



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
CURSO INTERDISCIPLINAR EM CIÊNCIA E TECNOLOGIA

JOSÉ VICTOR MAGALHÃES GOMES

PROJETO DE UM TRANSCEPTOR FSK

MOSSORÓ

2019

JOSÉ VICTOR MAGALHÃES GOMES

PROJETO DE UM TRANSCEPTOR FSK

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel Interdisciplinar em Ciência e Tecnologia.

Orientador: Pedro Thiago Valério de Souza,
Prof. Me.

MOSSORÓ

2019

©Todos os direitos estão reservados à Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996, e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tornar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata, exceto as pesquisas que estejam vinculadas ao processo de patenteamento. Esta investigação será base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) seja devidamente citado e mencionado os seus créditos bibliográficos.

G633p Gomes, José Victor Magalhães .
Projeto de um Transceptor FSK / José Victor
Magalhães Gomes. - 2019.
69 f. : il.

Orientador: Pedro Thiago Valério de Souza.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Ciência e
Tecnologia, 2019.

1. Modulador. 2. Modulações Digitais. 3.
Amplificadores operacionais. 4. Demodulador. I.
Souza, Pedro Thiago Valério de, orient. II.
Título.

JOSÉ VICTOR MAGALHÃES GOMES

PROJETO DE UM TRANSCEPTOR FSK

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel Interdisciplinar em Ciência e Tecnologia.

Defendida em: 22 / 03 / 2019.

BANCA EXAMINADORA

Pedro Thiago Valério de Souza
Pedro Thiago Valério de Souza, Prof. Me. (UFERSA)
Presidente

Francisco Carlos Gurgel da Silva Segundo
Francisco Carlos Gurgel Da Silva Segundo, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador

Otávio Paulino Lavor
Otávio Paulino Lavor, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu Pai Francisco das Chagas por sempre me ajuda no que preciso e pelo apoio.

Agradeço a minha mãe Maria Francisca por sempre me ajuda no que preciso e pelo apoio.

Agradeço ao Orientador Pedro Thiago Valério de Souza por sempre me ajudar e ser um ótimo orientador e professor, além de ser um exemplo como pessoa.

Agradeço aos professores do campus Pau dos Ferros por tudo e agradeço principalmente aos meus orientadores em projetos Shirlene, Wagner e Glaydson pelo ensinamento e dicas. Agradeço a Cecílio, Pedro e Otávio por ofertarem disciplinas optativas que não eram comuns no campus.

Agradeço a Banca Examinadora por quem sabe me aprovar.

Agradeço aos meus Amigos pela ajuda nos momentos difíceis e cruéis que passamos nesse curso e a meu irmão.

O destino não é uma questão de sorte, é uma questão de escolha, não é algo a se esperar, é algo a se conquistar.

William Jennings Bryan

RESUMO

Neste trabalho é feito a proposta de desenvolver o projeto de um transceptor FSK com baixa taxa de erro, taxa de transmissão baixa, boa robustez ao ruído e maior simplicidade do circuito. Neste trabalho é proposto um transceptor FSK com componentes facilmente encontrados no mercado. O circuito modulador e o circuito demodulador foram simulados no software LTspice XVII e foi obtido resultados esperados pelos cálculos do projeto para as frequências centrais de 1 kHz e 10 kHz do circuito modulador e demodulador. O modulador e o demodulador foram testados experimentalmente e comparados com os resultados obtidos na teoria e na simulação. Os resultados simulados e práticos comprovaram a eficiência do transceptor projetado.

Palavras-chave: Modulador, Modulações Digitais, Amplificadores operacionais, Demodulador.

ABSTRACT

In this work, it proposes the development of the design of the FSK transceiver with low error rate, low transmission rate, good robustness to the noise and greater simplicity of the circuit. In this work na FSK transceiver with componentes easily found in the market is proposed. The modulator circuit and the demodulator circuit were simulated in the LTspice XVII software and results were obtained from the design calculations for the 1 kHz and 10 kHz central frequencies of the modulator and demodulator circuit. The modulator and the demodulator were tested experimentally and compared with the results obtained in theory and simulation. Simulated and practical results have proven the efficiency of the designed transceiver.

Keywords: Modulator, Digital Modulations, Operational Amplifiers, Demodulator.

LISTA DE FIGURAS

	<u>pag.</u>
Figura 2.1 – Modulação ASK	18
Figura 2.2 – Modulação FSK	20
Figura 2.3 – Modulação PSK	21
Figura 2.4 – Diagrama do modulador FSK	22
Figura 2.5 – Formas de onda para o modulador proposto	24
Figura 2.6 – Oscilador com Ponte de Wien	25
Figura 2.7 – Oscilador com Wien de 1kHz	27
Figura 2.8 – Oscilador com Wien de 10kHz	28
Figura 2.9 – Pinos do 74HC04	29
Figura 2.10 – Chave Analógica	29
Figura 2.11 – Circuito Somador	31
Figura 2.12 – Somador	32
Figura 2.13 – Diagrama do demodulador FSK	34
Figura 2.14 – Resposta em Frequência de um Filtro passa faixa	36
Figura 2.15 – Filtro passa faixa com estrutura MPF	36
Figura 2.16 – Filtro passa – faixa de frequência central de 1 kHz	39
Figura 2.17 – Filtro passa – faixa de frequência central de 10 kHz	41
Figura 2.18 – Circuito detector de envoltórios	41
Figura 2.19 – Circuito Comparador	42
Figura 3.1 – Modulador FSK Completo Simulado no LTspice XVII	43
Figura 3.2 – Demodulador FSK Completo Simulado no LTspice XVII	44
Figura 3.3 – Sinal modulante utilizado nas simulações	45
Figura 3.4 – Sinal modulante utilizado na prática	45
Figura 3.5 – Resposta em frequência do oscilador de 1 kHz simulado	46
Figura 3.6 – Resposta em frequência do oscilador de 1 kHz	46
Figura 3.7 – Forma de onda senoidal do oscilador de 1 kHz simulado	47
Figura 3.8 – Forma de onda senoidal do oscilador de 1 kHz	48
Figura 3.9 – Resposta em frequência do oscilador de 10 kHz simulado	48
Figura 3.10 – Resposta em frequência do oscilador de 10 kHz	49
Figura 3.11 – Forma de onda senoidal do oscilador de 10 kHz simulado	50

Figura 3.12	–	Forma de onda senoidal do oscilador de 10 kHz	50
Figura 3.13	–	Forma de onda quadrada da saída do inversor simulado	52
Figura 3.14	–	Forma de onda quadrada da saída do inversor (verde)	52
Figura 3.15	–	Sinal modulado ASK para o lado de menor frequência	53
Figura 3.16	–	Sinal modulado ASK obtido da chave analógica ch1	53
Figura 3.17	–	Sinal modulado ASK para o lado de maior frequência	54
Figura 3.18	–	Sinal modulado ASK obtido da chave analógica ch10	55
Figura 3.19	–	Sinal FSK gerado na simulação	56
Figura 3.20	–	Sinal FSK gerado pelo circuito modulador	56
Figura 3.21	–	Sinal FSK recebido no Demodulador	57
Figura 3.22	–	Resposta em Frequência para o Filtro de 1 kHz	58
Figura 3.23	–	Resposta em Frequência levantada para o Filtro de 1 kHz	59
Figura 3.24	–	Resposta em Frequência para o Filtro de 10 kHz	60
Figura 3.25	–	Resposta em Frequência levantada para o Filtro de 10 kHz	61
Figura 3.26	–	Saída no domínio do tempo do Filtro de 1 kHz	62
Figura 3.27	–	Saída no domínio do tempo do Filtro de 10 kHz	62
Figura 3.28	–	Saída do Detector de Envoltórios associado ao Filtro de 1 kHz	63
Figura 3.29	–	Saída do Detector de Envoltórios associado ao Filtro de 10 kHz	64
Figura 3.30	–	Forma de onda na saída do comparador	64

LISTA DE ABREVIATURAS

VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado
FSK	Chaveamento por Desvio de Frequência
ASK	Chaveamento por Desvio de Amplitude
PSK	Chaveamento por Desvio da Fase
PIB	Produto Interno Bruto
BPSK	Chaveamento por Desvio de Fase Binária
OOK	Portadora com Interrupções

SUMÁRIO

	<u>pag.</u>
1 - INTRODUÇÃO	14
1.1 - Estado da Arte	15
1.2 - Objetivos.....	16
1.3 - Organização do Trabalho.....	16
2 - CIRCUITO MODULADOR E DEMODULADOR PROJETADO	17
2.1 - Modulações Digitais	17
2.1.1 - Amplitude Shift-Keying (ASK).....	17
2.1.2 - Frequency Shift-Keying (FSK).....	18
2.1.3 - Phase Shift-Keying (PSK)	19
2.2 - Modulador Proposto	21
2.3 - Projeto do Circuito Modulador.....	25
2.3.1 - Projeto do Oscilador com Ponte de Wien	25
2.3.2 - Projeto do Inversor.....	28
2.3.3 - Projeto da Chave Analógica.....	29
2.3.4 - Projeto do Somador.....	31
2.4 - Demodulador Proposto	33
2.5 - Projeto do Circuito Demodulador	35
2.5.1 - Projeto dos Filtros Passa – Faixa	35
2.5.2 - Projeto do Circuito Detector de Envoltória	41
2.5.3 - Projeto Circuito Comparador	42
3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E práticos	42
3.1 – Análise do Circuito Modulador	44
3.1.1 - Osciladores por Ponte Wien.....	45
3.1.2 - Inversor	51
3.1.3 - Chave Analógica.....	52

3.1.4 - Somador	55
3.2 – Análise do Circuito Demodulador	57
3.2.1 – Filtros Casados	57
3.2.2 – Detectores de Envoltória	63
3.2.3 – Circuito Comparador.....	64
4 – CONSIDERAÇÕES FINAIS	66
REFERÊNCIAS	68

1 - INTRODUÇÃO

Com os avanços tecnológicos no setor de telecomunicações, tais como a internet, os satélites, as redes de fibra ótica e o telefone sem fio, possibilitaram que pessoas de diferentes lugares no mundo se comuniquem de forma quase instantânea. O desenvolvimento do setor de telecomunicações é de extrema importância para a sociedade globalizada, pois contribui para a geração de emprego e renda, estimulando assim o crescimento econômico (MEDEIROS, 2007).

Um dos principais conceitos envolvendo as telecomunicações consiste no estudo das técnicas de modulação. A modulação é o processo eletrônico no qual o sinal elétrico da informação modifica pelo menos um dos parâmetros da onda portadora: amplitude, frequência ou fase. Esse processo tem uma grande importância principalmente na radiodifusão e na informação digital (MEDEIROS, 2007), pois permite a propagação da onda de rádio por longas distâncias utilizando, para isso, antenas com pequena dimensão.

A modulação se dividi em duas categorias: a modulação analógica e a modulação digital. Na modulação analógica, uns sinais analógicos (i.e. que assume infinitos valores possíveis de amplitude) da informação atua sobre uma onda portadora senoidal (MEDEIROS, 2007). Alguns exemplos de modulação analógica são a modulações AM (*Amplitude Modulation*) e FM (*Frequency Modulation*). Por sua vez, nas modulações digitais, um sinal digital de informação (i.e. que assume apenas um conjunto possíveis de valores de amplitude), atua sobre uma onda portadora senoidal (MEDEIROS, 2007). Alguns exemplos de modulação digital são as modulações FSK (*Frequency Shift-Keying*), PSK (*Phase Shift-Keying*) e ASK (*Amplitude Shift-Keying*).

Um transceptor é um dispositivo que combina um transmissor (modulador) com um receptor (demodulador) utilizando componentes de circuito comuns para o transmissor e receptor em um mesmo circuito. Um transceptor pode ser aplicado em rádio, telefones, rede de dados e entre outras aplicações.

Uma aplicação possível para os circuitos moduladores consiste na transmissão de comandos para veículos aéreos não-tripulados. O primeiro emprego conhecido de veículos aéreos não tripulados (VANT) ocorreu em 22 de agosto de 1849 quando o exército austríaco atacou a cidade de Veneza usando balões carregados de explosivos (PECHARROMÁN; VEIGA, 2016). Desde então, os VANTs foram empregados tradicionalmente em áreas militares por causa do alto custo e difícil desenvolvimento dos veículos. Durante a segunda guerra mundial, os alemães utilizaram um tipo de veículo aéreo não tripulado que consistia de

uma bomba voadora chamada V1, que foi usada para atacar alvos a grandes distâncias sem precisa de pilotos (PECHARROMÁN; VEIGA, 2016).

. Os VANTs foram utilizados em vários outros conflitos que sucederam da segunda guerra mundial (PECHARROMÁN; VEIGA, 2016). Porém, foi na Segunda Guerra do Golfo, em 2003, que se tornaram mais conhecidos pelo público em geral ao serem usados em grande escala pelas forças norte-americanas para o monitoramento de inimigos, designação de alvos e até lançamento de armamentos guiados (PECHARROMÁN; VEIGA, 2016). Com isso, várias nações se interessaram em adquirir essa tecnologia para fins militares. Atualmente, o emprego de VANTs não está restrito somente a área militar, mas sim, em vários outros segmentos como infraestrutura, transporte, seguros (monitoramento de risco), telecomunicações, mídia e entretenimento, agricultura, mineração, atividades humanitárias e segurança (monitoramento de fronteiras e locais).

1.1 - Estado da Arte

O presente trabalho irá aborda o projeto de um transceptor FSK. O trabalho Automação de Vôo e Calibração de Sensores e Controladores para um Drone de Baixo Custo de autoria de SANTOS e CARDOSO (2015) utilizaram para o sistema de comunicação do drone um transmissor de dados de modelo TXA1-433-F11 e um receptor de dados de modelo RXA27L-433MHz. Esse transmissor e receptor utilizam a modulação ASK para modular e demodular o sinal. Todavia, esse tipo de modulação tem uma baixa imunidade a ruídos se comparado com a modulação FSK e não é tão usado em transmissão via rádio quanto a modulação FSK. No segundo artigo, a substituição do rádio controle por uma página web diminuirá o preço final do drone razoavelmente, mas esse sistema de comunicação tem bastante fragilidade em casos no qual falte energia, internet ou mal funcionamento na página web, o drone cairia com as faltas de comandos. Sendo assim, é preferível uma comunicação a rádio para o uso em VANTs de pequeno e grande porte.

Esses dois trabalhos foram essenciais para o desenvolvimento da idéia de um transceptor que pode ser utilizado em um VANT (veículo aéreo não tripulado) e que possa melhorar o sistema de comunicação do veículo.

1.2 - Objetivos

- Montar um modulador e demodulador FSK de qualidade e baixo custo.
- Projetar o circuito modulador e o circuito demodulador utilizando componentes de eletrônica analógica simples.
- Simular os circuitos em ambiente computacional (LTspice VXII).
- Montar os circuitos em Protoboard.
- Efetuar medições práticas do circuito montado, como formas de onda e espectro de frequência.

1.3 - Organização do Trabalho

O presente trabalho é composto de 4 capítulos que visam detalhar todo o processo de desenvolvimento e montagem de um transceptor FSK. Adiante, o escopo de cada capítulo será apresentado brevemente.

O Capítulo 2 pretende apresentar e contextualizar os tipos de modulação e o desenvolvimento e funcionamento do modulador e do demodulador FSK.

No Capítulo 3 é apresentado os resultados simulados e práticos para o modulador e demodulador.

Por fim, no Capítulo 4, uma conclusão será escrita com o intuito de ressaltar os dados obtidos para o pleno funcionamento do transceptor.

2 - CIRCUITO MODULADOR E DEMODULADOR PROJETADO

Em sistema de comunicações prático, a sequência binária a ser transmitida é aplicada a um modulador digital [PROAKIS & SALEHI, 2002]. Modulação digital é um processo de mapeamento de símbolos digitais em um conjunto de formas de onda, que podem ser transmitidas em um canal de comunicações prático, seja sem fio ou guiado. Dado que a transmissão por meios sem fio acontece por meio da propagação de ondas eletromagnéticas [HAYT & BUCK, 2013], as formas de onda resultantes do processo de modulação são analógicas, mesmo que os sinais modulantes sejam digitais.

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos relacionados aos moduladores digitais. Em particular será apresentada a proposta de modulador FSK projetado.

2.1 - Modulações Digitais

Um modulador genérico pode codificar b bits de informação em um conjunto de $M = 2^b$ formas de ondas distintas $s_i(t)$, tal que $i = 0, 1, \dots, M - 1$. De forma geral, os símbolos modulados podem ser representados por uma forma de onda cossenoidal, tal que:

$$s(t) = A(t)\cos[\omega_c(t)t + \theta(t)] \quad , \quad mT_s \leq t \leq (m + 1)T_s \quad (2.1)$$

em que $A(t)$ é a amplitude do sinal modulado; $\omega_c(t)$ é a frequência da portadora em rad/s; $\theta(t)$ é a fase do sinal modulado e T_s é o tempo de símbolo ($R_s = 1/T_s$ é a taxa de transmissão em bauds).

Diante dos parâmetros da Equação (2.1) que permanecem fixos ou são alterados pelo sinal modulante, as modulações digitais podem ser categorizadas em três tipos: ASK (*Amplitude Shift-Keying*), FSK (*Frequency Shift-Keying*) e PSK (*Phase Shift-Keying*).

2.1.1 - Amplitude Shift-Keying (ASK)

Neste caso chaveamento por desvio da amplitude, e a modulação consiste em alterar a amplitude da onda portadora com a fixação de M níveis de amplitude, associados a cada um dos M símbolos possíveis a serem transmitidos do alfabeto digital. Neste caso, a expressão analítica para esse tipo de modulação será:

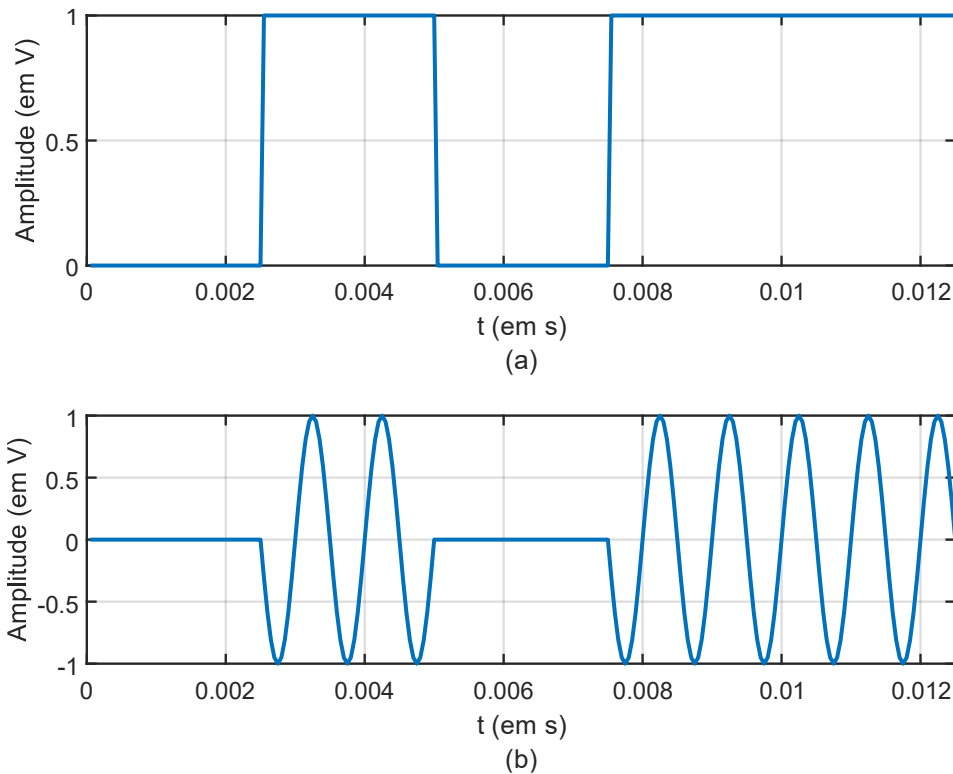
$$s(t) = A(t)\cos[\omega_c t + \theta] \quad , \quad mT_s \leq t \leq (m+1)T_s \quad (2.2)$$

Em particular, quando $M = 2$, temos uma modulação ASK binária, e representa-se o *bit* 1 por um valor de amplitude A_1 e o *bit* 0 por outro valor de amplitude, A_0 (MEDEIROS, 2007), ou seja:

$$s(t) = \begin{cases} A_1 \cos[\omega_c t + \theta] & \text{para o bit 1} \\ A_0 \cos[\omega_c t + \theta] & \text{para o bit 0} \end{cases} \quad , \quad mT_s \leq t \leq (m+1)T_s \quad (2.3)$$

A Figura 2.1 apresenta uma modulação ASK binária em particular, denominada de OOK (*On-Off Keying*), em que o valor associado ao bit 0 corresponde a uma amplitude de 0V.

Figura 2.1 - Modulação ASK (a) e (b)



Fonte: Autor (2019).

