



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DE TUCURUÍ
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JOÉLIA CRUZ RODRIGUES

**ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DE CIRCUITO ELETRÔNICO DE UM
DETECTOR DE METAIS COM OSCILADOR DE 100 HERTZ**

TUCURUÍ

2025

JOÉLIA CRUZ RODRIGUES

**ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DE CIRCUITO ELETRÔNICO DE UM
DETECTOR DE METAIS COM OSCILADOR DE 100 HERTZ**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado como requisito parcial para a obtenção de grau de Bacharel em Engenharia Elétrica, pela Universidade Federal do Pará.

Orientador:
Prof. Dr. André Felipe Souza da Cruz.

TUCURUÍ

2025

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

R696a Rodrigues, Joelia Cruz.
ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DE CIRCUITO ELETRÔNICO
DE UM DETECTOR DE METAIS COM OSCILADOR DE 100
HERTZ / Joelia Cruz Rodrigues. — 2025.
62 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. André Felipe Souza da Cruz Cruz
Trabalho de Conclusão (Graduação) - Universidade Federal do
Pará, Campus Universitário de Tucuruí, Faculdade de Engenharia
Elétrica, Tucuruí, 2025.

1. Detector de metais. 2. eletrônica analógica. 3.
Indutância . 4. Osciladores. 5. Protótipo . I. Título.

CDD 621.38132

Joélia Cruz Rodrigues

**ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DE CIRCUITO ELETRÔNICO DE UM
DETECTOR DE METAIS COM OSCILADOR DE 100 HERTZ**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado como requisito parcial para a obtenção de grau de Bacharel em Engenharia Elétrica, pela Universidade Federal do Pará.

Data de aprovação: 16/09/2025

Banca Examinadora:

Prof. Dr. André Felipe Souza da Cruz
Orientador - FEE/CAMTUC/UFPA

Prof. Dr. Ewerton Ramos Granhen
Avaliador Interno - FEE/CAMTUC/UFPA

Prof. Dr. Raphael Barros Teixeira
Avaliador Interno - FEE/CAMTUC/UFPA

TUCURUÍ

2025



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DE TUCURUÍ
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

TÍTULO: ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DE CIRCUITO ELETRÔNICO DE UM DETECTOR DE METAIS COM OSCILADOR DE 100 HERTZ

DISCENTE: Joélia Cruz Rodrigues

MATRÍCULA: 201733940005

#	BANCA EXAMINADORA	CONDIÇÃO
1	<i>Prof. Dr. André Felipe Souza da Cruz – FEE/UFPA</i>	<i>Orientador</i>
2	<i>Prof. Dr. Ewerton Ramos Granhen – FEE/UFPA</i>	<i>Membro interno</i>
3	<i>Prof. Dr. Raphael Barros Teixeira – FEE/UFPA</i>	<i>Membro interno</i>

Data da Defesa: 16/09/2025	Hora Início: 15:00	Hora Término: 15:39
Local:	Videoconferência	

Trabalho Escrito (0 a 10 pontos por critério)	Examinador 1	Examinador 2	Examinador 3
Formatação	9,50	9,50	9,0
Linguagem (gramática e semântica)	9,50	9,00	9,0
Conteúdo técnico	9,50	10,00	9,5

Defesa Oral (0 a 10 pontos por critério)	Examinador 1	Examinador 2	Examinador 3
Sequência lógica de apresentação	8,00	8,50	8,5
Administração do tempo	9,50	9,00	9,0
Expressão oral	9,00	9,00	9,0
Domínio do tema	8,30	8,50	8,5

Média por examinador	9,04	9,07	8,93
Média Final	9,01		
Conceito Final	EXCELENTE		

Tucuruí-Pa, 16 de setembro de 2025.

