagatsuma, “Present and Future of Terahertz Communications,” *Terahertz Science and Technology, IEEE Transactions on*, vol. 1, no. 1, pp. 256–263, Sep. 2011.
- [4] D. H. Thomas, A. H. Cordes, and J. P. von der Weid, “Nondestructive evaluation of glued joints in nonmetallic samples using THz waves,” in *2012 37th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, 2012, pp. 1–2.
- [5] K.-C. Huang and Z. Wang, “Terahertz Terabit Wireless Communication,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 4, pp. 108–116, Jun. 2011.
- [6] “Microondas.” [Online]. Available: <http://www.muwellness.com/content/microondas>.
- [7] Y. Sun, M. Y. Sy, Y.-X. J. Wang, A. T. Ahuja, Y.-T. Zhang, and E. Pickwell-MacPherson, “A promising diagnostic method: Terahertz pulsed imaging and spectroscopy,” *World J Radiol*, vol. 3, no. 3, pp. 55–65, Mar. 2011.
- [8] T. Photonics, “Terahertz Waves The Final Frontier of the Electromagnetic Spectrum.” .
- [9] N. A. Kiarash Ahi, “Terahertz characterization of electronic components and comparison of terahertz imaging with x-ray imaging techniques,” 2015.
- [10] B. B. Hu and M. C. Nuss, “Imaging with terahertz waves,” *Optics Letters*, vol. 20, no. 16, p. 1716, Aug. 1995.

- [11] K.-C. Huang and Z. Wang, *Millimeter Wave Communication Systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [12] S. O. Kasap, *Optoelectronics and Photonics: Principles and Practices*. Prentice Hall, 2001.
- [13] A. Saha and N. Manna, *Optoelectronics and Optical Communication*. Laxmi Publications, 2011.
- [14] C. H. Henry, “Theory of spontaneous emission noise in open resonators and its application to lasers and optical amplifiers,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, no. 3, pp. 288–297, Mar. 1986.
- [15] B. E. A. Saleh and M. C. Teich, *Fundamentals of Photonics*. Wiley, 2007.
- [16] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. John Wiley & Sons, 2012.
- [17] “The emission-absorption principle.” [Online]. Available: http://www.optique-ingénieur.org/en/courses/OPI_ang_M01_C01/co/Contenu_05.html.
- [18] J. M. Senior and M. Y. Jamro, *Optical Fiber Communications: Principles and Practice*. Financial Times/Prentice Hall, 2009.
- [19] D. Derickson, *Fiber Optic Test and Measurement*. Prentice Hall PTR, 1998.
- [20] R. Paschotta, “External-cavity Diode Lasers,” *external-cavity diode lasers*. 1. edition, Oct-2008.
- [21] New Focus, “Tunable Diode Laser Manual.” .
- [22] P. Hariharan, *Optical Interferometry*. Academic Press, 2003.
- [23] P. Hariharan, *Basics of Interferometry*. Academic Press, 2010.
- [24] D. Basu, *Dictionary of Pure and Applied Physics*. CRC Press, 2000.
- [25] “Single-Band Dipoles.” [Online]. Available: <http://www.arrl.org/single-band-dipoles>.
- [26] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2012.

- [27] E. Pliński, “Terahertz photomixer,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, vol. 58, no. 4, pp. 463–470, Dec. 2010.
- [28] C. W. Berry, N. Wang, M. R. Hashemi, M. Unlu, and M. Jarrahi, “Significant performance enhancement in photoconductive terahertz optoelectronics by incorporating plasmonic contact electrodes,” *Nat Commun*, vol. 4, p. 1622, Mar. 2013.
- [29] A. Roggenbuck, H. Schmitz, A. Deninger, I. C. Mayorga, J. Hemberger, R. Güsten, and M. Grüninger, “Coherent broadband continuous-wave terahertz spectroscopy on solid-state samples,” *New Journal of Physics*, vol. 12, no. 4, p. 043017, Apr. 2010.
- [30] S. R. S. Stanford Research Systems, “Lock In Amplifier.” .
- [31] L. E. Frenzel, *Principles of Electronic Communication Systems*. McGraw-Hill, 2008.
- [32] “Phase and frequency modulation,” *Wireless Information Transmission System Lab*. .
- [33] “Phase Modulation,” *Daenotes Communication System*. [Online]. Available: <http://www.daenotes.com/electronics/communication-system/phase-modulation>.
- [34] W. Stallings, *Data and Computer Communications*. Prentice Hall, 2007.
- [35] Wavelength References, “Precision Frequency Standard Narrow Line Semiconductor Laser.” .
- [36] ANRITSU, “MG9638A Tunable Laser Source.” .
- [37] A. H. Cordes, D. H. Thomas, and J. P. von der Weid, “Phase measurements on terahertz waves,” *Optics Letters*, vol. 38, no. 19, p. 3704, Oct. 2013.
- [38] M. G. A. A. H. Cordes, “Multipath Effects on Phase Measurements with Continuous Terahertz Waves,” *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2015.
- [39] PHOTLINE, “MPZ-LN Series Performance Highlights Phase Modulator.” .
- [40] B. Huttner, C. Geiser, and N. Gisin, “Polarization-induced distortions in optical fiber networks with polarization-mode dispersion and polarization-

dependent losses,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 317–329, Mar. 2000.

[41] M. E. Brezinski, *Optical Coherence Tomography: Principles and Applications*. Academic Press, 2006.

[42] C. C. JDSU, “2.5 Gb/s Bias-Free Miniaturized Modulator.” .