2.1.2 - Frequency Shift-Keying (FSK)

Neste caso o chaveamento ocorre por desvio de frequência, e a modulação consiste em se alterar o valor da frequência da portadora com a fixação de M níveis de frequência,

associados a cada um dos M símbolos possíveis a serem transmitidos. Esse tipo de modulação é usado comumente em transmissão via rádio, e o sinal digital modulante modifica a frequência da portadora, mantendo assim a amplitude e a continuidade da fase. Neste caso, a expressão analítica para esse tipo de modulação será:

$$s(t) = A \cos[\omega_c(t)t + \theta] \quad , \quad mT_s \leq t \leq (m+1)T_s \quad (2.4)$$

Em particular, quando $M = 2$, temos uma modulação FSK binária, e representa-se o *bit* 1 por um senóide de frequência ω_1 e o *bit* 0 por um senóide de frequência ω_0 (MEDEIROS, 2007), ou seja:

$$s(t) = \begin{cases} A \cos[\omega_1 t + \theta] & \text{para o bit 1} \\ A \cos[\omega_0 t + \theta] & \text{para o bit 0} \end{cases} \quad , \quad mT_s \leq t \leq (m+1)T_s \quad (2.5)$$

A Figura 2.2 apresenta uma modulação FSK binária. O modulador FSK pode ser entendido como dois moduladores OOK, sendo que um deles produz pulsos modulados na frequência para o bit 1, enquanto que o outro produz pulsos modulados na frequência para o bit 0 (CAMPOS, 2017).

2.1.3 - Phase Shift-Keying (PSK)

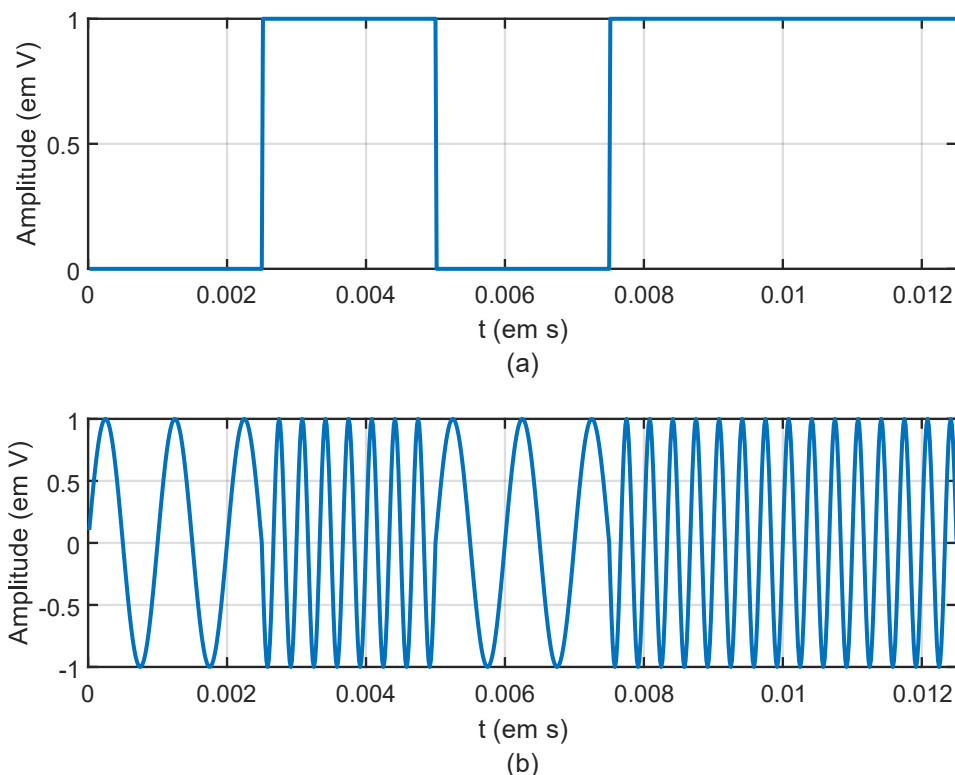
Neste caso o chaveamento ocorre por desvio de fase, e a modulação consiste em se alterar o valor a fase da portadora em M fases distintas entre si, espaçadas entre 0 e 2π . Neste caso, a expressão analítica para esse tipo de modulação será:

$$s(t) = A \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad , \quad mT_s \leq t \leq (m+1)T_s \quad (2.6)$$

Em particular, quando $M = 2$, temos uma modulação PSK binária, denominada de BPSK (*Binary Phase Shift-Keying*). Neste caso, representa-se o *bit* 1 por um senóide com fase θ_1 e o *bit* 0 por um senóide com fase θ (MEDEIROS, 2007), ou seja:

$$s(t) = \begin{cases} A \cos[\omega_c t + \theta_1] & \text{para o bit 1} \\ A \cos[\omega_c t + \theta_0] & \text{para o bit 0} \end{cases} \quad , \quad mT_s \leq t \leq (m+1)T_s \quad (2.7)$$

Figura 2.2 - Modulação FSK (a) e (b)

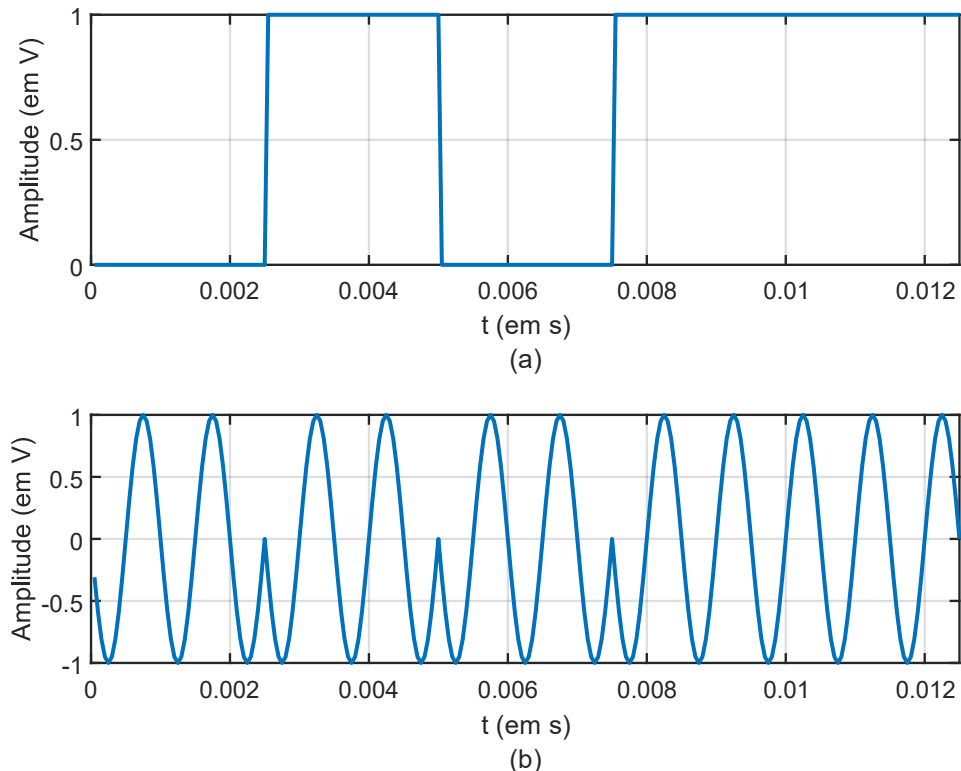


Fonte: Autor (2019).

A Figura 2.3 apresenta uma modulação PSK em particular, denominada de BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*). Nesse sistema de modulação, quando há uma transição de um bit 0 para um bit 1 ou de um bit 1 para um bit 0, a onda portadora sofre uma alteração de fase de 180 graus (MALBURG, 2004).

A modulação PSK apresenta uma boa imunidade a ruídos, maior velocidade de transmissão de dados e uma largura de faixa igual à da modulação ASK. Porém, o custo para a demodulação do PSK é bastante alto, já que a demodulação é feita por detecção síncrona, ou seja, os circuitos são mais complexos e caros.

Figura 2.3 - Modulação PSK (a) e (b)



Fonte: Autor (2019).

2.2 - Modulador Proposto

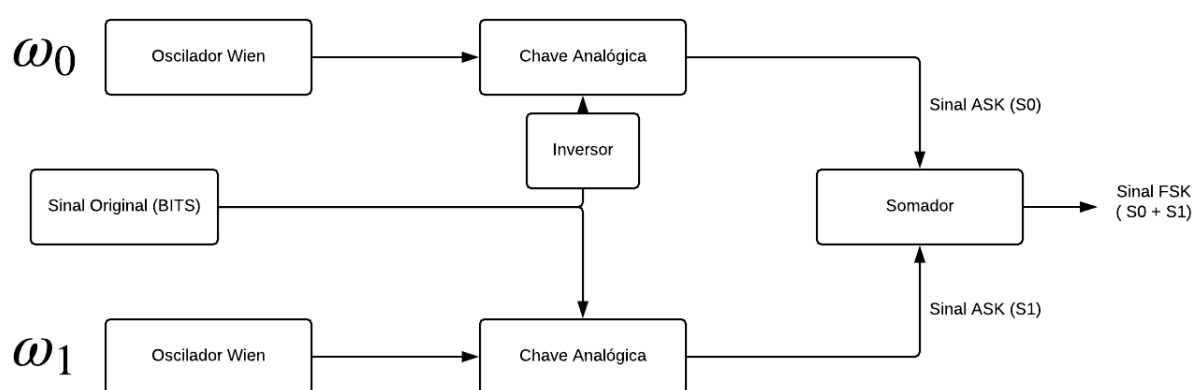
Neste trabalho implementou-se o projeto de um modulador FSK binário. As razões para escolha desse esquema de modulação são:

- A modulação FSK apresenta uma boa robustez ao ruído interferente, presente no canal de comunicações do problema a ser resolvido;
- A demodulação pode ser feita de forma não-coerente, o que simplifica o circuito demodulador e, por consequência, reduz os custos de fabricação;
- A taxa de transmissão requisitada no problema é baixa, logo pode-se utilizar uma modulação binária.

O modulador proposto nesse trabalho é composto por dois moduladores ASK que são responsáveis por modular os bits 0 e 1 em portadoras de frequência, respectivamente, com frequências ω_0 e ω_1 , conforme apresentado na Equação (2.5). O modulador FSK utilizado nesse trabalho é apresentado na Figura 2.4, e consiste em:

- Um inversor digital lógico;
- Um par de chaves analógicas;
- Um par de osciladores por ponte de Wien, gerando seno ides com frequências ω_0 e ω_1 ;
- Um circuito somador, que soma os dois sinais ASK, gerando o sinal FSK.

Figura 2.4 - Diagrama do modulador FSK



Fonte: Autor (2019).

De forma a explicar o funcionamento do modulador FSK proposto, deve-se considerar, sem perda de generalidade, que o sinal original consiste em um sinal binário, no qual o bit 1 é representado por um valor de tensão A (em V), denominado de nível lógico ALTO, enquanto o bit 0 é representado por $0V$, denominado de nível lógico BAIXO. O sinal em questão é apresentado na Figura 2.5(a).

Os osciladores geram as portadoras que serão transmitidas no sistema. Os osciladores são projetados para funcionarem nas duas frequências desejadas para a transmissão, no caso, ω_0 e ω_1 , que correspondem as frequências do bit 0 e do bit 1, respectivamente.

O inversor lógico digital irá inverter a forma de onda binária original, conforme apresentado na Figura 2.5(b). O sinal original e o sinal invertido são aplicados as chaves analógicas.

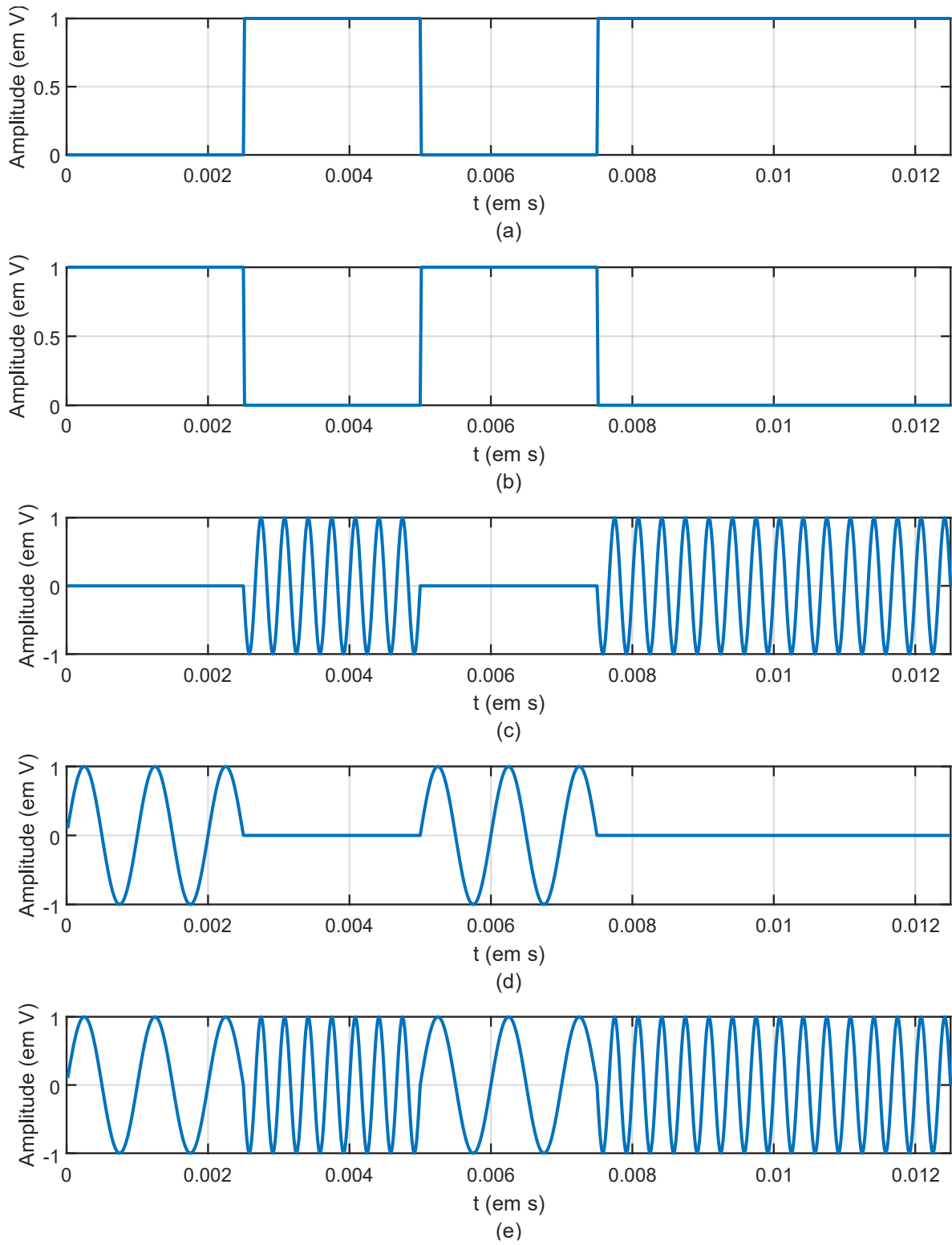
A chave analógica, por sua vez, funciona permitindo a passagem do sinal por seus terminais quando a tensão de controle aplicada está em nível lógico ALTO. Todavia, se a tensão de controle aplicada corresponde a um nível lógico BAIXO, a chave analógica não permite a passagem do sinal em seus terminais, fazendo com que a tensão na saída seja igual a zero. As

Figuras 2.5(c) e 2.5(d) apresentam a saída para as duas chaves analógicas, denominadas de chave analógica 1 e chave analógica 0, respectivamente.

Pelas Figura 2.5(c) e 2.5(d), observa-se que, quando o sinal original está em nível lógico ALTO, apenas a chave analógica 1 permite a passagem do sinal gerado pelo oscilador. Por sua vez, quando o sinal original está em nível lógico BAIXO, apenas a chave analógica 0 permite a passagem do sinal gerado pelo oscilador. Diante disso, nota-se que os sinais de saída das chaves analógicas correspondem a dois sinais ASK, modulados em diferentes frequências, correspondentes aos valores de frequência desejados para a modulação FSK.

Por fim, o último passo para gerar o sinal FSK consiste em somar os dois sinais ASK gerados anteriormente pelas chaves analógicas, conforme apresentado na Figura 2.5(e). Nota-se que o sinal resultante apresentará uma frequência ω_0 , quando o sinal original está em nível lógico BAIXO, ao passo que apresentará uma frequência ω_1 , quando o sinal original está em nível lógico ALTO, gerando, assim, um sinal FSK.

Figura 2.5 - Formas de onda para o modulador proposto



Fonte: Autor (2019).

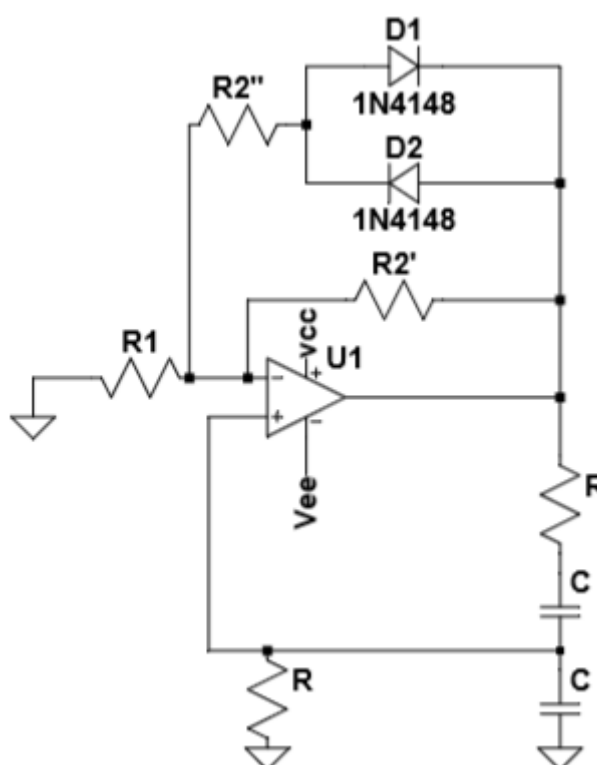
2.3 - Projeto do Circuito Modulador

Nesta seção apresenta-se o projeto do circuito modulador utilizado neste trabalho. O circuito modulador foi projetado de tal forma a modular o bit 0 por uma frequência de 1 kHz e o bit 1 por uma frequência de 10 kHz. Nas sub-seções a seguir apresenta-se o projeto dos osciladores, do inversor lógico digital, da chave analógica e do circuito somador.

2.3.1 - Projeto do Oscilador com Ponte de Wien

Na Figura 2.6 é apresentado o circuito de um oscilador com ponte de Wien, no qual o controle de estabilidade e amplitude é feito por dois diodos de chaveamento rápido e dois resistores em paralelo entre si e em série com os diodos (PERTENCE JÚNIOR, 2003).

Figura 2.6 - Oscilador com ponte de Wien



Fonte: Autor (2019).

No projeto utilizou-se como amplificador operacional o 741, devido à grande disponibilidade desse amplificador no mercado. A alimentação do AMPOP é feita a partir de uma fonte simétrica, com tensão de alimentação de $\pm 12V$. Como diodos de chaveamento rápido,

utilizou-se o 1N4148. Os resistores utilizados no circuito possuem precisão de 10% e com valores comerciais da família E24.

A regra de projeto para determinar R_1 e R_2 é dada por:

$$R_2 = R'_2 + R''_2 = 2R_1 \quad (2.8)$$

e a frequência de oscilação será

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.9)$$

Escolhendo pelo menos duas variáveis nas Equações (2.8) e (2.9), determina-se o valor dos outros componentes.

Para o oscilador de 1kHz, os valores comerciais adotados para os resistores e capacitores (utilizando a família E24) foram: $R'_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R''_2 = 5,6 \text{ k}\Omega$ e $C = 100 \text{ nF}$. A frequência central adotada foi $f_0 = 1 \text{ kHz}$. Assim, o resistor R_1 será:

$$\frac{1}{2,2 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{5,6 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{R_2} \rightarrow R_2 = 1,6 \text{ k}\Omega \quad (2.10)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{2} \rightarrow R_1 = 0,8 \text{ k}\Omega \quad (2.11)$$

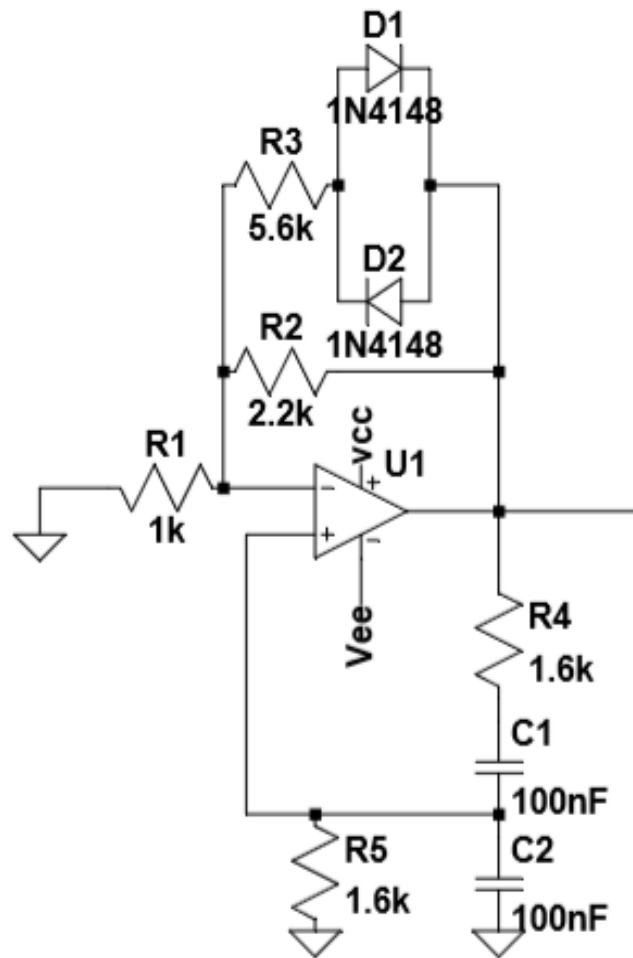
Adotou-se $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ (valor comercial). Por fim, determinou-se o valor de resistência R :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (2.12)$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi 1 \text{ kHz} 100 \text{ nF}} = 1,6 \text{ k}\Omega \quad (2.13)$$

A Figura 2.7 apresenta o oscilador com ponte Wien de 1 kHz projetado.