Documento assinado digitalmente
gov.br ANDRE FELIPE SOUZA DA CRUZ
Data: 18/09/2025 16:20:14-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Orientador

Documento assinado digitalmente
gov.br EWERTON RAMOS GRANHEN
Data: 22/09/2025 23:56:04-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Membro interno

Documento assinado digitalmente
gov.br RAPHAEL BARROS TEIXEIRA
Data: 23/09/2025 05:22:23-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Membro interno

Dedico este trabalho à minha família, que sempre acreditou no meu potencial e me incentivou a ser e fazer o meu melhor; a Deus, por me proporcionar a oportunidade de realizar o sonho de transformar o mundo por meio da tecnologia e da engenharia; e, por fim, a todas as mulheres que atuam na engenharia, na ciência e na tecnologia, por me inspirarem na construção de um futuro mais inovador e igualitário.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus, pois esta jornada se tornou mais leve e suportável por ter Sua presença ao meu lado, concedendo-me forças para trilhar este caminho com resiliência, perseverança e saúde, até a conquista do tão sonhado título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aos meus pais, José Rodrigues e Noelia Cruz, que nunca mediram esforços para que eu chegasse até aqui, apoiando-me com amor, carinho, incentivo e acreditando no meu potencial para ser sempre o meu melhor.

Aos meus avós Antônio Dorival Rodrigues, Maria Ramos e Creuza Cruz, pelo amor, apoio e ensinamentos que foram fundamentais na minha formação como pessoa e profissional.

À minha família, minha base e porto seguro. Em especial ao meu irmão Joel Rodrigues, e aos meus primos e amigos Lucas Rodrigues, Fernanda Souza, Jéssica Souza, Nara Lima, Suelen Ramos e Lahrsen Rodrigues, pelo apoio e incentivo em cada etapa desta caminhada. Aos meus tios Erivaldo Rodrigues, Ana Cleide Souza, Janete Baia, Jaciara Souza, Gilson Lima e Maria Elizabete Rodrigues, e à memória do meu tio José Antônio Souza, deixo minha gratidão eterna.

Ao meu orientador, Prof. Dr. André Cruz, pela paciência, dedicação e por aceitar acompanhar-me neste último desafio da graduação. Sua trajetória como professor é uma inspiração para todos os seus alunos, e foi uma honra tê-lo como orientador.

Aos professores da Faculdade de Engenharia Elétrica, em especial ao Prof. Jefferson Costa, cuja excelência e dedicação inspiram profissionais por onde passa. Para mim, foi um privilégio e um dos grandes aprendizados desta graduação ter sido seu aluno.

Agradeço também à A.A. Atlética de Engenharia da UFPA – Predadores, pelas experiências que vivi como líder, pelos aprendizados adquiridos e pelas amizades que construí, que tantas vezes compartilharam comigo o fardo da graduação.

Por fim, agradeço às minhas colegas de faculdade Lyandra Araújo, Ayla Santos, Brenda Coelho e Klarissa Carvalho, pela amizade, parceria e companheirismo ao longo desses anos de alegrias, desafios e conquistas

“Engenharia é a arte de aplicar a ciência
para transformar ideias em realidade.”
(Anônimo).

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo, desenvolvimento e implementação de um detector de metais portátil baseado no princípio de variação de indutância em uma bobina sem núcleo. O projeto foi estruturado em sete estágios funcionais, contemplando um oscilador astável com CI 555, estágio inversor com transistor BJT, chaveamento de potência por MOSFET IRF630, estágios de filtragem e comparação com amplificadores operacionais NE5532 e, por fim, acionamento de um buzzer como indicador sonoro. Foram realizadas análises teóricas, simulações e medições experimentais em protoboard, seguidas da elaboração de um layout preliminar em placa de circuito impresso utilizando o software EasyEDA. A bobina construída, composta por 28 espiras de fio esmaltado de 0,5 mm, apresentou indutância distinta em função da presença de metais próximos, possibilitando a validação do princípio de detecção. Os resultados obtidos evidenciaram a resposta do circuito frente à presença de objetos metálicos de diferentes tamanhos, demonstrando sua eficácia em aplicações de curta distância, embora com limitações inerentes à configuração experimental e ao uso de prototipagem em protoboard.