Figura 2.7 – Oscilador com Ponte Wien de 1 kHz



Fonte: Autor (2019).

Para o oscilador de 10 kHz, os valores comerciais adotados para os resistores e capacitores (utilizando a família E24) foram: $R'_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R''_2 = 5,6 \text{ k}\Omega$ e $C = 10 \text{ nF}$. A frequência central adotada foi $f_0 = 10 \text{ kHz}$. Assim, o resistor R_1 será:

$$\frac{1}{2,2 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{5,6 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{R_2} \rightarrow R_2 = 1,6 \text{ k}\Omega \quad (2.14)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{2} \rightarrow R_1 = 0,8 \text{ k}\Omega \quad (2.15)$$

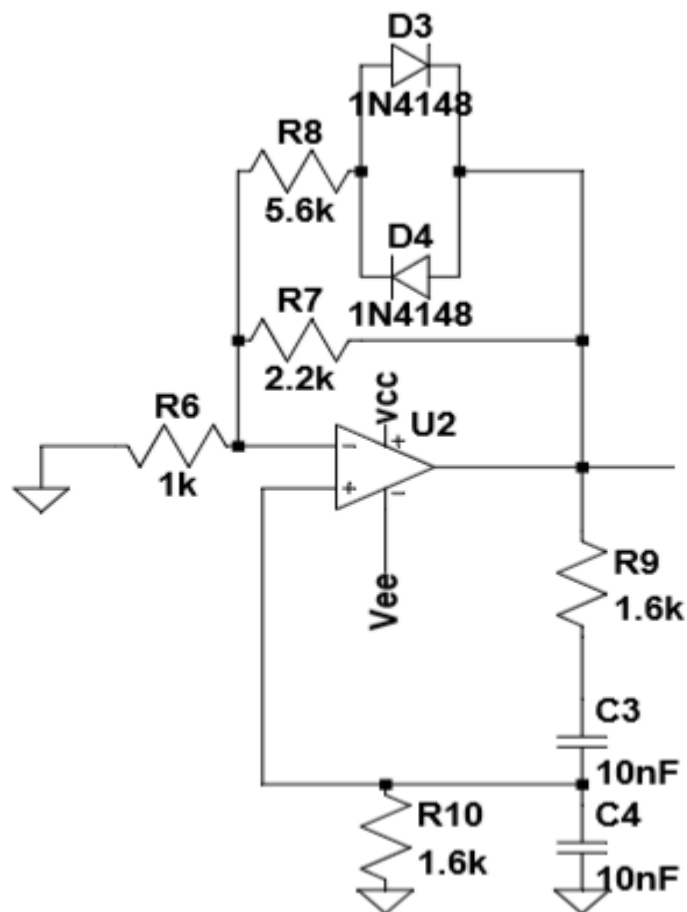
Adotou – se $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ (valor comercial). Por fim, determinou – se o valor de resistência R :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (2.16)$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi 10k\Omega 10nF} = 1,6 k\Omega \quad (2.17)$$

A Figura 2.8 apresenta o oscilador com ponte Wien de 10 kHz projetado.

Figura 2.8 - Oscilador com ponte Wien de 10 kHz



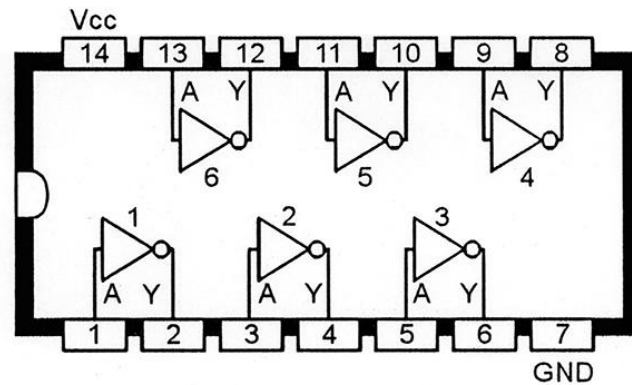
Fonte: Autor (2019).

2.3.2 - Projeto do Inversor

O inversor lógico digital utilizado no projeto foi o 74HC04. Esse circuito integrado consiste em um conjunto de portas lógicas inversoras, na tecnologia de fabricação CMOS. A

Figura 2.9 apresenta a disposição dos pinos do 74HC04. A alimentação do circuito integrado é realizada através de uma fonte simples, com valor de alimentação de +5V.

Figura 2.9 – Pinos do 74HC04



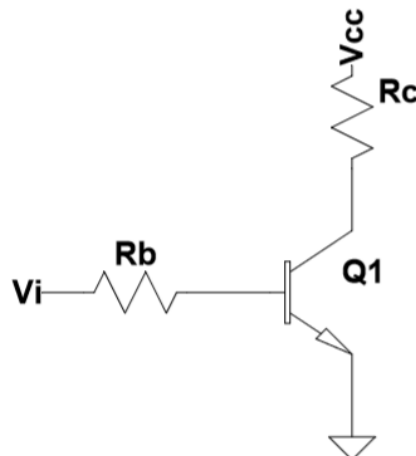
Fonte: *TTL Logic Data Book* (1990).

2.3.3 - Projeto da Chave Analógica

Na Figura 2.10 é apresentado um circuito de chave analógica, que permite a passagem ou o bloqueio de sinais analógicos, dependendo da tensão no terminal de controle (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004). Esse tipo de circuito fica alternado para o estado ligado para o estado desligado.

O Circuito apresentado na Figura 2.10 consiste em uma chave analógica implementada com transistores de junção bipolar. Neste caso, o transistor opera em duas regiões: região de saturação (funcionando como chave aberta, bloqueando a passagem de sinais analógicos) ou região de corte (funcionando com chave fechada, permitindo a passagem de sinais analógicos).

Figura 2.10 - Chave Analógica



Fonte: Autor (2019).

O transistor utilizado no projeto foi o BC337. A opção por utilizar esse transistor ocorreu devido a facilidade da obtenção desse componente no mercado de eletrônica, bem como a alta capacidade de dissipação de potência do transistor, para um encapsulamento do tipo TO92.

A regra de projeto para determinar R_c consiste, na saturação:

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_c} \quad (2.18)$$

Em que V_{CC} corresponde a tensão máxima aplicada, R_c é a resistência de coletor e $I_{C_{sat}}$ é a corrente de coletor quando o transistor está na saturação. Considerando $I_{C_{sat}} = 1\text{mA}$ e $V_{CC} = 1\text{V}$, pode-se obter:

$$R_c = \frac{V_{CC}}{I_{C_{sat}}} = \frac{1\text{V}}{1\text{mA}} = 1\text{k}\Omega \quad (2.19)$$

Para o nível de saturação, deve – se garantir que a seguinte regra seja satisfeita:

$$I_B \geq \frac{I_{c_{sat}}}{\beta_{cc,sat}} \quad (2.20)$$

em que I_B é a corrente de base e $\beta_{cc,sat}$ é o parâmetro β do transistor na saturação. Para o BC337 $\beta_{cc,sat} = 10$, logo:

$$I_B \geq \frac{I_{c_{sat}}}{\beta_{cc,sat}} = \frac{1\text{mA}}{10} = 0.1\text{mA} \quad (2.21)$$

Por fim, a regra de projeto para determinar R_b , na saturação, consiste em:

$$R_b \leq \frac{V_i - V_{be}}{I_b} \quad (2.22)$$

em que V_i é a máxima tensão aplicado ao terminal de controle e V_{be} é a tensão na junção base-emissor. O sinal de controle apresenta níveis lógicos TTL. Dessa forma, considerando $V_{be} = 0.7V$ e $V_i = 5V$ (correspondente ao nível lógico ALTO), pode-se determinar o valor do resistor R_b como sendo:

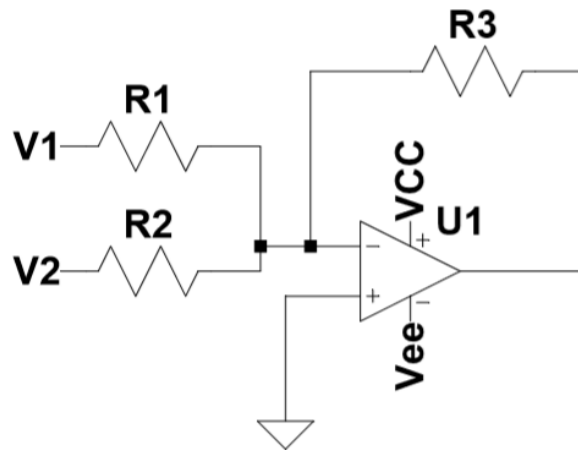
$$R_b \leq \frac{V_i - V_{be}}{I_b} = \frac{5V - 0.7V}{0.1mA} = 43k\Omega \quad (2.23)$$

No qual adotou-se o valor de $R_b = 1k\Omega$.

2.3.4 - Projeto do Somador

O circuito somador tem o objetivo de somar os valores de entrada. Uma proposição possível para um circuito somador é apresentada na Figura 2.11. No projeto utilizou-se um amplificador operacional 741 (pelos mesmos motivos já anteriormente explicados).

Figura 2.11 - Circuito Somador



Fonte: Autor (2019).

A tensão de saída é calculada como:

$$V_0 = -R_3 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) \quad (2.24)$$

Para o circuito somador, o valor comercial adotado para o resistor (utilizando a família E24) foi $R_3 = 10\text{ k}\Omega$. Para o circuito da figura 2.11, a tensão V_1 tem que ser igual a tensão V_2 e consequentemente os resistores R_1 e R_2 devem ser iguais. Sendo assim, a equação 2.24 reduziu-se a seguinte equação.

$$V_0 = -10\text{ k}\Omega \frac{V}{R} \quad (2.25)$$

Para o projeto, usou-se um ganho na tensão de $\frac{V_0}{V} = 10 \frac{V}{V}$. Inicialmente determinou-se o valor das resistências R_1 e R_2

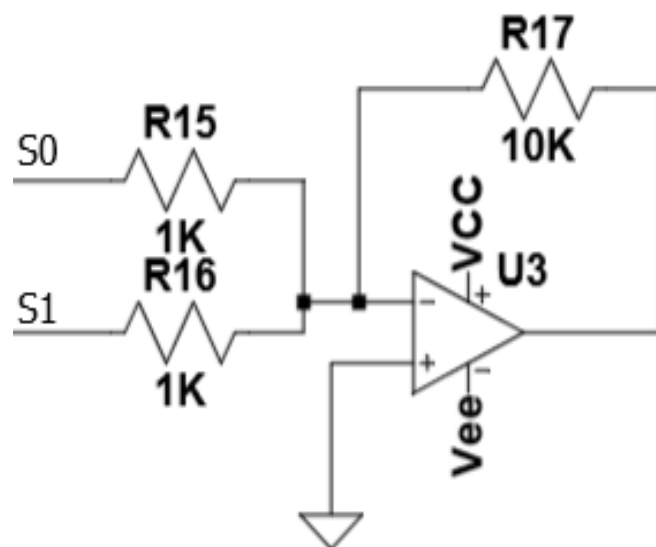
$$R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega \quad (2.26)$$

Após isso, utilizando a Equação (2.24), determinou-se o valor da resistência R_3 , de forma a obter um ganho de 10 V/V para cada entrada:

$$R_3 = 10\text{ k}\Omega \quad (2.27)$$

A Figura 2.12 apresenta o somador projetado nesse trabalho.

Figura 2.12 - Somador



Fonte: Autor (2019).

2.4 - Demodulador Proposto

De forma a recuperar a informação originalmente transmitida, na recepção existe um circuito, denominado de demodulador, que é responsável por obter o sinal modulante (i.e. o sinal de informação).

De forma geral os demoduladores podem ser classificados em duas classes, que se diferenciam na forma como a demodulação é realizada - demoduladores coerentes e demoduladores não-coerentes.

A demodulação com detecção não-coerente é feita sem o sincronismo de fase entre o transmissor e o receptor. Esse tipo de detecção é mais simples de ser implementado, porém nem todas as modulações digitais permitem uma demodulação não-coerente. Além disso, como não existe a correlação com o filtro casado na recepção, a demodulação não-coerente não consegue garantir a maximização da SNR de pico e nem a mitigação da interferência intersimbólica.

A demodulação com detecção coerente é feita com o sincronismo de fase entre o transmissor e o receptor. Este tipo de detecção é mais complexo de ser implementada, dado que no receptor há necessidade do conhecimento preciso da frequência e fase da portadora. Um erro na estimação desses parâmetros no receptor pode degradar o desempenho global do sistema. Todavia, a complexidade no demodulador é compensada devido a melhor imunidade desse tipo de detecção ao ruído, dado que a recepção é realizada com filtros casados, o que maximiza a SNR de pico no receptor e diminui a interferência intersimbólica.

Embora a modulação FSK utilize o espectro de frequências de forma ineficiente, esta pode ser detectada de forma não coerente, o que reduz a complexidade do receptor (FONTES, 2012). Portanto, pelo fato de custo e simplicidade, foi preferível implementar o demodulador não coerente. Além disso, neste trabalho, assume-se que a taxa de transmissão da informação é baixa o suficiente tal que a interferência intersimbólica possa ser desconsiderada¹.

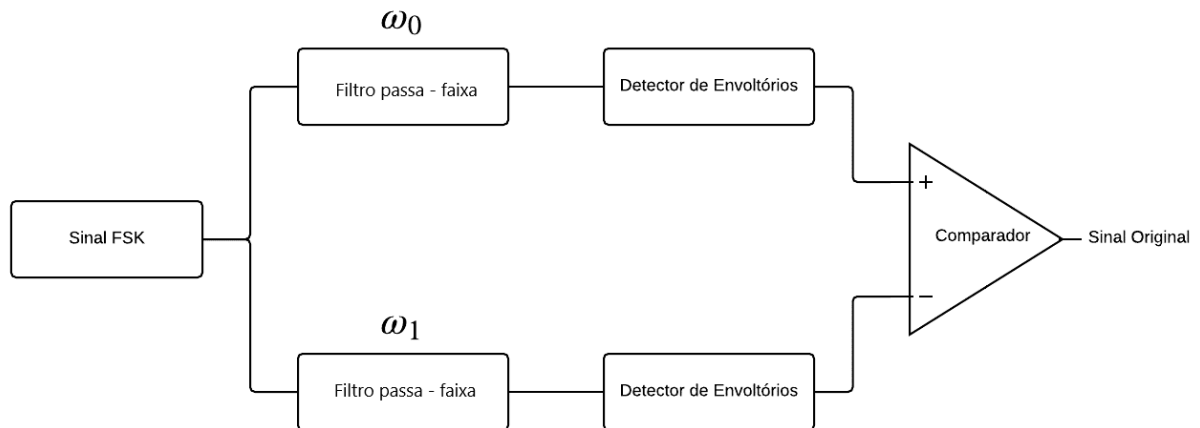
O demodulador proposto nesse trabalho é apresentado na Figura 2.13 abaixo. Na detecção não coerente para a modulação FSK, o receptor consiste em:

- Um par de filtro passa faixa, com frequência central igual as duas frequências utilizadas para modular os bits 0 e 1 no transmissor;
- Um par de envoltórios, um para cada filtro passa-faixa;

¹ De fato, como a taxa de transmissão é baixa, o tempo de símbolo é alto, o que garante que todas as versões em multipercursos do sinal transmitidos cheguem ao receptor em um mesmo tempo de símbolo, o que garante interferência intersimbólica nula.

- Um circuito de decisão, que gera o sinal demodulador. No trabalho o circuito de decisão utilizado foi o comparado com dois níveis de tensão, que representam os bits 1 e 0, com o objetivo de escolher o *bit* correto.

Figura 2.13 - Diagrama do Demodulador FSK



Fonte: Autor (2019).

De forma a explicar o funcionamento do demodulador, deve-se considerar, apenas para simplificação, que o canal de comunicações não ocasiona interferências aditivas ou multiplicativas ao sinal recebido. Diante disso, supor que originalmente foi transmitido um bit 0 de informação². Dessa maneira, o modulador gera um sinal senoidal com frequência ω_0 , que é transmitida no canal de comunicações.

No receptor, o sinal recebido é aplicado aos dois filtros passa-faixa, centrados em ω_0 e ω_1 . Supondo o projeto correto dos filtros, neste caso, a saída do filtro ω_0 apresentará valores de amplitude superiores ao filtro ω_1 .

As saídas dos filtros são aplicadas ao detector de envoltórios, que tem como objetivo converter os valores das saídas dos filtros, que são AC, em valores DC. Dessa maneira, supondo da transmissão do bit 0 de informação, o detector de envoltórios associado em filtro ω_0 possui um valor DC de saída superior ao detector de envoltórios associado ao filtro ω_1 . O comparador ao final do circuito decide sobre a transmissão do bit 0 ou bit 1.

² Uma explicação equivalente poderia ser feita considerando a transmissão de um bit 1 de informação.

2.5 - Projeto do Circuito Demodulador

Nas subseções a seguir, detalha-se o projeto do circuito demodulador implementado nesse trabalho. Será apresentado o projeto dos filtros Passa-Faixa, do detector de envoltórios e do circuito comparador.

2.5.1 - Projeto dos Filtros Passa – Faixa

Um filtro passa-faixa é um dispositivo eletrônico que permite a passagem de uma certa faixa de frequência e atenua frequências fora dessa passagem (MALVINO, 1997). Basicamente, um filtro passa-faixa pode ser realizado de duas formas: utilizando componentes passivos (resistor, capacitor e indutor) ou componentes ativos (diodos, amplificadores operacionais, transistores, entre outros). Neste trabalho preferiu-se implementar utilizando a segunda opção, pois permite-se estipular um ganho para a banda passante do filtro.

Um filtro passa-faixa pode ser especificado em função de duas grandezas: a frequência central (f_0) e a banda passante (BW). As frequências de corte inferior (f_{c1}) e superior (f_{c2}) estão relacionadas com a frequência central a partir de uma média geométrica:

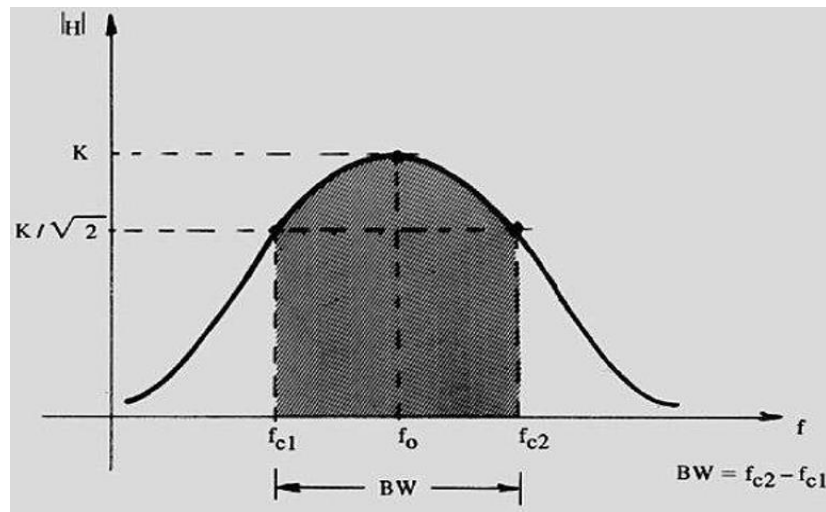
$$f_0 = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} \quad (2.28)$$

e a banda de passagem é dada por:

$$BW = f_{c2} - f_{c1} \quad (2.29)$$

A Figura 2.14 ilustra a resposta em frequência de um filtro passa-faixa, relacionando os principais parâmetros de projeto desses filtros.

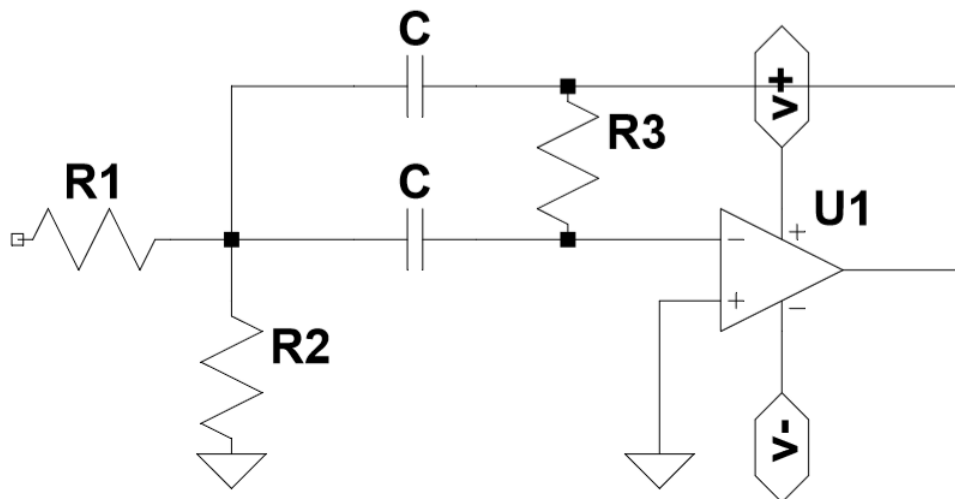
Figura 2.14 – Resposta em Frequência de um Filtro passa faixa



Fonte: PERTENCE JÚNIOR (2003).