Palavras-chave: Detector de Metais; Indutância; Osciladores; Circuitos Eletrônicos.

ABSTRACT

This work presents the study, development, and implementation of a portable metal detector based on the principle of inductance variation in an air-core coil. The project was structured into seven functional stages, comprising an astable oscillator using the 555 IC, an inverter stage with a BJT transistor, power switching with an IRF630 MOSFET, filtering and comparison stages with NE5532 operational amplifiers, and finally the activation of a buzzer as an audible indicator. Theoretical analyses, simulations, and experimental measurements on a protoboard were carried out, followed by the design of a preliminary printed circuit board layout using EasyEDA software. The constructed coil, consisting of 28 turns of 0.5 mm enameled wire, exhibited different inductance values depending on the presence of nearby metals, enabling the validation of the detection principle. The results demonstrated the circuit's response to metallic objects of different sizes, showing its effectiveness in short-range applications, although with limitations inherent to the experimental setup and the use of prototyping on a protoboard.

Keywords: Metal Detector; Inductance; Oscillators; Electronic Circuits.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Simbologia básica do Amp-Op.	17
Figura 2 – Evolução dos Amp-Ops.	17
Figura 3 – Estrutura básica do Amp-Op ideal.	18
Figura 4 – Representação gráfica das tensões de entrada em modo diferencial e comum, respectivamente.	19
Figura 5 – Circuito amplificador na configuração inversora.	20
Figura 6 – Circuito amplificador na configuração não-inversora.	21
Figura 7 – Circuito amplificador somador.	22
Figura 8 – Circuito integrador de 1 ^a ordem.	22
Figura 9 – Filtro passa-baixas de 1 ^a ordem.	24
Figura 10 – Filtro passa-altas de 1 ^a ordem.	24
Figura 11 – Filtro passa-altas de 1 ^a ordem.	25
Figura 12 – Pinagem do temporizador 555.	26
Figura 13 – Pinagem do temporizador 555.	27
Figura 14 – Diagrama temporizador 555 em modo monoestável.	28
Figura 15 – Formas de ondas do multivibrador monoestável (entrada x saída).	29
Figura 16 – Diagrama temporizador 555 no modo multivibrador astável.	29
Figura 17 – Sinais de carga e descarga do capacitor, comparado com o sinal de saída do CI 555.	30
Figura 18 – Representação de uma Bobina.	31
Figura 19 – Circuito do detector de metais, com identificação de seus sete estágios.	33
Figura 20 – Estágio 1 do circuito detector de metais analisado.	34
Figura 21 – (a) Frequência do oscilador em função do ajuste do potenciômetro 1; (b) Ciclo de trabalho em função do ajuste do potenciômetro 1.	35
Figura 22 – Estágio 2 do circuito detector de metais analisado.	36
Figura 23 – Sinais de entrada e saída do estágio 2.	37
Figura 24 – Estágio 3 do circuito detector de metais analisado.	37
Figura 25 – Curvas de características de saída típicas do IRF630, em temperatura 25°C.	38
Figura 26 – circuito limitador duplo.	40
Figura 27 – (a) Tensão de saída, v_3 bobina sem presença de metais; (b) Tensão de saída, v_3 bobina com presença de metais.	41
Figura 28 – circuito limitador duplo.	42
Figura 29 – Estágio 5 - circuito de filtragem com AMPOP.	42
Figura 30 – Estágio 6 - circuito comparador com AMPOP	43
Figura 31 – Estágio 7 - Amplificador de corrente utilizando um BC337.	46