De fato, existem várias propostas para se implementar filtro passa-faixas ativo. No trabalho usou-se a estrutura MPF, conforme apresentada na Figura 2.15.

Figura 2.15 – Filtro passa faixa com estrutura MPF



Fonte: Autor (2019).

Normalmente, o projetista estabelece a banda de passagem, a frequência central, a partir disso determina-se o fator de qualidade e os valores dos componentes. Pode-se provar que o fator de qualidade é determinado por (PERTENCE JÚNIOR, 2003)

$$Q_0 = \frac{f_0}{BW} \quad (2.30)$$

O projetista deve obedecer a seguinte condição:

$$K < 2Q_0^2 \quad (2.31)$$

O valor de C pode ser selecionado arbitrariamente, mas, como de costume, é conveniente estabelecer um valor comercial próximo a $\frac{10}{f_0} [\mu F]$ (PERTENCE JÚNIOR, 2003).

Por fim, os resistores podem ser calculados por ((PERTENCE JÚNIOR, 2003):

$$R_1 = \frac{Q_0}{\omega_0 CK} \quad (2.32)$$

$$R_2 = \frac{Q_0}{\omega_0 C(2Q_0^2 - K)} \quad (2.33)$$

$$R_3 = \frac{2Q_0}{\omega_0 C} \quad (2.34)$$

em que $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Após os cálculos dos componentes, selecionam-se os valores comerciais próximos, e corrige-se o projeto utilizando as equações de análise para determinar a frequência central (PERTENCE JÚNIOR, 2003):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} \quad (2.35)$$

e ganho máximo estabelecido na banda de passagem (PERTENCE JÚNIOR, 2003):

$$K = \frac{R_3}{2R_1} \quad (2.36)$$

Conforme estipulado na modulação FSK, o bit 0 é representado por uma senóide de 1 kHz e o bit 1 por um senóide de 10 kHz. Dessa forma, necessitaremos de dois filtros: um de frequência central de 1 kHz e outro de 10 kHz.

Para o filtro de 1 kHz, adotou-se $f_0 = 1\text{kHz}$ e $BW = 210\text{ Hz}$. Assim o fator de qualidade do filtro será:

$$Q_0 = \frac{f_0}{BW} = \frac{1000\text{Hz}}{210\text{Hz}} = 4,74 \quad (2.37)$$

e máximo ganho que poderá ser estipulado é:

$$K < 2Q_0^2 = 2(4,74)^2 = 44,9 \quad (2.38)$$

Para o projeto, usou-se um ganho na frequência central de $K = 10\text{ V/V}$. Por fim, determinou-se o valor da capacitância:

$$C = \frac{10}{f_0} = \frac{10}{1\text{ kHz}} = 10\text{ nF} \quad (2.39)$$

e das resistências:

$$R_1 = \frac{Q_0}{\omega_0 CK} = \frac{4,74}{2\pi(1000\text{Hz})(10)(10\text{nF})} = 7544\ \Omega \quad (2.40)$$

$$R_2 = \frac{Q_0}{\omega_0 C(2Q_0^2 - K)} = \frac{4,74}{2\pi(1000\text{Hz})(10\text{nF})(2(4,74)^2 - 10)} = 2159\ \Omega \quad (2.41)$$

$$R_3 = \frac{2Q_0}{\omega_0 C} = \frac{2(4,74)}{2\pi(1000\text{Hz})(10\text{nF})} = 150.879\ \Omega \quad (2.42)$$

Os valores comerciais para os resistores e capacitores (utilizando a família E24) foram: $C = 10\text{ nF}$, $R_1 = 6,8\text{ k}\Omega$, $R_2 = 2,2\text{ k}\Omega$ e $R_3 = 150\text{ k}\Omega$. Dessa forma, a frequência central do filtro a ser construído será:

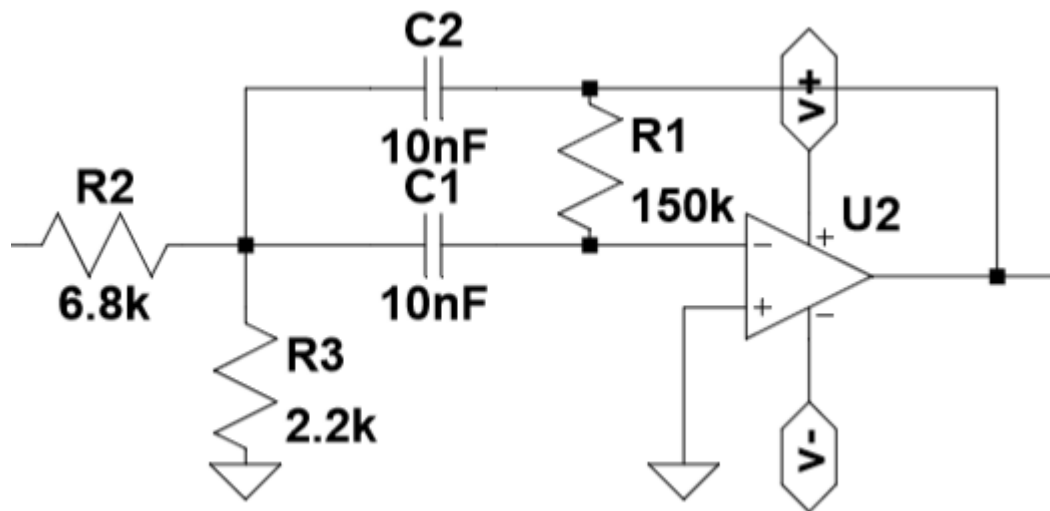
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} = \frac{1}{2\pi(10nF)} \sqrt{\frac{6,8k\Omega + 2,2k\Omega}{(6,8k\Omega)(2,2k\Omega)(150k\Omega)}} = 1008 \text{ Hz} \quad (2.43)$$

e o ganho para frequência central:

$$K = \frac{R_3}{2R_1} = \frac{150k\Omega}{2(6,8k\Omega)} = 11,03 \frac{V}{V} \quad (2.44)$$

Os valores se aproximam bastante dos estipulados de forma que uma correção não se faz necessária. O Filtro projetado para 1 kHz é apresentado na Figura 2.16.

Figura 2.16 - Filtro passa – faixa de frequência central de 1 kHz



Fonte: Autor (2019).

Para o filtro de 10 kHz, adotou-se $f_0 = 10 \text{ kHz}$ e $BW = 1 \text{ kHz}$. Assim o fator de qualidade do filtro será:

$$Q_0 = \frac{f_0}{BW} = \frac{10kHz}{1kHz} = 10 \quad (2.45)$$

e máximo ganho que poderá ser estipulado é:

$$K < 2Q_0^2 = 2(4,74)^2 = 200 \quad (2.46)$$

Para o projeto, usou-se um ganho na frequência central de $K = 10 \text{ V/V}$. Por fim, determinou-se o valor da capacitância:

$$C = \frac{10}{f_0} = \frac{10}{10\text{kHz}} = 1\text{nF} \quad (2.47)$$

e das resistências:

$$R_1 = \frac{Q_0}{\omega_0 CK} = \frac{10}{2\pi(10000\text{Hz})(10)(1\text{nF})} = 15915 \Omega \quad (2.48)$$

$$R_2 = \frac{Q_0}{\omega_0 C(2Q_0^2 - K)} = \frac{10}{2\pi(10000\text{Hz})(1\text{nF})(2(10)^2 - 10)} = 838 \Omega \quad (2.49)$$

$$R_3 = \frac{2Q_0}{\omega_0 C} = \frac{2(10)}{2\pi(10000\text{Hz})(1\text{nF})} = 318,301 \text{ k}\Omega \quad (2.50)$$

Os valores comerciais para os resistores e capacitores (utilizando a família E24) foram: $C = 1\text{nF}$, $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 820 \Omega$ e $R_3 = 330 \text{ k}\Omega$. Dessa forma, a frequência central do filtro a ser construído será:

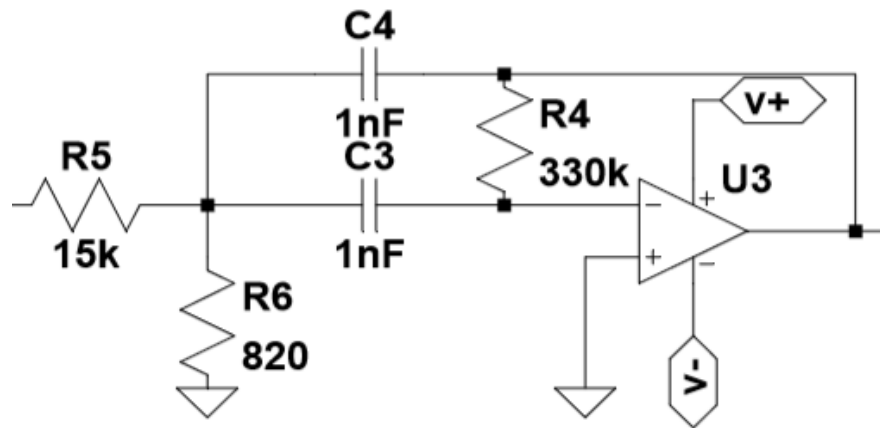
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} = \frac{1}{2\pi(1\text{nF})} \sqrt{\frac{15\text{k}\Omega + 0,82\text{k}\Omega}{(15\text{k}\Omega)(0,82\text{k}\Omega)(330\text{k}\Omega)}} = 9936 \text{ Hz} \quad (2.51)$$

e o ganho para frequência central:

$$K = \frac{R_3}{2R_1} = \frac{330\text{k}\Omega}{2(15\text{k}\Omega)} = 11 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad (2.52)$$

Os valores se aproximam bastante dos estipulados de forma que uma correção não se faz necessária. O Filtro projetado para 10 kHz é apresentado na Figura 2.17.

Figura 2.17 - Filtro passa – faixa de frequência central de 10 kHz

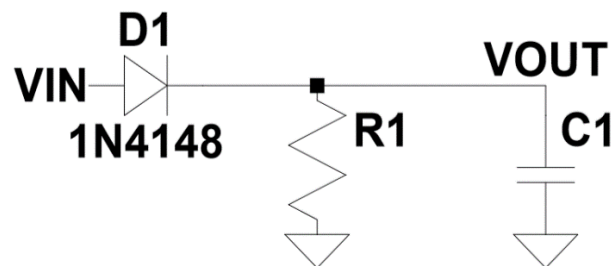


Fonte: Autor (2019).

2.5.2 - Projeto do Circuito Detector de Envoltória

O detector de envoltórios pode ser feito utilizando-se um capacitor, um resistor e um diodo, conforme apresentado na Figura 2.18 abaixo. Nesse circuito, o diodo exerce o papel de uma chave não controlada e o circuito RC cumpre seu papel de filtro passa-baixa.

Figura 2.18 – Circuito detector de envoltórios



Fonte: Autor (2019).

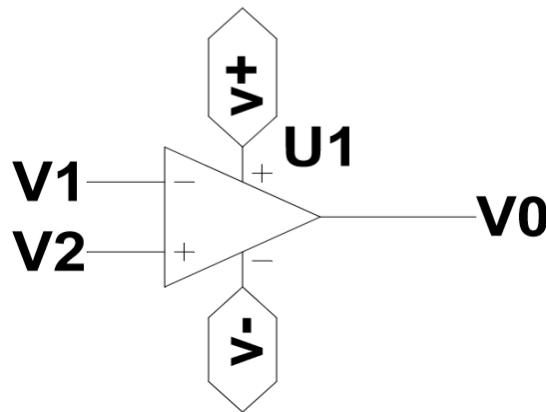
Sendo $V_i(t)$ um sinal senoidal, analisa-se o circuito. Para o semiciclo positivo de $V_i(t)$, o diodo opera como uma chave fechada, e consequentemente ocorre a passagem do sinal. Com isso o capacitor é carregado até o instante em que o sinal de entrada possuir valor inferior a 0,7 V. Neste momento o diodo passará a exercer o papel de chave aberta, fazendo com que o capacitor descarregue. No circuito a constante de tempo $\tau = (RC)^{-1}$ determina o *Ripple* da onda de saída.

No projeto, utilizou-se um resistor de 10 k Ω e um capacitor de 1 μ F. Para esses valores utilizados, o circuito apresenta um baixo *Ripple* da tensão de saída.

2.5.3 - Projeto Circuito Comparador

Na Figura 2.19 apresenta-se o circuito comparador utilizado no projeto. O amplificador operacional utilizado como comparador foi o 741, cujas entradas temos os sinais V_1 (entrada inversora) e V_2 (entrada não- inversora).

Figura 2.19 – Circuito Comparador



Fonte: Autoria Própria (2019).

A equação para a tensão de saída é dada por:

$$V_0 = A_{v0}(V_2 - V_1) \quad (2.52)$$

em que A_{v0} é o ganho de tensão do amplificador operacional em malha aberta. Dado que A_{v0} é muito grande, a saída do circuito comparador sempre estará em um dos níveis de saturação do AMPOP.

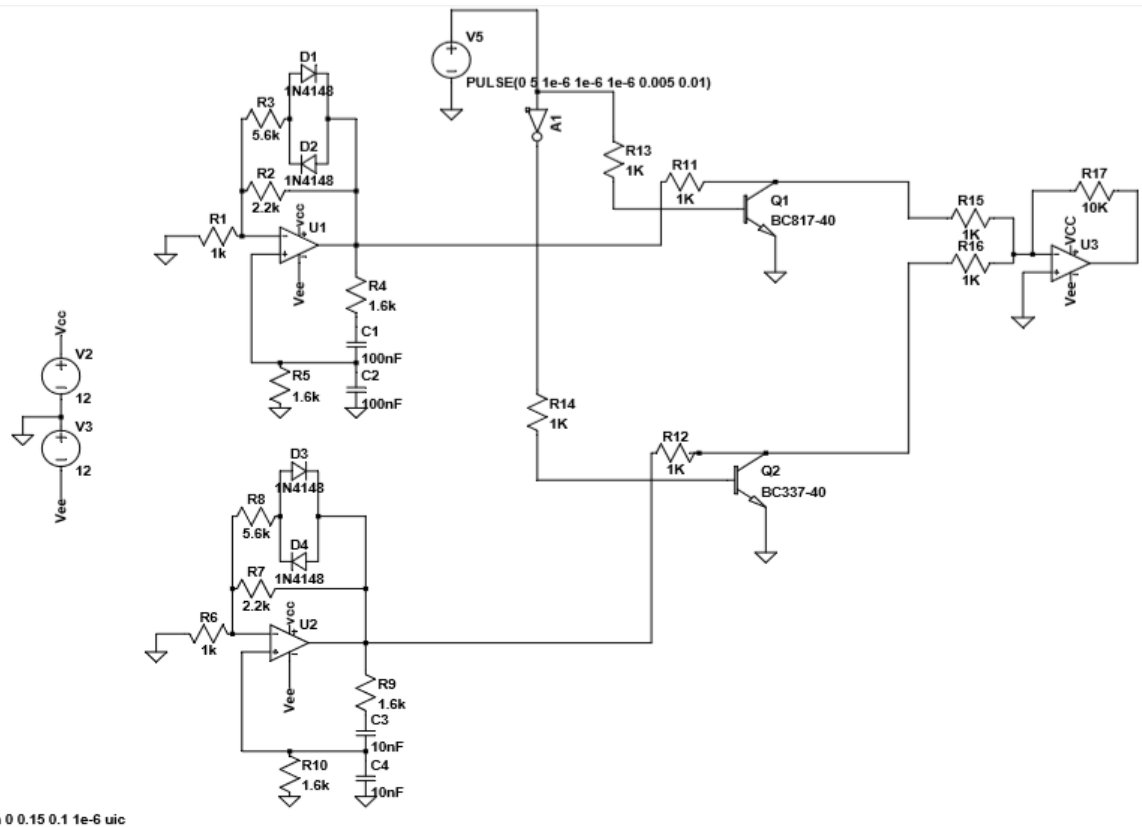
3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E PRÁTICOS

Esse Capítulo apresenta os resultados de simulações e práticos obtidos para o modulador e demodulador projetado no Capítulo anterior. As simulações foram realizadas no LTspice XVII. Em todas as simulações, os amplificadores operacionais, resistores e capacitores foram considerados ideais.

As simulações temporais (modo transiente) foram realizadas com um passo de integração de $1e-6$, tempo inicial de captura de 0.1s e tempo final de captura de 0.15s. As simulações de resposta em frequência foram feitas com *sweep* linear, 1000 pontos analisados, frequência inicial de 10Hz e frequência final de 50.000Hz.

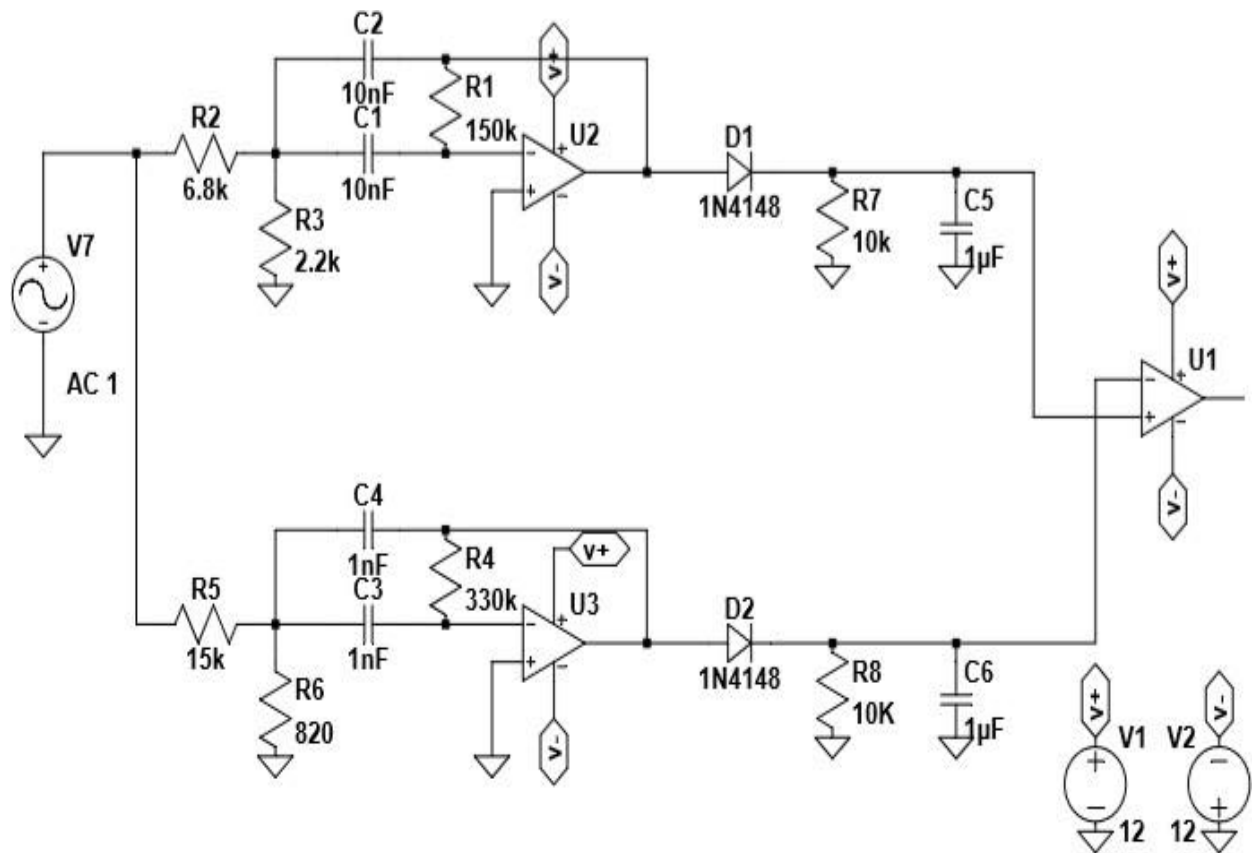
Na prática os circuitos foram montados no laboratório, utilizando os componentes disponíveis. A ligação entre os componentes foi efetuada através de uma matriz de contatos. Os resultados apresentados práticos são comparados aos resultados simulados, de forma a verificar a validade na implementação do circuito. O circuito modulador e demodulador FSK é ilustrado abaixo:

Figura 3.1 – Modulador FSK Completo Simulado no LTspice XVII



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.2 - Demodulador FSK Completo Simulado no LTspice XVII



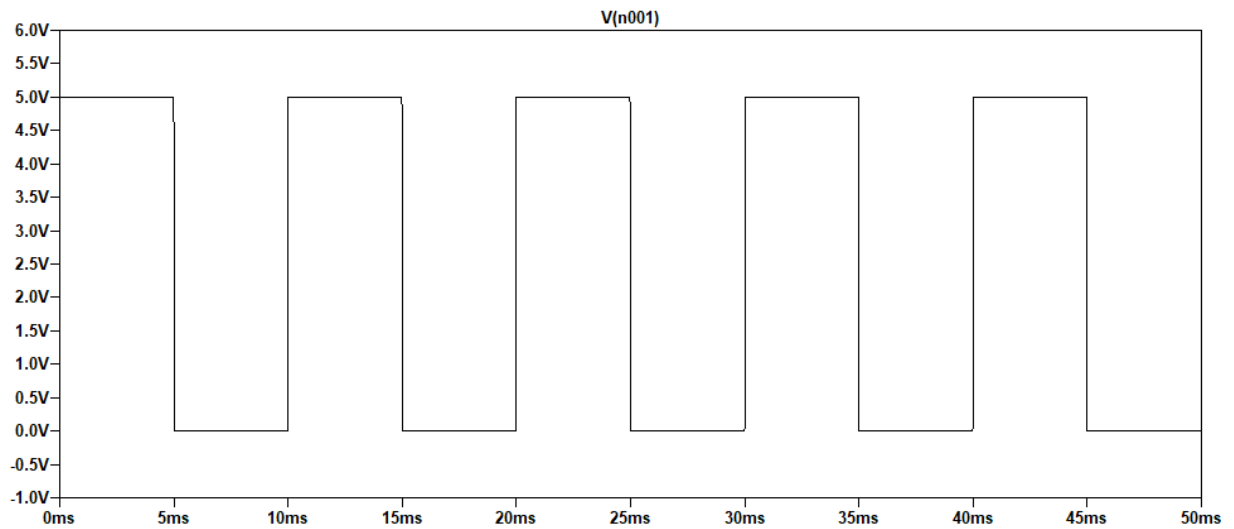
Fonte: Autor (2019).