Figura 32 – Diagrama do circuito detector de metais russo.	48
Figura 33 – Diagrama do circuito detector de metais adaptado por Valdemar Gomes (X - significa alterações feitas em relação ao circuito original).	48
Figura 34 – Bobina de 28 voltas, medição de indutância: (a) Ausência de metais; (b) Presença de metais.	50
Figura 35 – Protótipo do detector de metais.	51
Figura 36 – Circuito do detector no simulador <i>EasyEda</i>	52
Figura 37 – (a) <i>Layout</i> do circuito impresso do detector de metais; (b) 3D Circuito impresso do detector de metais.	53
Figura 38 – Tensão de saída no estágio 1 - oscilador	53
Figura 39 – Tensão de saída no estágio 2 - circuito inversor	54
Figura 40 – Tensão de saída no estágio 3 - bobina desacoplada	55
Figura 41 – Tensão de saída no estágio 4, circuito limitador - bobina desacoplada	55
Figura 42 – Tensão de saída no estágio 5, circuito proporcional derivativo - bobina desacoplada	56
Figura 43 – Tensão de saída no Estágio 6 - circuito comparador com filtro passa- baixas - bobina desacoplada	57
Figura 44 – Tensão de saída no Estágio 6 - circuito comparador com filtro passa- baixas - bobina acoplada	57
Figura 45 – Tensão de saída no Estágio 6 - circuito comparador com filtro passa- baixas - bobina acoplada	58
Figura 46 – (a) Tensão de saída no Estágio 6 - bobina acoplada sem metal; (b) Tensão de saída no Estágio 6 - bobina acoplada com presença de metal.	58
Figura 47 – Objetos metálicos usados no experimento (Prego e barra de ferro);	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resistores utilizados no protótipo	49
Tabela 2 – Capacitores utilizados no protótipo	50

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Justificativa	16
1.2	Objetivos	16
1.3	Estrutura da Monografia	16
2	AMPLIFICADORES, MULTIVIBRADORES E EFEITOS INDUTIVOS	17
2.1	Amplificador operacional ideal	18
2.2	Amplificador operacional real	18
2.3	Amplificador operacional com realimentação	20
2.3.1	Amplificador inversor com ganho constante	20
2.3.2	Amplificador de ganho constante não inversor	21
2.3.3	Amplificador somador	21
2.3.4	Integrador de 1ª ordem	22
2.4	Amplificador operacional em filtros de 1ª ordem	23
2.4.1	Filtro passa-baixas	23
2.4.2	Filtro passa-altas	24
2.5	Temporizador 555	25
2.5.1	Operação do 555 como multivibrador monoestável	28
2.5.2	Operação do 555 como multivibrador astável	29
2.6	Indutância de uma bobina sem núcleo	31
3	ANÁLISE DO CIRCUITO DETECTOR DE METAIS	33
3.1	Análise do estágio 1 – temporizador 555	34
3.2	Análise do estágio 2 – circuito inversor com BC327	35
3.3	Análise do estágio 3 - circuito de potência do IRF630	37
3.4	Análise do estágio 4 - Circuito limitador Diodos	40
3.5	Análise do estágio 5 - circuito de filtragem com AMPOP	41
3.6	Análise do estágio 6 - circuito comparador com AMPOP	43
3.7	Estágio 7 - Amplificador de corrente utilizando um BC337	45
4	MÉTODOS E RESULTADOS	48
4.1	Montagem do circuito de protótipo	49
4.2	Design da PCB	51
4.3	Medições nos estágios do circuito	52
4.3.1	Estágio 1 - CI 555	53

4.3.2	Estágio 2 - circuito inversor com BC327	54
4.3.3	Estágio 3 – Circuito de Potência com IRF630	54
4.3.4	Estágio 4 – Circuito limitador Diodos	55
4.3.5	Estágio 5 - circuito proporcional derivativo com bobina desacoplada . .	56
4.3.6	Estágio 6 - circuito comparador com filtro passa-baixas com bobina desacoplada	56
4.3.7	Estágio 7 - (amplificador de corrente BJT com bobina desacoplada . . .	56
4.4	Análise com a Bobina Conectada	57
4.4.1	Estágio 6 – Entradas do Comparador	57
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	60
	 Referências	 61