3.1 – Análise do Circuito Modulador

Nessa seção apresenta-se os resultados de simulação e práticos do circuito modulador. Os resultados são apresentados por partes, com o objetivo de simplificar o entendimento do circuito e para comprovar que o circuito foi projetado corretamente.

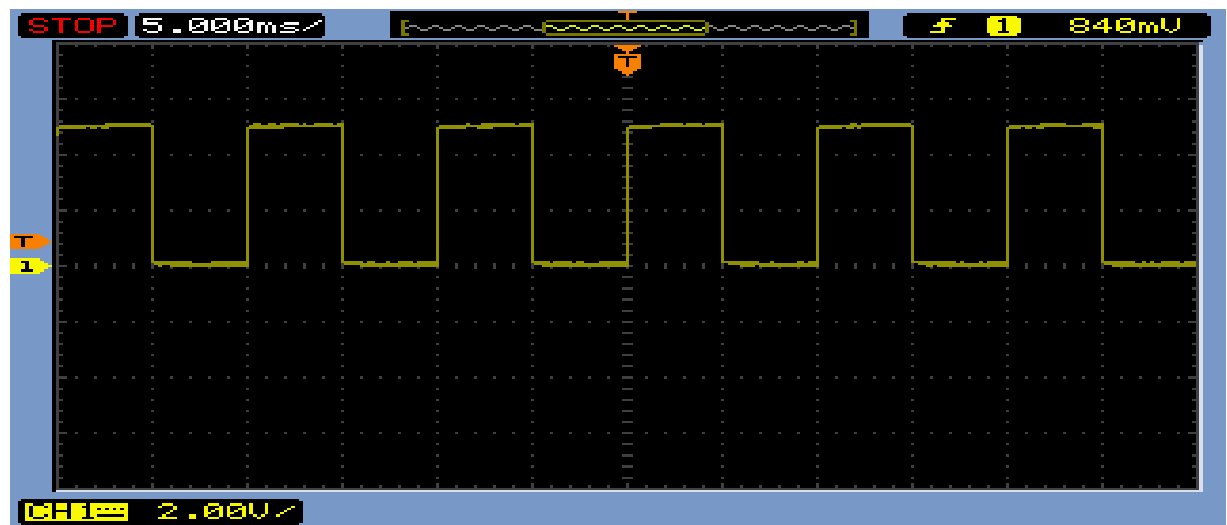
O sinal modulante utilizado nas simulações e na parte experimental consiste em uma onda quadrada, de frequência 100Hz e ciclo de trabalho de 50% e amplitude de 5 V, apresentado na Figura 3.3 e Figura 3.4 abaixo.

Figura 3.3 - Sinal modulante utilizado nas simulações



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.4 - Sinal modulante utilizado na prática



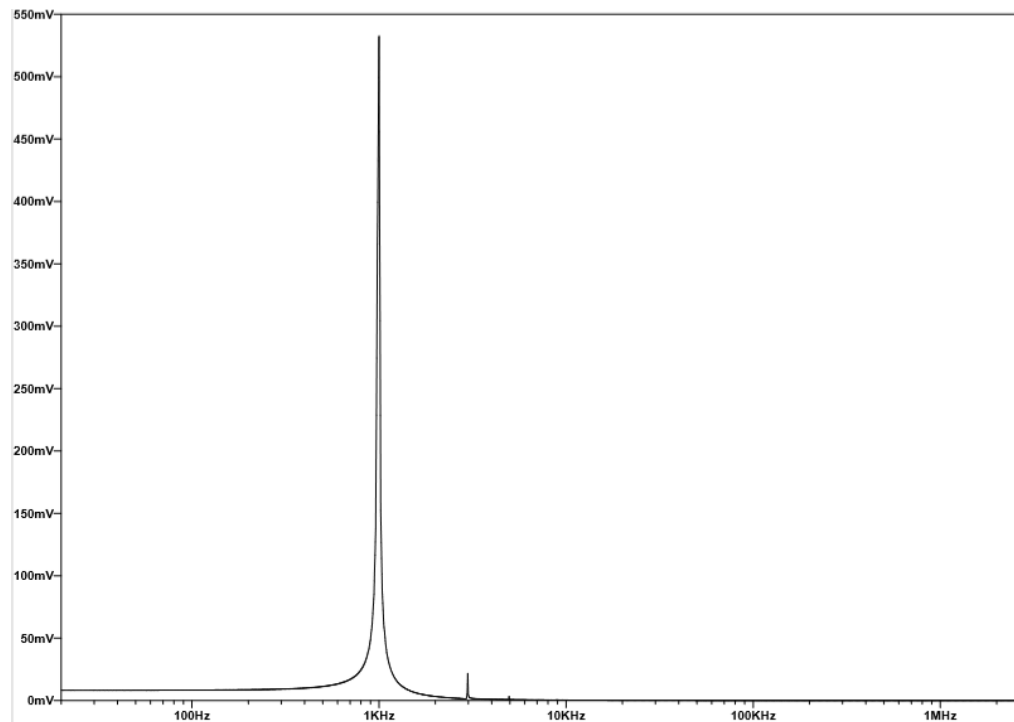
Fonte: Autor (2019).

3.1.1 - Osciladores por Ponte Wien

O par de osciladores por ponte Wien foram projetados para oscilarem nas frequências de 1 kHz e 10 kHz. Nesse trabalho é apresentado como resultado simulado e experimental para os osciladores a resposta em frequência e a forma de onda na saída do mesmo.

Os resultados de resposta em frequência simulado e prático para o oscilador de 1 kHz são apresentados nas Figuras 3.5 e 3.6, respectivamente.

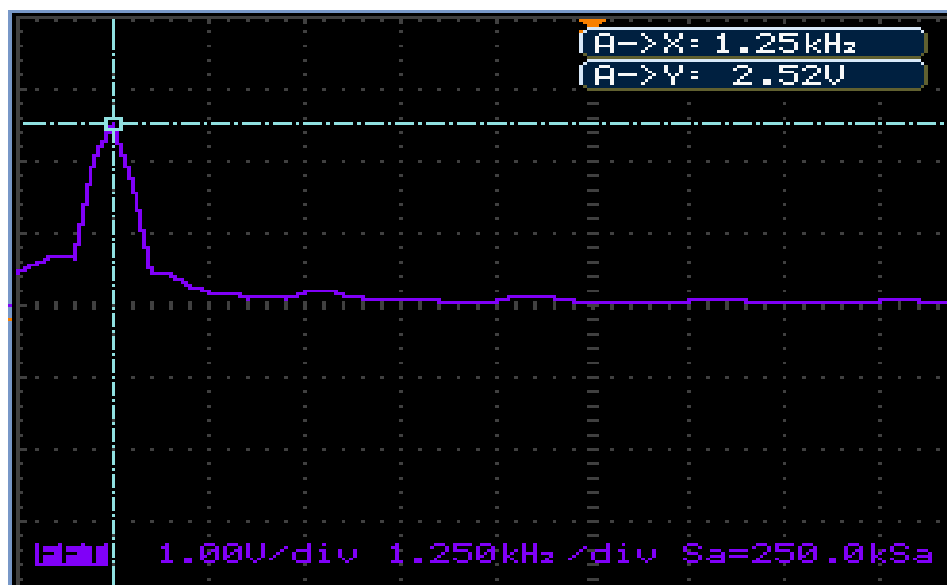
Figura 3.5 - Resposta em frequência do oscilador de 1 kHz simulado



Fonte: Autor (2019).

Na figura acima, o pico de amplitude de valor de aproximadamente 500 mV na resposta em frequência deste oscilador está aproximadamente em 1 kHz, o que mostra que o circuito oscilador foi projetado corretamente.

Figura 3.6 - Resposta em frequência do oscilador de 1 kHz

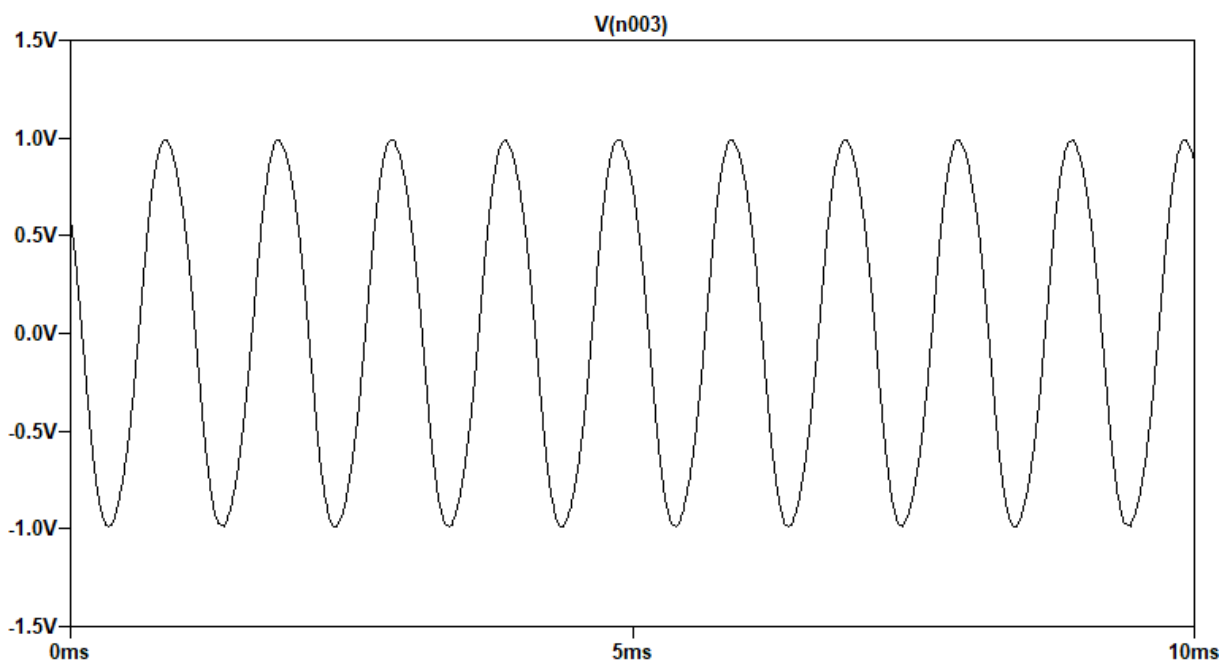


Fonte: Autor (2019).

Na figura acima, nota – se que o pico de amplitude de valor de 2,5 V na resposta em frequência deste oscilador está em 1,25 kHz, o que mostra que o circuito oscilador foi projetado corretamente para a frequência central de 1 kHz. Nota – se que o valor de frequência e amplitude apresenta desvio em relação aos valores simulados apresentados na Figura 3.5. Essa variação ocorreu devido ao erro inerente aos valores dos componentes utilizados para o projeto, que não são de precisão, além de efeitos como ruído e capacitância parasita presentes na matriz de contatos.

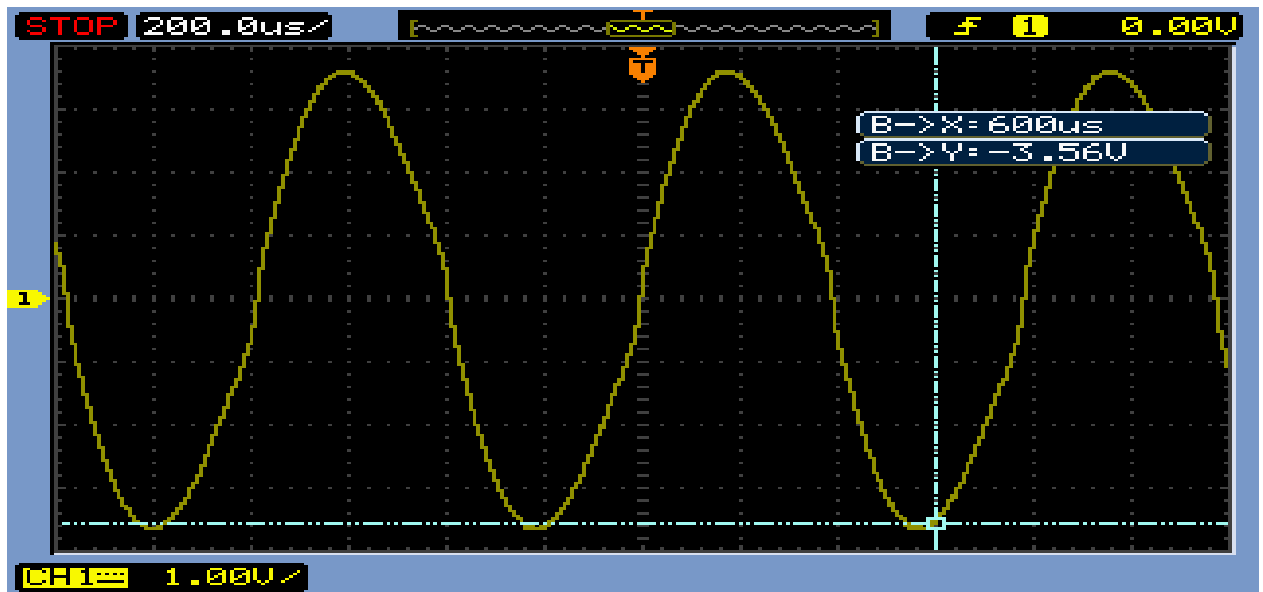
Os resultados da forma de onda no domínio do tempo simulado e prático para o oscilador de 1 kHz são apresentados nas Figuras 3.7 e 3.8, respectivamente.

Figura 3.7 - Forma de onda senoidal do oscilador de 1 kHz simulado



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.8 - Forma de onda senoidal do oscilador de 1 kHz

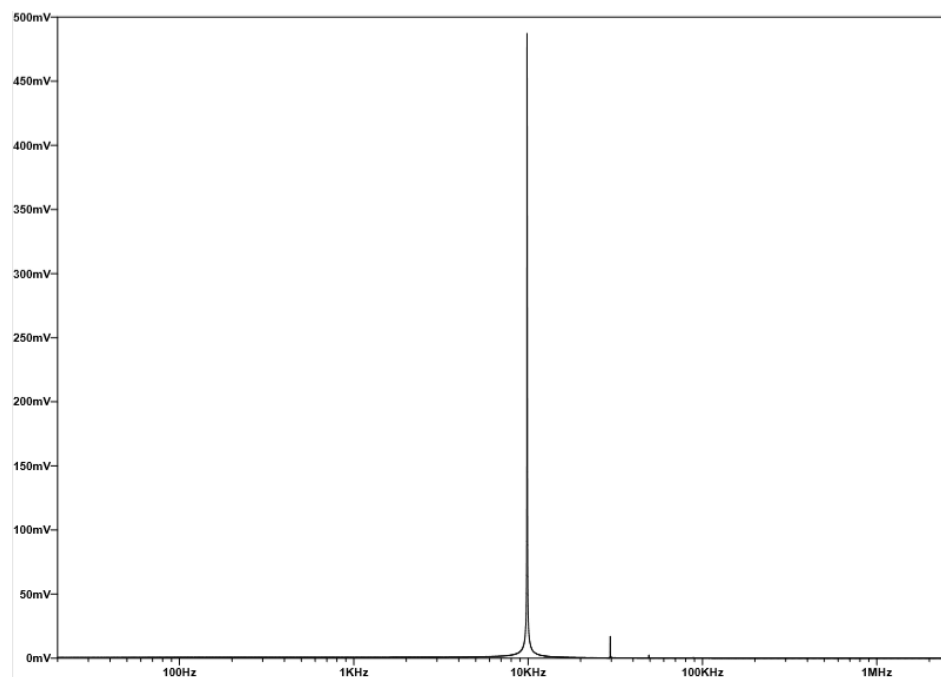


Fonte: Autor (2019).

Comparando as Figuras 3.7 e 3.8. Nota – se que a amplitude dos dois sinais senoidais é diferente, e dessa forma, será necessária uma compensação adicional de resistência no oscilador.

Os resultados de resposta em frequência simulado e prático para o oscilador de 10 kHz são apresentados nas Figuras 3.9 e 3.10, respectivamente.

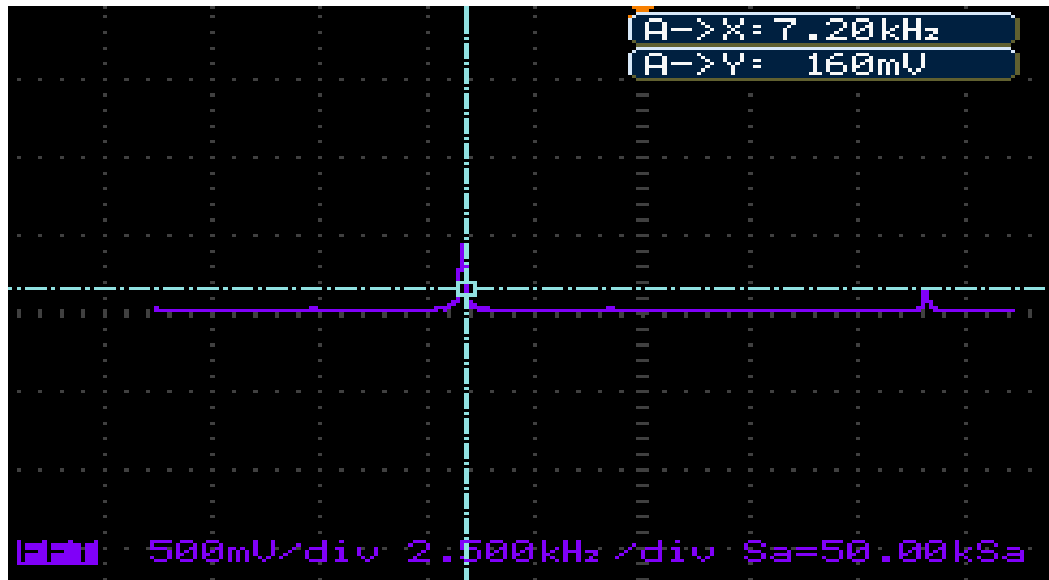
Figura 3.9 - Resposta em frequência do oscilador de 10 kHz simulado



Fonte: Autor (2019).

Na figura acima, o pico de amplitude de valor de aproximadamente 500 mV na resposta em frequência deste oscilador está aproximadamente em 10 kHz, o que mostra que o circuito oscilador foi projetado corretamente.

Figura 3.10 - Resposta em frequência do oscilador de 10 kHz

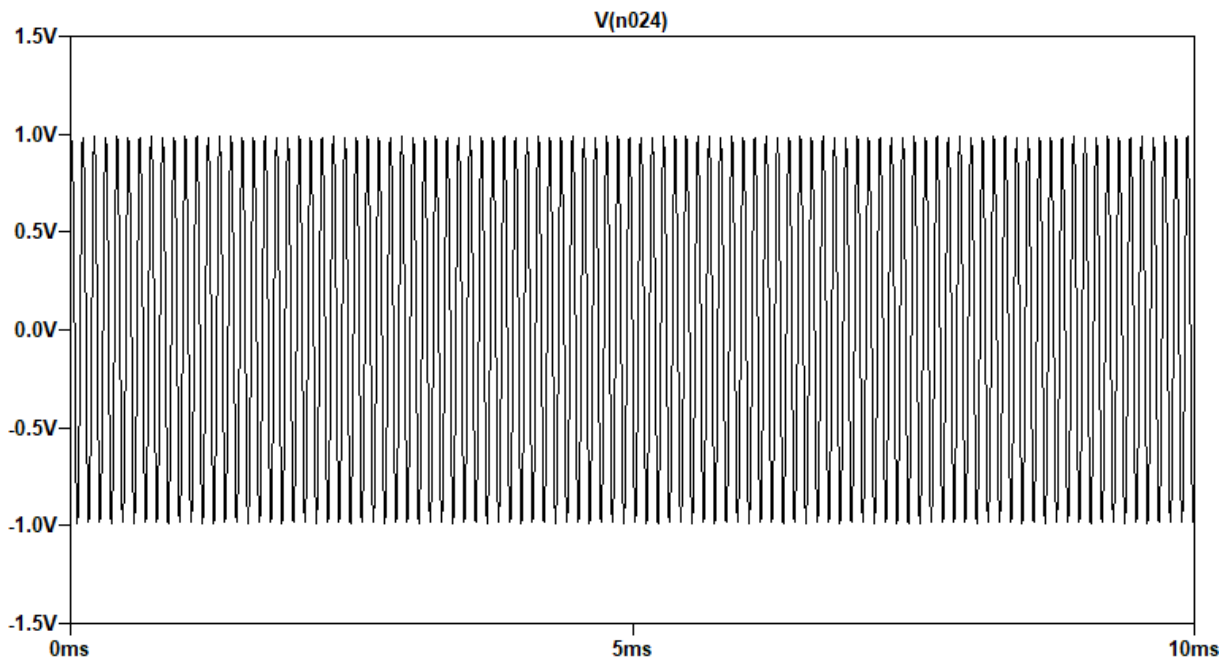


Fonte: Autor (2019).