1 INTRODUÇÃO

A primeira patente de um detector de metais portátil foi registrada no século XX, porém seu desenvolvimento inicial remonta ao século XIX, quando o francês Gustave Trouvé criou um protótipo destinado à detecção e extração de artefatos metálicos. Posteriormente, Alexander Graham Bell, criador do telefone, estudou e aplicou os princípios desse dispositivo, desenvolvendo o chamado “equilíbrio de indução”. O sistema de Bell utilizava duas bobinas e um fone de ouvido para emissão sonora, permitindo ajuste de frequência de modo que o circuito entrasse em equilíbrio, produzindo sinal nulo nos fones. A aproximação de um objeto metálico à bobina secundária alterava a frequência do circuito, desestabilizando o equilíbrio e gerando um sinal sonoro, indicando a presença do metal (HOCHFELDER, 2023).

Bell fez o seu uso experimental para localizar uma bala que estava alojada no então presidente dos Estados Unidos, James Garfield, mas não obteve êxito, pois a cama onde o presidente estava deitado era feita de metal, fato esse contado em sua biografia Alexander Graham Bell: The Life and Times of the Man Who Invented the Telephone (THE VINTAGE NEWS, 2016). Assim como foi aplicado para encontrar projéteis, o detector de metais tem sua utilidade atual muito associada a procedimentos de segurança, podendo ser utilizado tanto para regular o acesso de armamentos a bancos e eventos de grande porte, quanto na indústria alimentícia, em que é empregado para identificar a presença de metais nos alimentos processados (SOUZA; MARQUES, 2018).

O avanço dos circuitos eletrônicos e do desenvolvimento de baterias portáteis e eficientes colaborou para o surgimento de vários tipos de detectores de metais. Por exemplo, o detector BFO (Beat-Frequency Oscillator, em português Oscilador de Frequência de Batimento), é um detector de metais de fácil construção que lembra ainda o detector desenvolvido por Graham Bell. Seu princípio de funcionamento consiste na “mistura” da frequência detectada na antena do oscilador de detecção e a frequência gerada pelo oscilador de referência, que, ao estarem em desequilíbrio avaliado por um circuito de comparação, resultam em um sinal sonoro que indica a presença de metal (GOH, 2017). Outro tipo de detector utilizado é o detector PI (Pulsed Induction, em português Indução por Pulso), que possui apenas uma bobina atuando como antena receptora/transmissora.

Os sistemas detectores de metais operam com base em princípios de eletrônica e eletromagnetismo, onde uma bobina, alimentada por um oscilador de alta frequência, gera um campo magnético. Ao se aproximar de um objeto metálico, esse campo magnético induz correntes de *foucault* no metal, criando um campo secundário que interfere no sinal original. Essa mudança é detectada e processada por circuitos que amplificam e filtram o sinal para identificar a presença de metal.

1.1 Justificativa

A fim de explorar mais o funcionamento de detectores de metais, e utilizá-los em métodos de ensino em laboratórios de eletrônica e eletromagnetismo, neste trabalho foi proposto construir e analisar um protótipo de um detector de metais baseado em uma antena loop de cobre, e utilizando um circuito integrado (CI) temporizador 555. O CI 555 empregado com oscilador de 100 Hz foi escolhido por ser de fácil acesso comercial, além de possibilitar a geração de sinais dentro da faixa de frequência audível pelo ser humano, de 20 Hz a 20 kHz (SILVA, 2023). A combinação do CI 555 e amplificadores operacionais, como o 741, possibilitou a construção das múltiplas etapas do sistema de detecção de metais, tais como: multivibrador astável, comparador, buffer, amplificador e filtros.

1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é apresentar o processo de construção de um dispositivo detector de metais PI com uma antena *loop* de cobre, e apresentar uma análise sobre os sinais elétricos em cada estágio do circuito eletrônico oscilador de 100 hertz. Para isso, é proposto:

- a) Realizar uma revisão bibliográfica sobre circuitos osciladores e amplificadores operacionais, e sobre os conceitos relacionadas variação de indutância magnética;
- b) Realizar a análise dos estágios de um circuito detector de metais do tipo PI;
- c) Construir um circuito detector de metais PI;
- d) Obter os resultados do funcionamento do detector de metais construído.

1.3 Estrutura da Monografia

Este trabalho está estruturado em cinco capítulos.

O capítulo 1 é introdutório, neste são apresentados a justificativa, objetivos e estrutura do trabalho desenvolvido.

No capítulo 2 é apresentado o referencial teórico que embasa a análise do circuito detector de metais PI.

No 3 é apresentada a análise dos estágios do circuito detector de metais. No 4 é apresentado o protótipo construído, juntamente com os sinais medidos nos estágios do detector em função dos testes realizados com o protótipo.

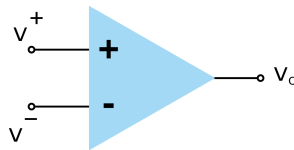
Finalmente, no capítulo 5 são apresentadas as considerações finais e perspectivas de trabalhos futuros. A demais referências bibliográficas, apêndices e anexos.

2 AMPLIFICADORES, MULTIVIBRADORES E EFEITOS INDUTIVOS

O amplificador operacional (Amp-Op) teve sua aplicação primária ligada à área de computação analógica e possuía um alto custo, o que dificultava o acesso a essa tecnologia. Esse cenário foi mudado na década de 1960, quando foi produzido o primeiro circuito integrado (CI), que possibilitou que o Amp-Op que temos hoje se aproximasse muito do amplificador operacional ideal (SEDRA; SMITH, 2014)(PERTENCE, 2015). Os amplificadores operacionais possuem diversas aplicações, como processamento de sinais, geração de formas de onda senoidais, instrumentação, entre várias outras utilizações.

Boylestad (2013) define o amp-op como um amplificador diferencial de ganho muito alto com impedância de entrada muito alta e baixa impedância de saída. A figura 1, mostra um amplificador operacional básico, com uma saída (v_o) e duas entradas, a entrada positiva, também conhecida como entrada não inversora (v^+), e a entrada negativa, ou entrada inversora (v^-).

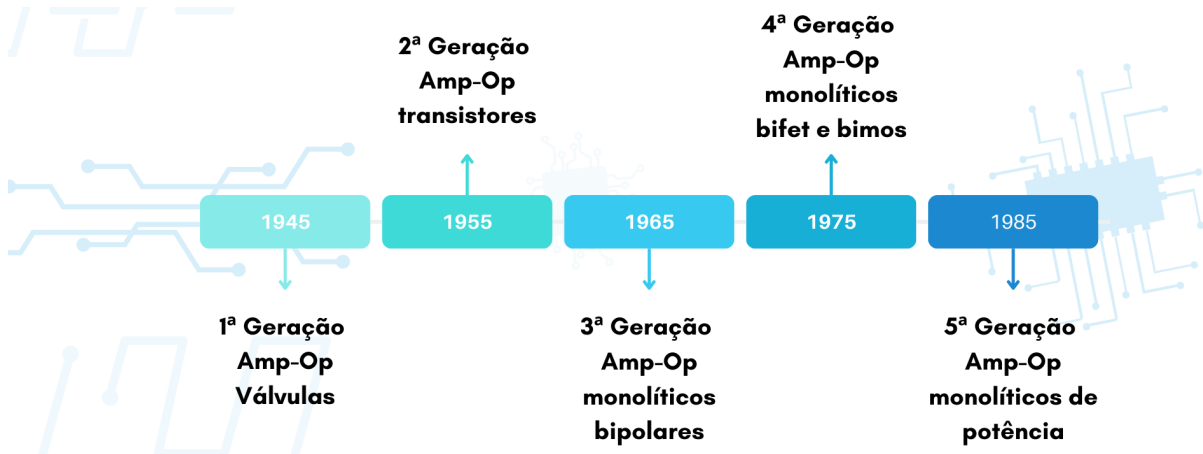
Figura 1 – Simbologia básica do Amp-Op.