Na figura acima, nota – se que o pico de amplitude de valor de 500 mV na resposta em frequência deste oscilador está em 7,20 kHz, o que mostra que o circuito oscilador foi projetado corretamente para a frequência central de 10 kHz. Nota – se que o valor de frequência apresenta desvio em relação aos valores simulados apresentados na Figura 3.9. Esse erro foi descrito anteriormente para a Fig. 3.6.

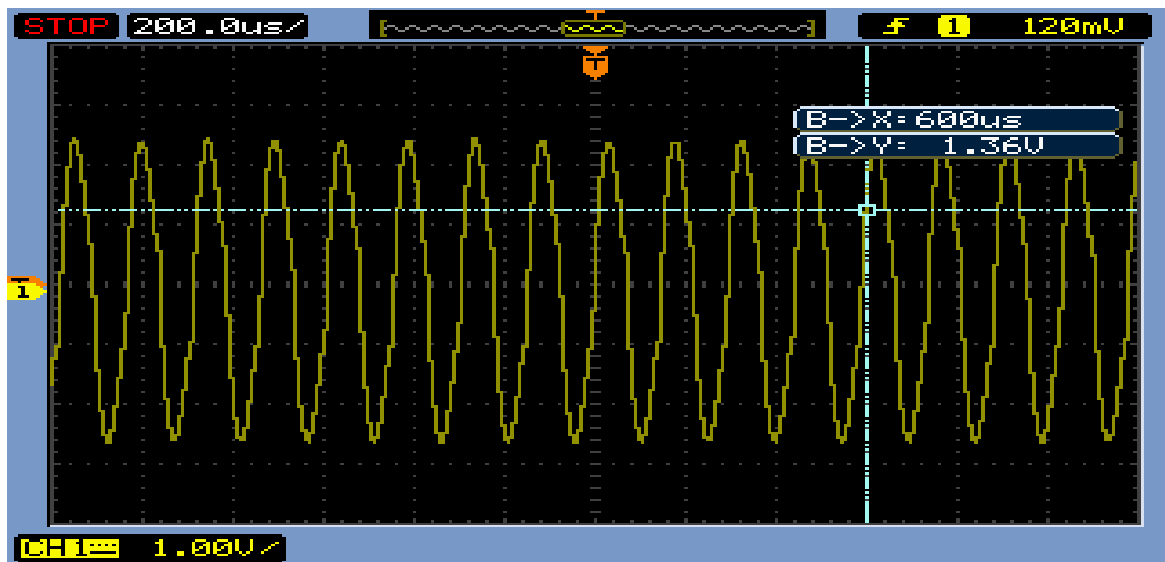
Os resultados da forma de onda no domínio do tempo simulado e prático para o oscilador de 10 kHz são apresentados nas Figuras 3.11 e 3.12, respectivamente.

Figura 3.11 - Forma de onda senoidal do oscilador de 10 kHz simulado



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.12 - Forma de onda senoidal do oscilador de 10 kHz



Fonte: Autor (2019).

Comparando as Figuras 3.11 e 3.12. Nota – se que a amplitude dos dois sinais senoidais tem uma diferença pequena, e dessa forma, não será necessária uma compensação adicional de resistência no oscilador.

Diante dos resultados simulados, comprovou-se que ambos osciladores foram projetados de forma correta, e os valores de frequência obtidos para cada circuito apresentam

uma variação muito baixa em relação ao que foi projetado. Além disso, uma observação válida é que amplitude dos dois sinais senoidais são idênticas, e dessa forma, não será necessária nenhuma compensação adicional para equalizar a amplitude dos dois osciladores.

Diante dos resultados práticos, nota-se que os valores de frequência e amplitude apresentam desvios em relação aos valores projetados. Essa variação ocorreu devido ao erro inerente aos valores dos componentes utilizados para o projeto, que não são de precisão, além de efeitos como ruído e capacitância parasita presentes na matriz de contatos. Além disso, uma observação válida é que amplitude dos dois sinais senoidais são diferentes, e dessa forma, será necessária uma compensação adicional para equalizar a amplitude dos dois osciladores.

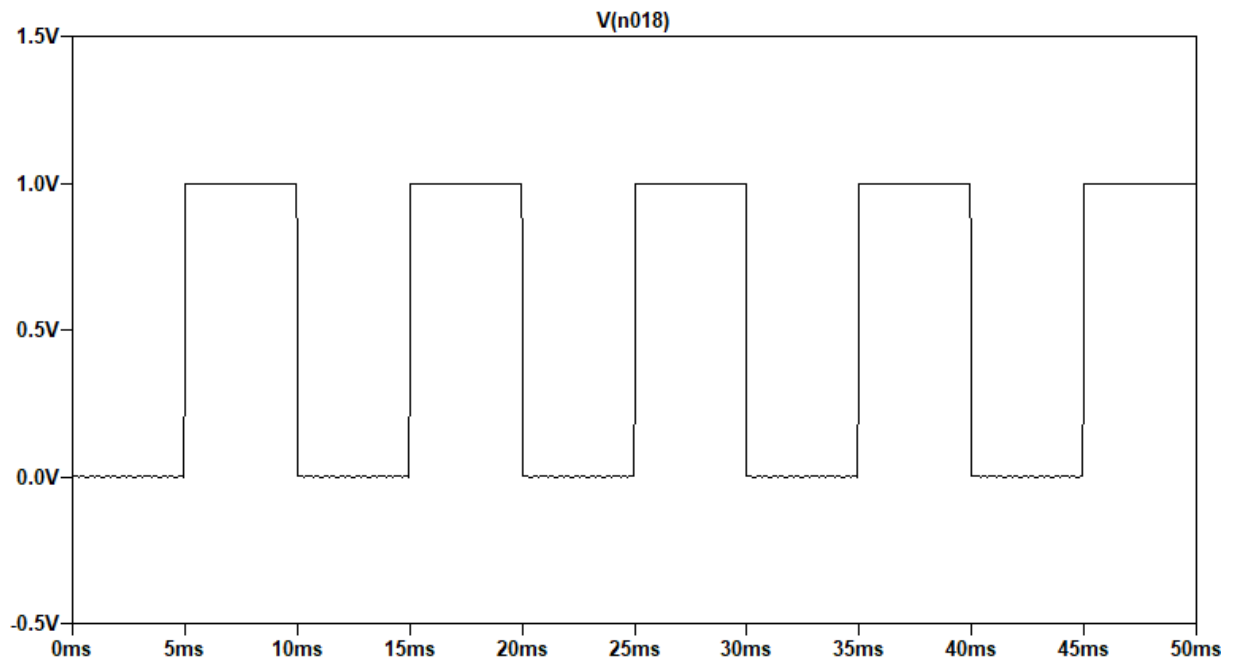
3.1.2 - Inversor

O inversor utilizado para simular no LTspice foi um inversor genérico, que tem a mesma função do inversor 74HC04. A Figura 3.13 apresenta o resultado simulado na saída do inversor. Observando-se as Figura 3.3. (sinal modulante original) e 3.13, nota-se que a onda de saída está invertida em relação a onda de entrada (i.e., quando o valor da tensão de entrada está em nível lógico ALTO, o valor da tensão de saída está em nível lógico BAIXO), o que comprova o correto uso do inversor lógico digital.

Uma observação válida que deve ser feita é que a amplitude máxima do sinal de saída do inversor simulado (1V) está abaixo da amplitude máximo do sinal modulante (5V) simulado. Isso na prática não ocorre, contudo, esse fato não prejudica o funcionamento do circuito na simulação.

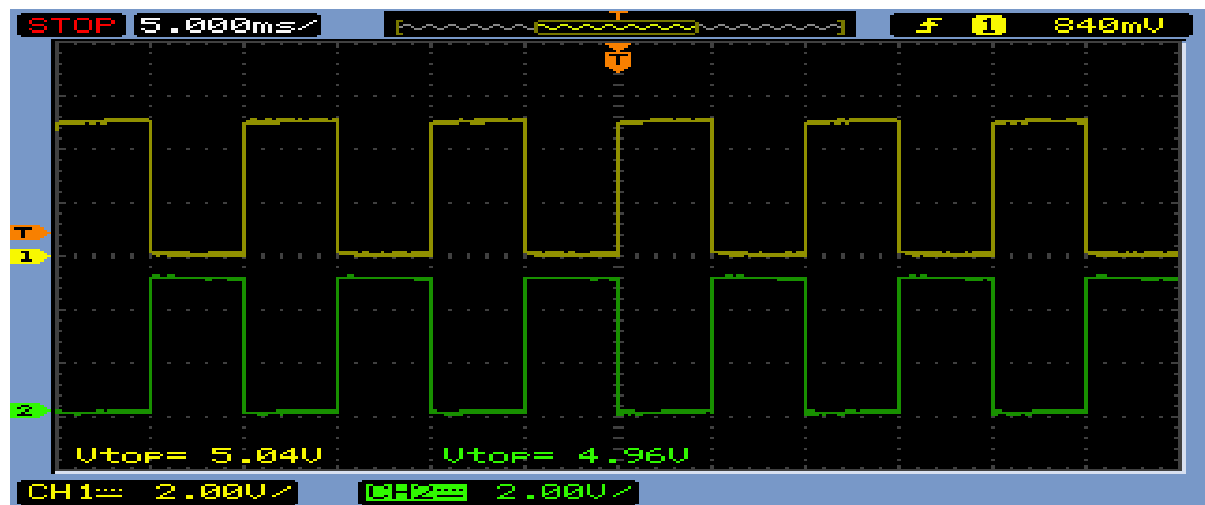
O inversor utilizado para a prática foi o inversor 74HC04. A Figura 3.14 apresenta o resultado prático na saída do inversor, após a aplicação do sinal modulante original. Observando-se as Figura 3.4. (sinal modulante original) e 3.14, nota-se que a onda de saída está invertida em relação a onda de entrada, o que comprova o correto uso do inversor lógico digital. Como descrito anteriormente, o valor de amplitude máxima do sinal de saída do inversor na prática é aproximadamente igual a amplitude máxima do sinal de entrada e não menor como na simulação.

Figura 3.13 - Forma de onda quadrada da saída do inversor simulado



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.14 - Forma de onda quadrada da saída do inversor (verde)



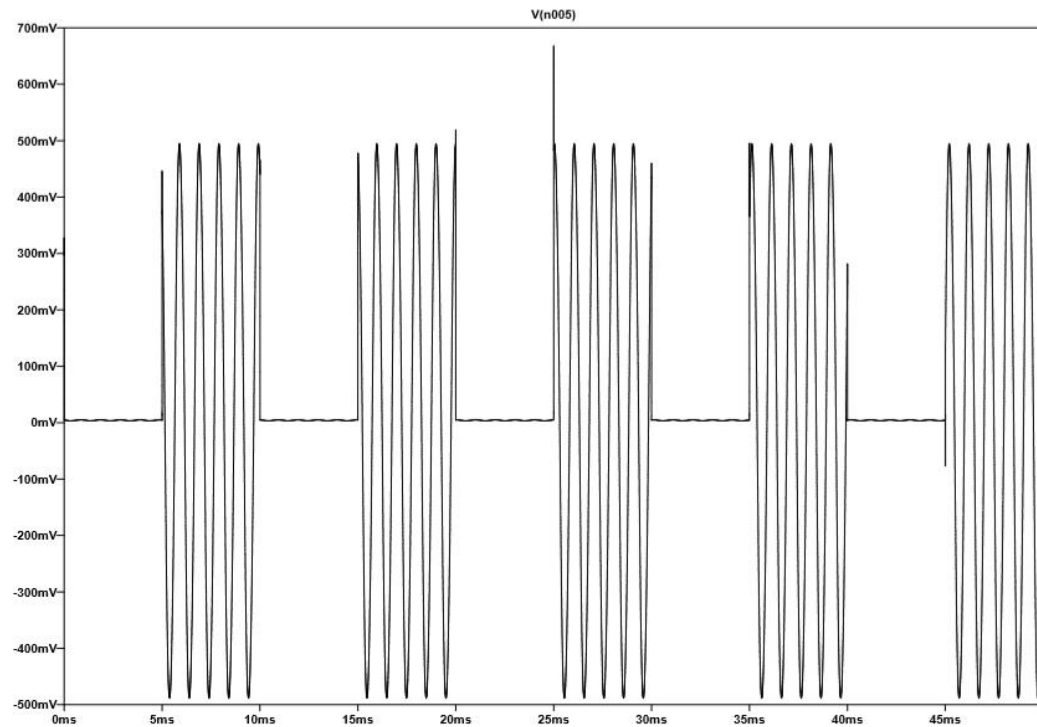
Fonte: Próprio autor.

3.1.3 - Chave Analógica

Como descrito nesse trabalho o circuito modulador possui duas chaves analógicas que modulam os pulsos digitais em dois sinais ASK. De forma a simplificar a apresentação dos resultados, denomina-se ch1 a chave analógica associada ao oscilador de 1 kHz e ch10 a chave analógica associada ao oscilador de 10 kHz.

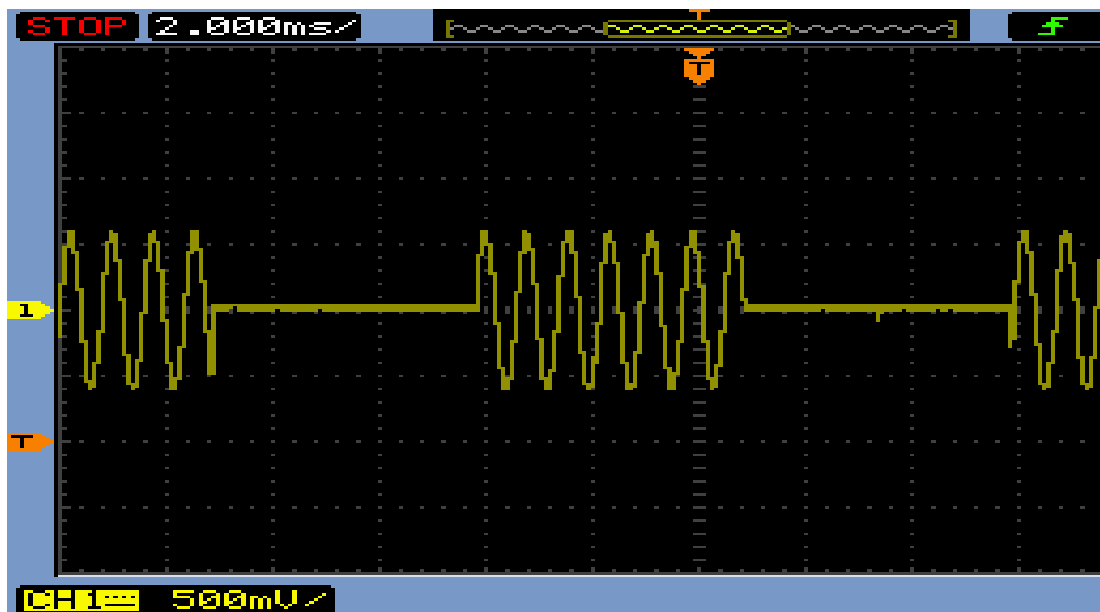
As Figuras 3.15 e 3.16 apresenta o resultado da modulação ASK resultante da chave ch1. Como apresentado nas Figuras 3.15 e 3.16, o sinal resultante da chave analógica ch1 é um sinal ASK, modulado com a portadora de menor frequência. Vale salientar que nesse tipo de sinal modulado a ausência de pulsos representam o bit 0 e os pulsos representam o bit 1.

Figura 3.15 - Sinal modulado ASK para o lado de menor frequência



Fonte: Autor (2019).

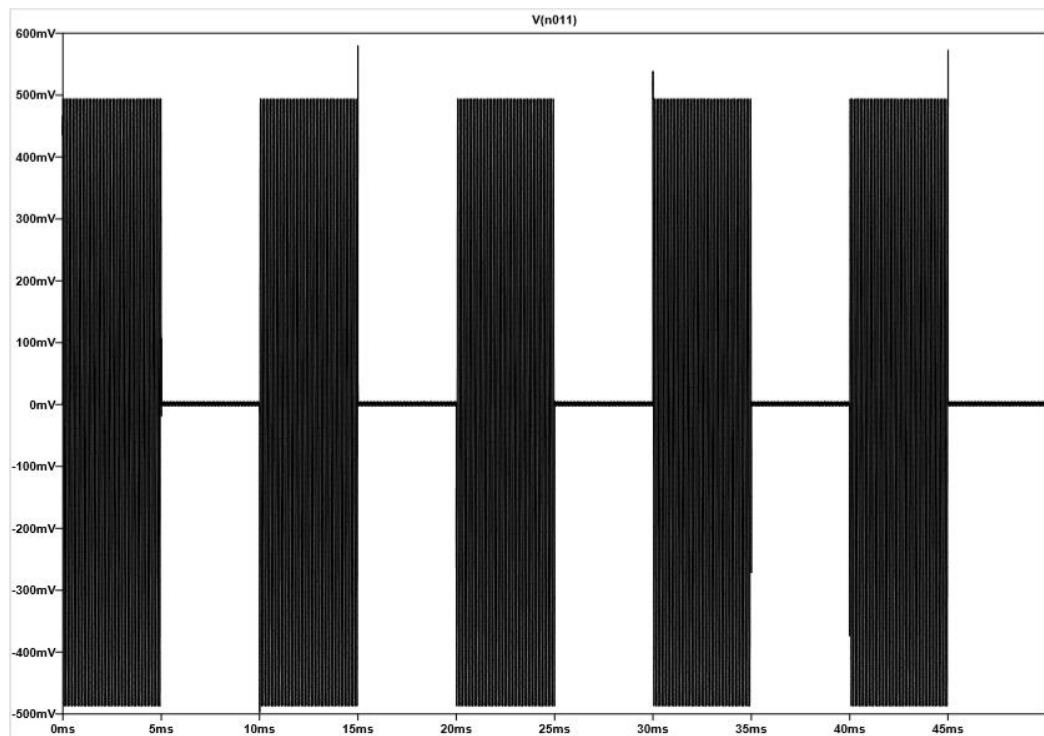
Figura 3.16 - Sinal modulado ASK obtido da chave analógica ch1



Fonte: Autor (2019).

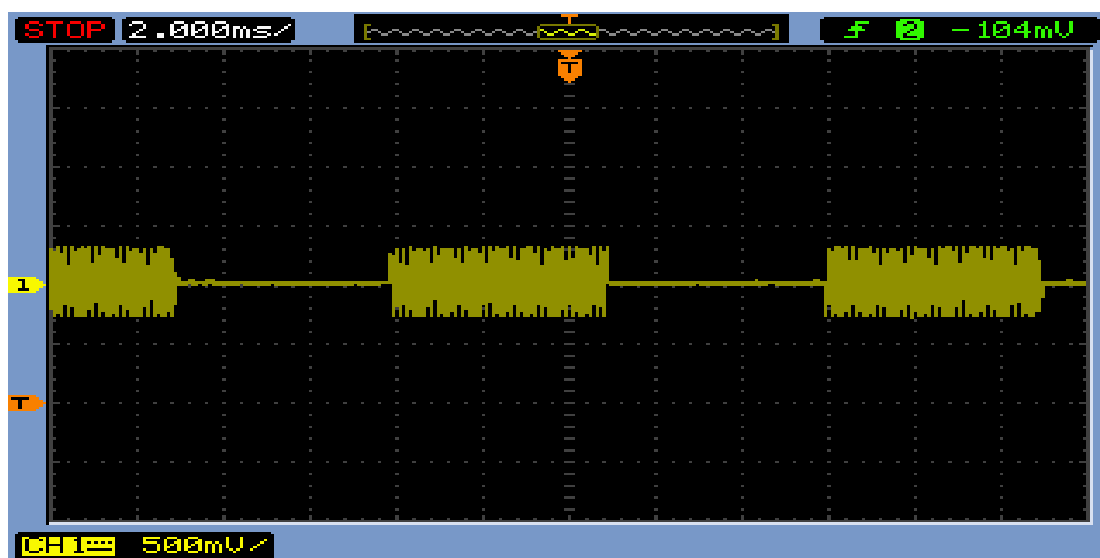
Nas Figuras 3.17 e 3.18 apresenta o resultado da modulação ASK resultante da chave ch10. Como apresentado nas Figuras 3.17 e 3.18, o sinal resultante da chave analógica ch10 é um sinal ASK, modulado com a portadora de maior frequência. Vale salientar que nesse tipo de sinal modulado a ausência de pulsos representam o bit 1 e os pulsos representam o bit 0, ou seja, apresenta uma lógica inversa em relação a chave analógica ch0.

Figura 3.17 - Sinal modulado ASK para o lado de maior frequência



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.18 - Sinal modulado ASK obtido da chave analógica ch10.



Fonte: Autor (2019).

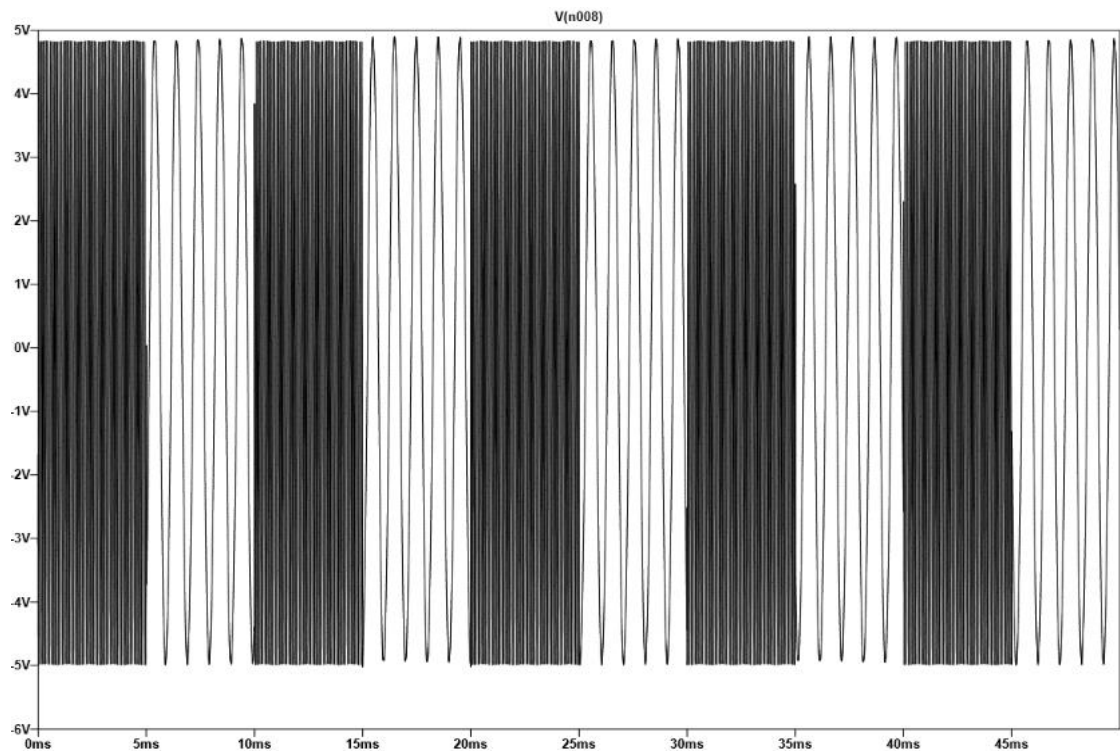
Analisando-se os resultados obtidos para as chaves analógicas na simulação e experimentalmente, comprova-se que as duas chaves analógicas apresentaram o comportamento correto, gerando os dois sinais ASK de forma correta, conforme esperado pela análise teórica.

3.1.4 - Somador

O circuito responsável por somar os dois sinais ASK gerados pelas chaves analógicas e formar um sinal FSK é o somador. As Figuras 3.19 e 3.20 apresentam a saída do circuito somador, em que os sinais a serem somados são aqueles obtidos na saída das chaves analógicas ch0 e ch10.

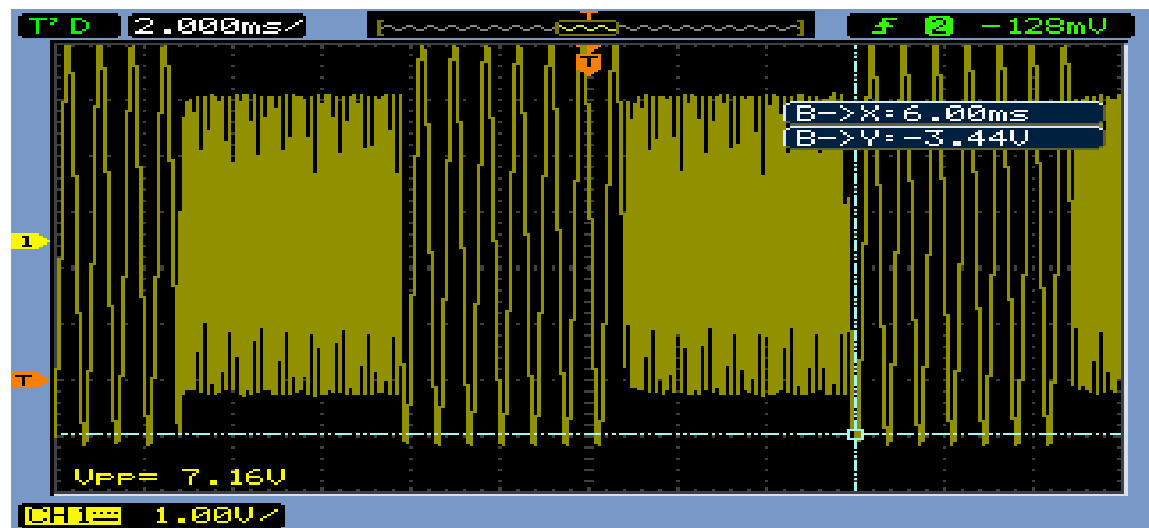
Observando as Figuras 3.19 e 3.20, nota-se que realmente os dois sinais ASK foram somados, gerando um sinal FSK. Além disso o sinal FSK teve um ganho de 10 em sua amplitude. Esse ganho é necessário para a transmissão deste sinal em um canal de comunicações.

Figura 3.19 - Sinal FSK gerado na simulação



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.20 - Sinal FSK gerado pelo circuito modulador.



Fonte: Autor (2019).

Um ponto importante a ser analisado na figura 3.20 é que o sinal ASK de menor frequência ficou com uma amplitude um pouco maior do que o sinal ASK de maior frequência, o que não era esperado, pois na modulação FSK ambos pulsos cossenoides devem ter a mesma amplitude. Esse fator ocorreu devido aos osciladores por ponte Wien não terem gerado sinais

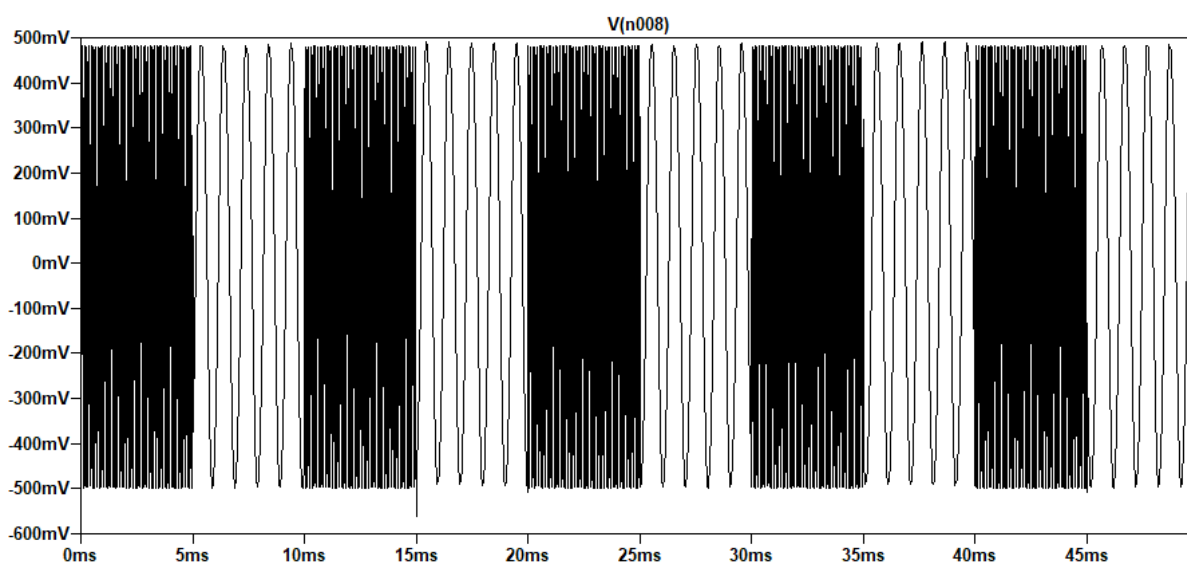
cossenoidais com a mesma amplitude. Essa variação poderá ser corrigida ajustando os ganhos individuais de cada um dos sinais obtidos das chaves analógicas ch1 e ch10.

3.2 – Análise do Circuito Demodulador

Nessa seção apresenta-se os resultados de simulação e práticos do circuito demodulador. Os resultados são apresentados por partes, com o objetivo de simplificar o entendimento do circuito e para comprovar que o circuito foi projetado corretamente.

Nas simulações do circuito demodulador considerou-se a aplicação do sinal FSK apresentado na Figura 3.21. Nas simulações, o canal de comunicações utilizado consistiu apenas de um atenuador, que dá um ganho no sinal de 0.1V/V (ou seja, atenuação de 10x). Neste trabalho não se simulou o efeito do ruído branco nem do desvanecimento de múltiplos percursos.

Figura 3.21 - Sinal FSK recebido no Demodulador



Fonte: Autor (2019).

3.2.1 – Filtros Casados

O par de filtros casados foram projetados para filtrar o sinal FSK em frequências centrais de 1kHz e 10kHz, correspondentes as portadoras utilizadas na modulação. Nesse trabalho, para cada filtro, foi simulada a resposta em frequência nos filtros passa – faixa e a saída dos filtros considerando a aplicação do sinal FSK apresentado na Figura 3.21.

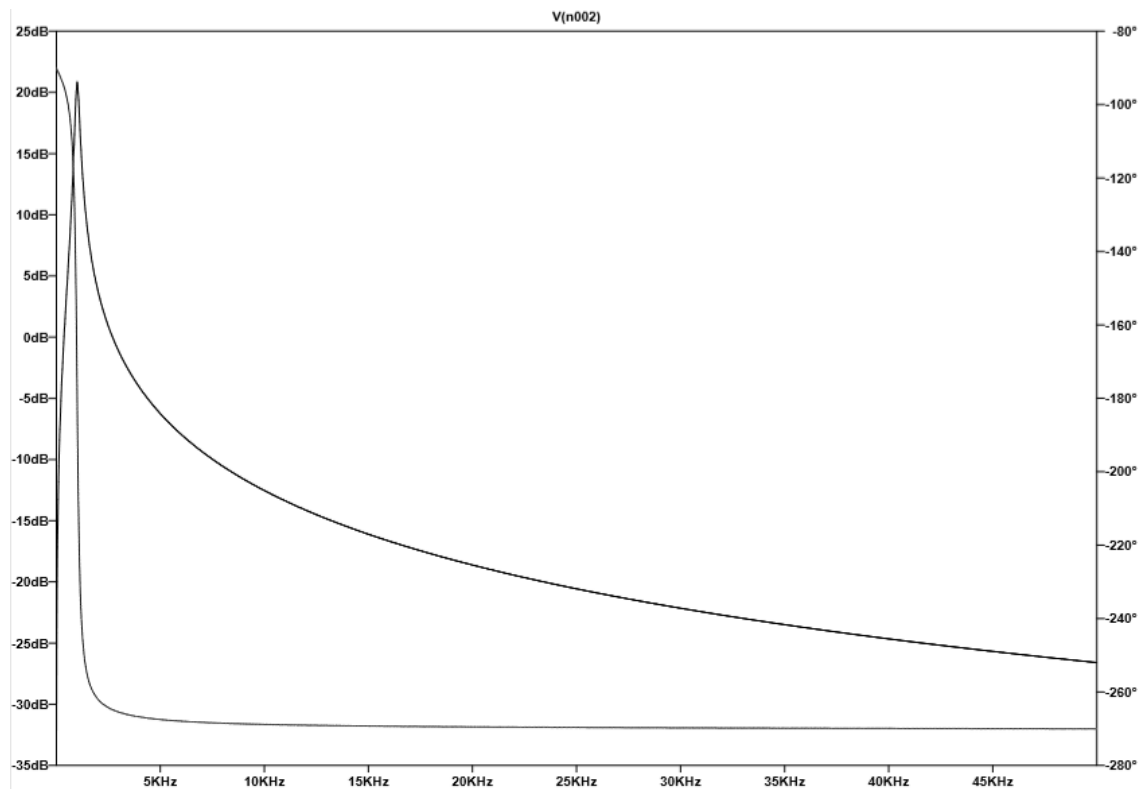
Na prática, para cada filtro, foi levantada a resposta de magnitude em frequência nos filtros passa – faixa. No levantamento de cada uma das respostas em frequência, foi aplicado um sinal senoidal de amplitude 1V com frequência variante. Na saída mediu-se o valor da amplitude do sinal resultante. Dessa forma, aplicando-se um sinal senoidal com frequência ω , o valor da resposta em frequência poderá ser determinado como:

$$|H(j\omega)| = V_{o, max} \quad (3.1)$$

em que $V_{o, max}$ é a amplitude do sinal de saída.

As Figuras 3.22 e 3.23 apresentam as respostas em frequência para os filtros passa-faixa com frequência central de 1 kHz, respectivamente.

Figura 3.22 – Resposta em Frequência para o Filtro de 1kHz

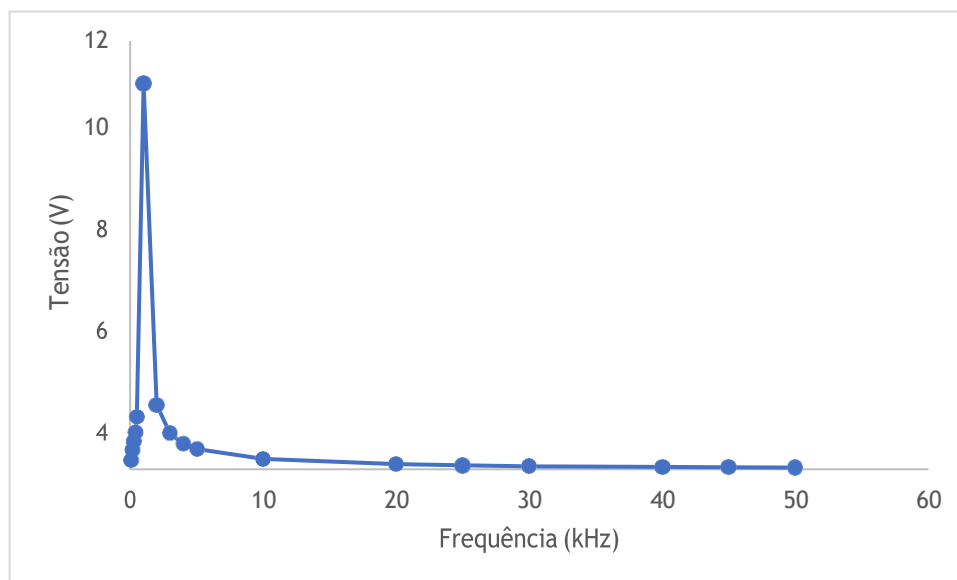


Fonte: Autor (2019).

Pela análise das Figuras 3.22, nota – se que o filtro passa – faixa com frequência central de 1kHz possui um ganho de aproximadamente +21dB e frequência central em torno de 1kHz. Para esse filtro, foi projetado um ganho de 11 V/V, resultando um ganho em dB de

aproximadamente 20,83dB, o que está de acordo com a resposta obtida. Portanto, o resultado simulado está em plena conformidade com os cálculos de projeto para o filtro.

Figura 3.23 – Resposta em Frequência levantada para o Filtro de 1 kHz

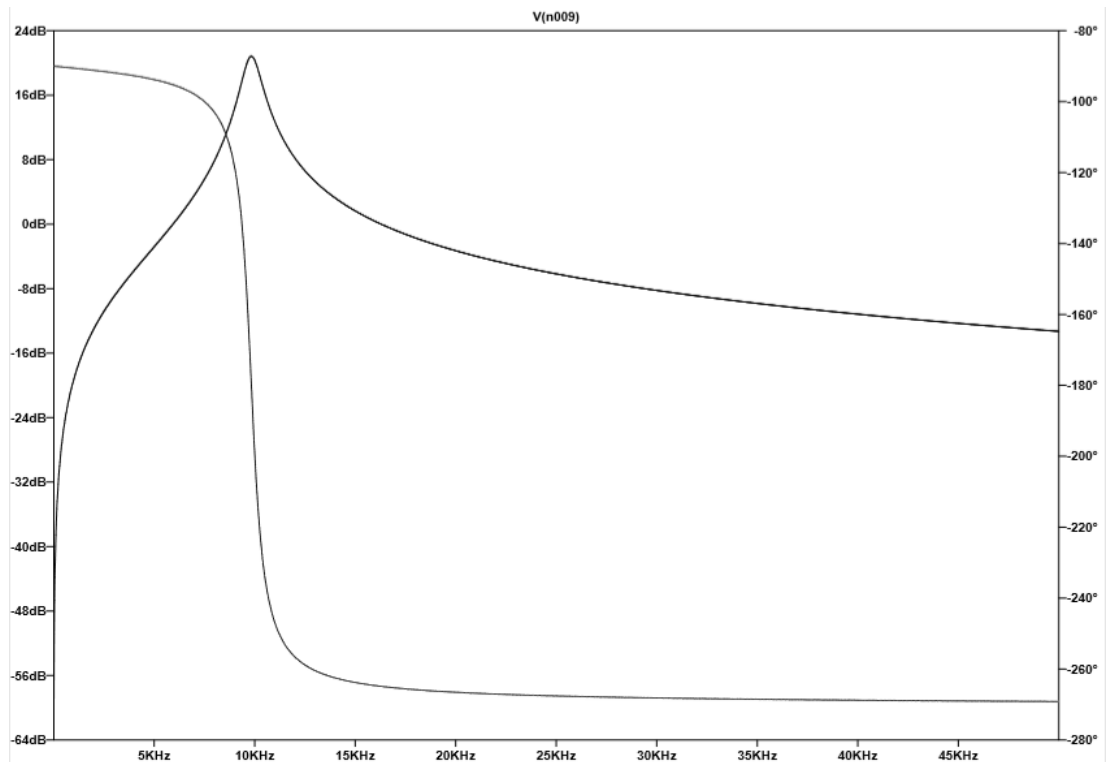


Fonte: Autor (2019).

Analisando a figura acima, observa – se que a resposta em frequência do filtro de 1 kHz assemelha – se aos resultados na análise simulada. A frequência central do filtro é bem semelhante ao valor projetado. E o valor de ganho na banda de passagem corresponde ao valor projetado (11 V/V).

As Figuras 3.24 e 3.25 apresentam as respostas em frequência para os filtros passa-faixa com frequência central de 10 kHz, respectivamente.

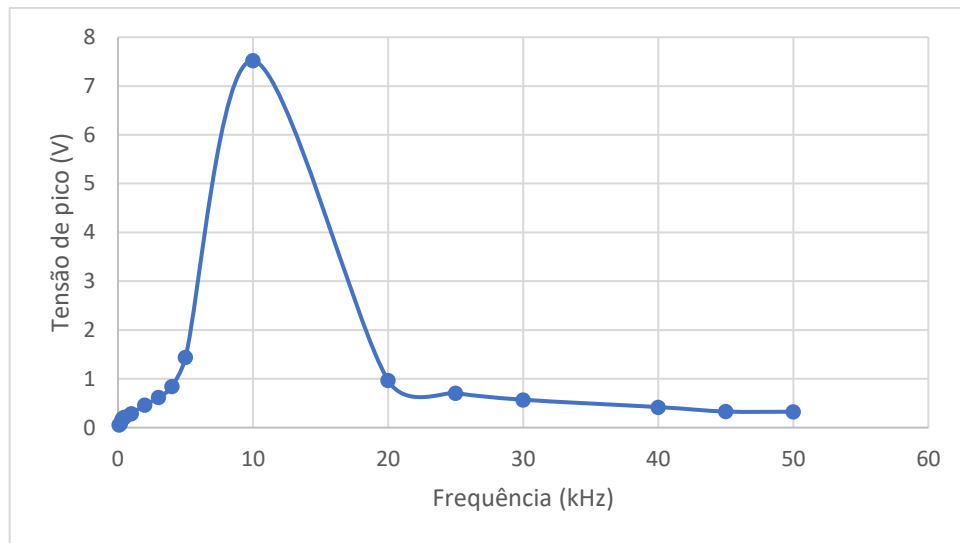
Figura 3.24 – Resposta em Frequência para o Filtro de 10 kHz



Fonte: Autor (2019).

Pela análise da Figura 3.24, nota-se que o filtro passa-faixa com frequência central de 10kHz tem um ganho de aproximadamente +21dB e frequência central em torno de 10kHz. Para esse filtro, foi projetado um ganho de 11 V/V, resultando um ganho em dB de aproximadamente 20,83dB, o que está de acordo com a resposta obtida. Portanto, o resultado simulado está em plena conformidade com os cálculos de projeto para o filtro.