Fonte: Adaptado SEDRA E SMITH.

O autor Antônio Pertence (2019) dividiu a evolução dos Amp-Ops em seis gerações, conforme ilustrado na figura 2, cada geração foi marcada por um dispositivo, válvulas, transistores, monolíticos bifets e entre outras tecnologias.

Figura 2 – Evolução dos Amp-Ops.



Fonte: Autoria própria.

2.1 Amplificador operacional ideal

Em um amplificador operacional ideal, pode-se observar as seguintes características: *drift* nulo, ou seja, sensibilidade a temperatura nula, propriedade essa que pode provocar alterações significativas no funcionamento dos amplificadores; entradas 1 e 2, com uma impedância infinita, quando operando em malha aberta, e saída, pino 3, com uma impedância igual a zero, o que implica a níveis de correntes altas sem a necessidade de amplificação (SOUZA, 2013).

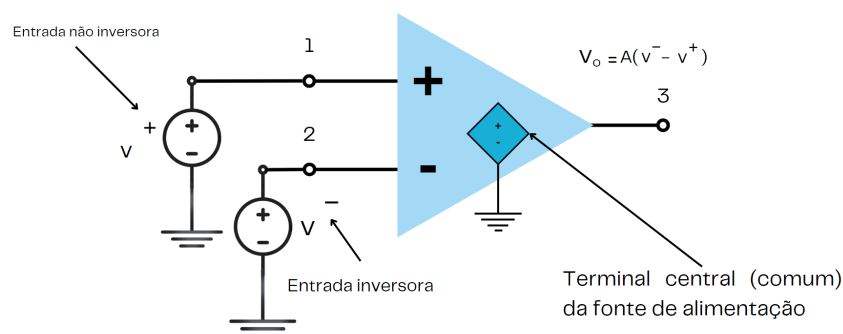
A tensão de saída em amplificador operacional ideal, pode ser expressa pela equação (1), que afirma que a tensão de saída (v_o) é igual ao ganho de tensão vezes a diferença das tensões de entrada (SEDRA; SMITH, 2014).

$$v_o = A(v^+ - v^-) \quad (1)$$

onde v_o é a tensão de saída do amp-op, A é o ganho de tensão do amplificador operacional, v^+ é a entrada não inversora, e v^- é a entrada inversora.

Na figura 3 é mostrado o circuito equivalente de um amp-op ideal.

Figura 3 – Estrutura básica do Amp-Op ideal.



Fonte: Adaptado SEDRA E SMITH.

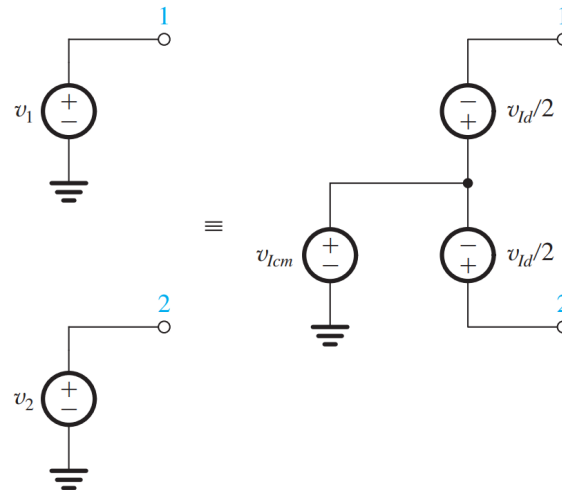
O amplificador operacional ideal possui ganho infinito fixo, o que define que independente da frequência o amplificador terá o mesmo ganho. Essa característica implica a uma faixa de passagem infinita (SEDRA; SMITH, 2014).

2.2 Amplificador operacional real

Apesar dos atuais amp-ops operarem muito próximo do ideal, é preciso levar em consideração o funcionamento real desses componentes para que sejam fornecidas condições de melhor funcionamento possível. Um amp-op real possui uma tensão de erro de saída, tensão gerada devido a um desbalanceamento originado por características diferentes dos circuitos internos, chamada de tensão de offset, essa diferença de potencial pode ser constatada ao aplicar tensão igual a zero nas entradas do circuito do amplificador e encontrar uma saída com valor de tensão diferente de zero.