Figura 3.25 – Resposta em Frequência levantada para o Filtro de 10 kHz

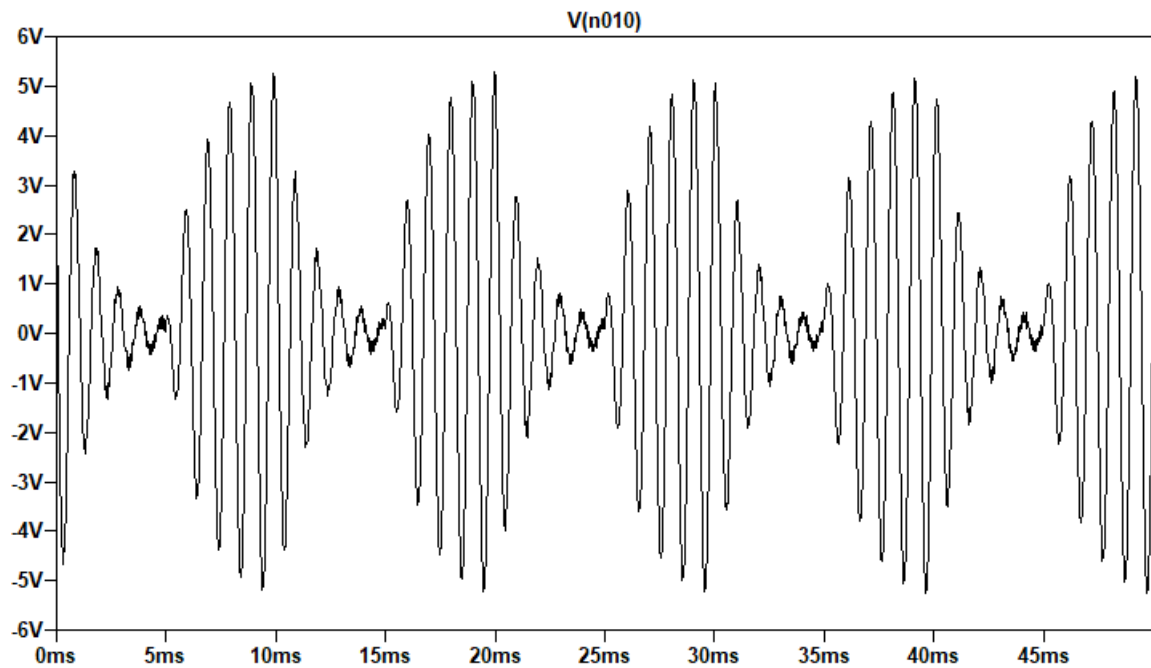


Fonte: Autor (2019).

Analisando a figura acima, observa – se que a resposta em frequência do filtro de 10 kHz assemelha – se aos resultados na análise simulada. A frequência central do filtro é bem semelhante ao valor projetado. Todavia, apenas para o filtro de 1 kHz, o valor de ganho na banda de passagem corresponde ao valor projetado (11 V/V). Essa diferença entre os valores medidos e projetados pode ser entendida devido ao erro inerente aos valores dos componentes.

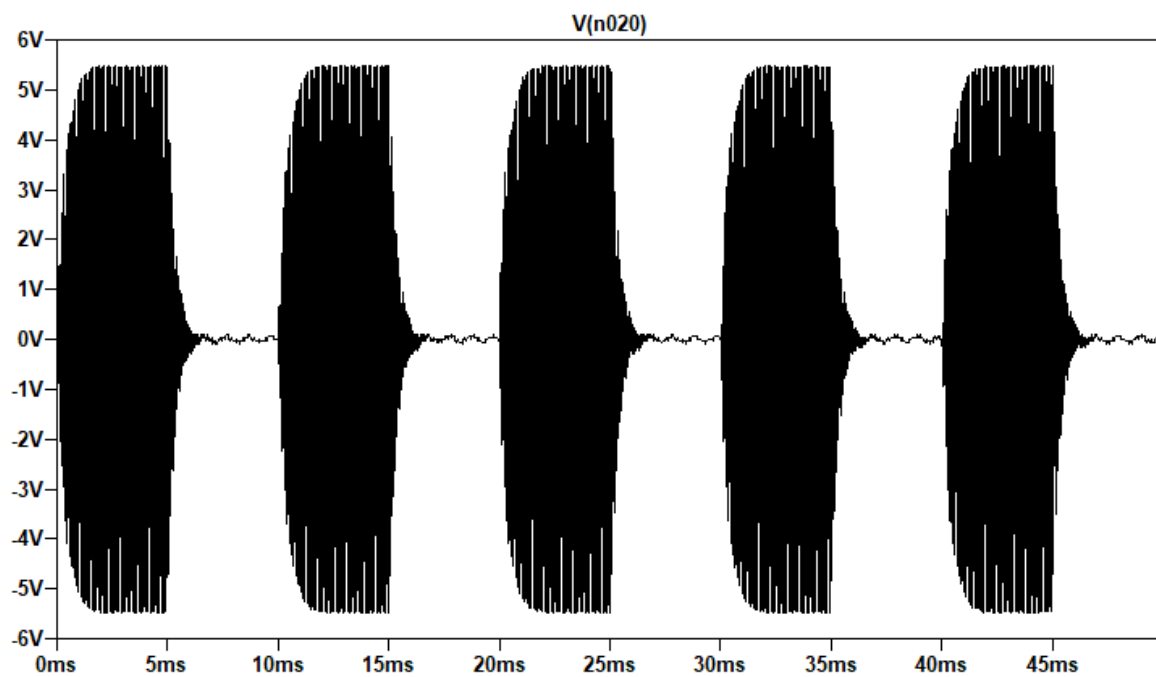
Aplicando-se o sinal FSK modulado apresentado na Figura 3.21 nos filtros casados, apresenta-se, nas Figuras 3.26 e 3.27, as formas de onda na saída dos filtros de 1 kHz e 10 kHz, respectivamente.

Figura 3.26 - Saída no domínio do tempo do Filtro de 1 kHz



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.27 - Saída no domínio do tempo do Filtro de 10 kHz



Fonte: Autor (2019).

Analisando as Figuras 3.26 e 3.27 observa-se que, quando a senóide de 1kHz está presente no sinal FSK, a saída do filtro com frequência central de 1kHz apresenta valores de amplitude superiores a saída do filtro de 10 kHz. Por sua vez, quando a senóide de 10 kHz está

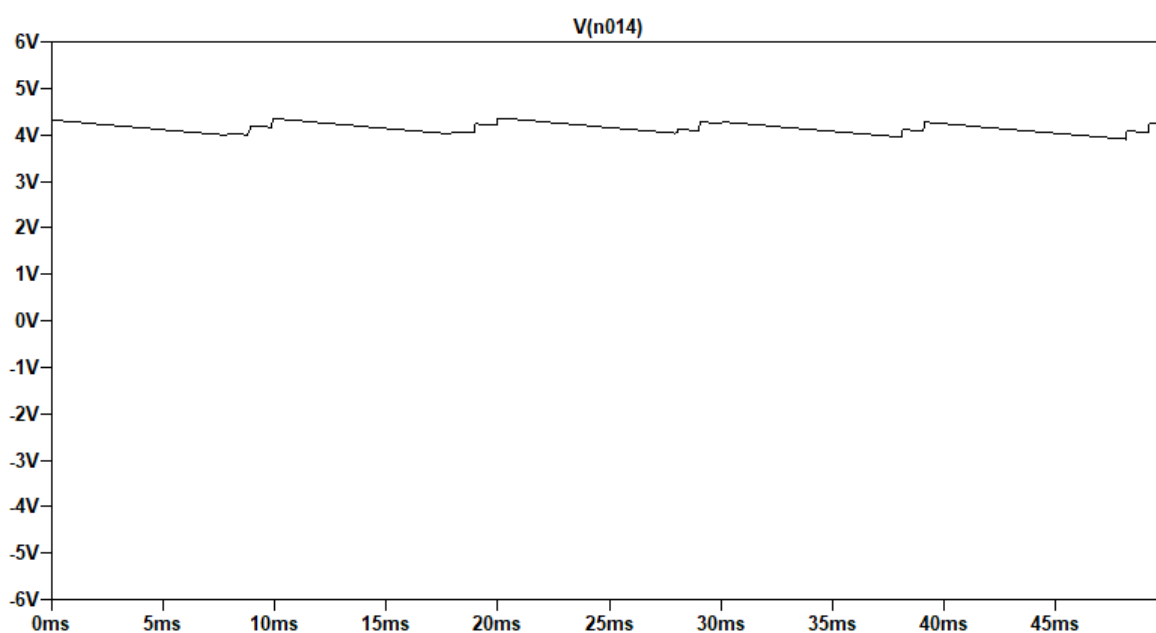
presente no sinal FSK, a saída do filtro com frequência central de 10 kHz apresenta valores de amplitude superiores a saída do filtro de 1 kHz. Além disso, é notório observar que a saída dos filtros possui uma amplificação de aproximadamente 11 vezes em consideração do sinal recebido no demodulador.

3.2.2 – Detectores de Envoltória

O par de detectores de envoltórios foram projetados para eliminar a variação do sinal após o sinal passar pelo filtro passa - faixa de 1 kHz e 10 kHz. De forma a simplificar a apresentação dos resultados, denomina-se de1 o detector de envoltórios associado ao filtro de 1 kHz e de10 o detector de envoltórios associado ao filtro de 10 kHz.

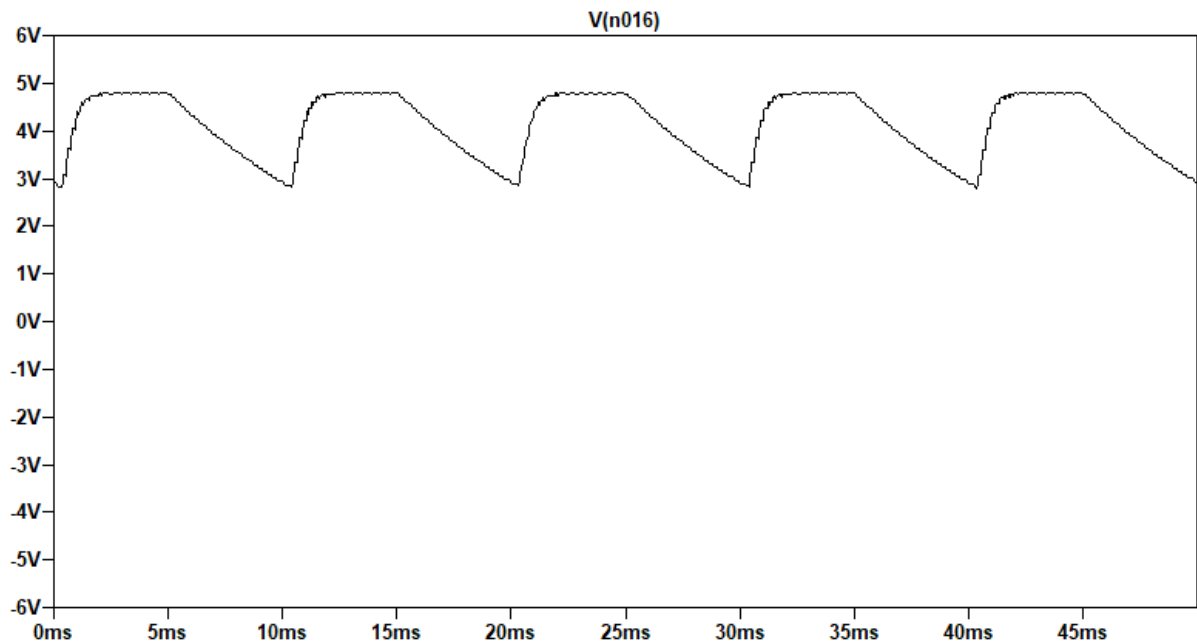
As Figuras 3.28 e 3.29 apresentam, respectivamente, a saída dos detectores de envoltórios de 1 e de 10. Analisando as Figuras 3.28 e 3.29 observa-se que, quando a senóide de 1kHz está presente no sinal FSK, a saída do detector de envoltórios de 1 apresenta valores de amplitude superiores ao detector de envoltórios de 10. Por sua vez, quando a senóide de 10kHz está presente no sinal FSK, a saída do detector de envoltórios de 10 apresenta valores de amplitude superiores ao detector de envoltórios de 1.

Figura 3.28 - Saída do Detector de Envoltórios associado ao Filtro de 1 kHz



Fonte: Autor (2019).

Figura 3.29 - Saída do Detector de Envoltórios associado ao Filtro de 10 kHz

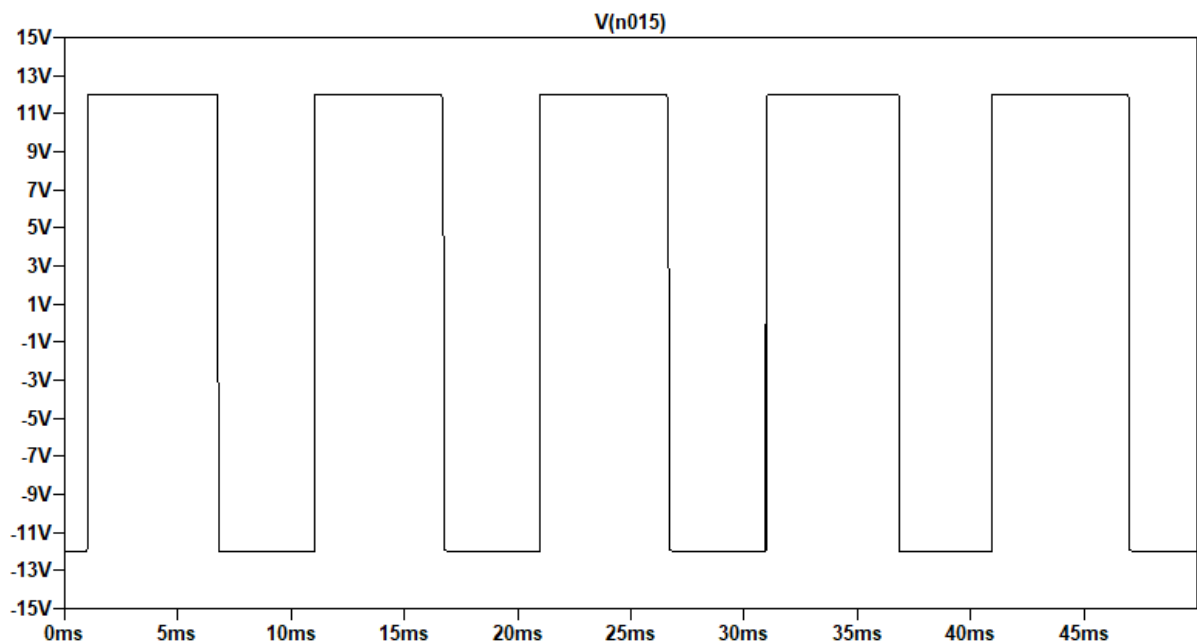


Fonte: Autor (2019).

3.2.3 – Circuito Comparador

No circuito comparador utilizado, a porta inversora do comparador está conectada ao detector de envoltórias de1 e na porta não – inversora está conectado ao detector de envoltórias de10. O resultado da saída do circuito comparador é apresentado na Figura 3.30.

Figura 3.30 – Forma de onda na saída do comparador



Fonte: Autor (2019).

Analisando-se a Figura 3.30, observa-se que o sinal resultante do processo de demodulação corresponde a uma versão estimada do sinal modulante original. Todavia, o sinal demodulador apresenta defasagem em ângulo e o ciclo de trabalho não é exatamente igual ao sinal modulante original. Essas distorções ocorrem por alguns motivos, tais como:

- Existe um tempo mínimo de processamento nos circuitos eletrônicos, o que gera uma pequena defasagem na saída dos mesmos;
- Os filtros passa-faixa utilizados, embora apresentem uma resposta em fase linear, geram um desfasamento entre o sinal de entrada e o sinal de saída;
- O circuito detector de envoltórios, por ser um circuito RC (e, portanto, um filtro), também apresenta um desfasamento entre o sinal de entrada e o sinal de saída;
- Os dois detectores de envoltórias foram considerados idênticos, enquanto que, na realidade, o projeto dos componentes desse circuito deveria ter levado em consideração a frequência dos sinais de entrada (dado que a tensão de *ripple* é inversamente proporcional a frequência de entrada do detector de envoltórios).

Todavia, essa distorção já é esperada. Na prática, o sinal da Figura 3.30 é amostrado em cada tempo de símbolo T_s , portanto a forma recuperada do sinal não é o de mais valia, mas sim os seus valores em cada múltiplo do instante de símbolo.

4 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Propondo o desenvolvimento de um transceptor FSK de baixa potência, baixo erro e baixa taxa de transmissão, o presente trabalho contou com o uso de componentes de eletrônica analógica simples (transistores, AMPOP, diodos e entre outros) e o uso de software.

O presente trabalho concentrou – se primeiramente nos resultados simulados para o modulador e demodulador FSK. No modulador foi simulado a resposta em frequência e forma de onda de seus osciladores e obteve – se variações de frequência muito baixa em relação ao projetado. Além disso, a amplitude dos sinais foi idêntica. Em seguida, foi simulado a saída do sinal nas chaves analógicas e obteve – se dois sinais ASK com frequências diferentes e mesma amplitude. Por fim, foi simulado a saída do sinal do somador, como era esperado os sinais ASK foram somados, gerando um sinal FSK. Além disso, o sinal FSK teve um ganho de 10 em sua amplitude. Portanto, com esses resultados simulados foi comprovado que o modulador foi projetado corretamente.

No demodulador foi simulado a resposta em frequência e a saída no domínio do tempo para seus filtros e obteve – se resultados idênticos ao calculado. Em seguida, foi simulado a saída do sinal nos detectores de envoltórios e obteve – se resultados excelentes. Por fim, foi simulado a saída do sinal do somador e como era esperado foi obtido o sinal modulante original. Portanto, com esses resultados simulados foi comprovado que o demodulador foi projetado corretamente.

Para os resultados práticos do modulador presente nesse trabalho foi obtido experimentalmente a resposta em frequência e a forma de onda para os osciladores e obteve – se resultados com pequenas variações de resposta em frequência em relação ao simulado e uma significativa variação nos valores de amplitude em relação ao simulado. Entretanto, os osciladores estão funcionando para a frequência central como esperado pela simulação. Em seguida, foi testado a saída nas chaves analógicas e foi constatado que as chaves estavam gerando os sinais ASK de forma correta, conforme esperado pela análise teórica e das simulações. Por fim, foi testado a saída do sinal do somador e obteve – se que o somador realmente somou os dois sinais ASK. Entretanto, o sinal de maior frequência ficou com uma amplitude maior que o sinal de menor frequência, o que não era esperado, pois na modulação FSK ambos os pulsos devem ter a mesma amplitude.

Esse fator ocorreu devido aos osciladores por ponte Wien não terem gerado sinais cossenoidais com a mesma amplitude. Essa variação poderá ser corrigida ajustando os ganhos

individuais de cada um dos sinais obtidos das chaves analógicas. Portanto, com a correção nos ganhos o modulador funcionará corretamente como mostrado nas simulações.

No demodulador foi testado a resposta em frequência e obteve – se resultados satisfatório. Por problema técnicos e falta de equipamento não foi possível realizar todas as análises experimentais necessária para a comprovação do pleno funcionamento do demodulador FSK. Portanto, não foi possível verificar todo o circuito demodular e constatar seu pleno funcionamento, mas foi verificado que os filtros estão funcionando para as respostas em frequências determinadas pelo projeto.

Com os resultados obtidos através da simulação e da pratica foi possível concluir que o modulador precisa de uma pequena correção em seus osciladores para o pleno funcionamento do modulador. Os resultados obtidos para o demodulador mostram que o mesmo funcionar plenamente.

Tem – se como meta continuar o estudo de melhorar o transceptor utilizando amplificadores de baixo ruído e associar a um sistema real de transmissão guiado (por fio) e fazer uma placa de circuito impresso. Sendo assim, baixando o custo e melhorando a qualidade de transmissão e o modo de transmissão do transceptor proposto. Por fim, tem – se como meta a resolução dos problemas no transceptor evidenciados nesse trabalho.

REFERÊNCIAS

BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 8. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2004.

CAMPOS, Alexandra. **A modulação FSK**. 2017. Disponível em: <<https://www.trabalhosgratuitos.com/Exatas/Engenharia/A-Modula%C3%A7%C3%A3o-FSK-1335660.html>>. Acesso em: 14 jan. 2019.

FERREIRA, V. B. F. Evolução do setor de telecomunicações no Brasil. p. 1 – 2, 2010.

FONTES, A. I. R. Classificação automática de modulação digital com uso de correntropia para ambientes de rádio cognitivo. 2012. 73f. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2012.

HAYT JR., William H.; BUCK, John. **Eletromagnetismo**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

PERTENCE JÚNIOR, Antonio. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. 6. Ed. Porto Alegre: Bookman, 2003.

PROAKIS, John G.; SALEHI, Masoud. **Communication Systems Engineering**. 2. ed. New Jersey: Prentice Hall, 2002.

MALVINO, Albert Paul – Eletrônica, Volume 2 – 4ª Edição, Makron Books, 1997.

MEDEIROS, J. C. O. Princípios de telecomunicações: teoria e prática. 2. ed. São Paulo: Editora Érica, 2007.

MALBURG, M. M. **Modulação**. 2004. Disponível em: <https://www.gta.ufrrj.br/grad/04_2/Modulacao/>. Acesso em: 10 jan. 2019.

PECHARROMÁN, José M. P.; VEIGA, Ricardo. **Estudo Sobre a Indústria Brasileira e Europeia de Veículos Aéreos Não Tripulados**. [S. l.], 2016. Disponível em: http://www.mdic.gov.br/images/publicacao_DRONES-20161130-20012017-web.pdf. Acesso em: 7 mar. 2019.

SANTOS, André Almeida; CARDOSO, Vitor Campos. Automação de voo e calibração de sensores e controladores para um drone de baixo custo, [S. l.], 2015.