O amp-op permite que o amplificador seja utilizado nos modos comum e sinais diferenciais, representados na figura 4. Esses modos de operação permitem que seja calculada a média e a diferença entre sinais (SEDRA; SMITH, 2014).

Figura 4 – Representação gráfica das tensões de entrada em modo diferencial e comum, respectivamente.



Fonte: SEDRA E SMITH.

A operação em modo comum se trata de sinais iguais aplicados a entradas do amplificador operacional, o amplificador oferece uma rejeição ao modo comum, devido a característica diferencial que seu circuito fornece, essa rejeição pode ser medida e é descrita pelo valor de CMRR (common-mode rejection ratio), razão de rejeição de modo-comum. Para calcularmos o sinal comum às duas entradas utilizamos a equação (2) (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2014).

$$V_C = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2} \quad (2)$$

onde V_C é o sinal comum, V_{i1} é a tensão de entrada 1, V_{i2} é a tensão de entrada 2.

Ao aplicarmos tensão nas duas entradas do amp-op temos como resultado a diferença entre os dois sinais, conforme expresso na equação (3).

$$V_d = V_{i1} - V_{i2} \quad (3)$$

De modo geral os amplificadores possuem componentes operando tanto de forma diferencial quanto em modo comum, por isso podemos medir sua saída ao somamos a multiplicação da tensão diferencial (V_d) e o ganho diferencial (A_d), com a multiplicação da tensão comum (V_C) com o ganho de modo-comum do amplificador (A_C). O Amp-Op é um elemento ativo da teoria de circuitos, sendo assim necessário alimentá-lo com uma diferença de potencial para que execute suas funções. As tensões de alimentação de um amplificador operacional definem a faixa de saída em que ele pode operar, sendo geralmente uma tensão positiva ($+V_{cc}$) e uma negativa ($-V_{ee}$), como ± 15 V ou, em casos assimétricos, 0 V e 12 V. Essas tensões estabelecem os limites de saída do amp-op.

Um amplificador em malha aberta (sem realimentação) pode ser utilizado como um comparador de tensão. Neste caso, a tensão de saída resultante será proporcional a diferença entre as tensões de entrada, conforme descrito na equação (1). Esse tipo de operação pode ter várias configurações que irão mudar a tensão resultante no pino de saída do amplificador operacional.

Em geral, o ganho de malha aberta A é próximo de 10000, portanto, qualquer diferença entre os sinais nas entradas do Amp-Op produziria uma tensão de saída elevada na saída. Contudo, o sinal de saída é limitada pelas tensões de alimentação, atingindo rapidamente as tensões de saturação (Idealmente $V_{sat} \approx +V_{cc}$ e $-V_{sat} \approx -V_{ee}$). Assim, quando $v^+ > v^-$, obtem-se $v_o = V_{sat}$, e quando $v^+ < v^-$, obtem-se $v_o = -V_{sat}$.

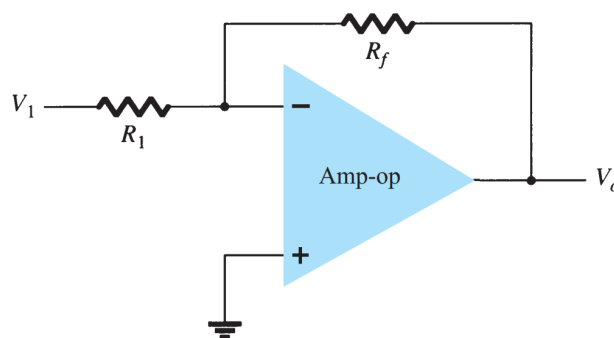
2.3 Amplificador operacional com realimentação

Um amplificador operacional em malha fechada é configurado com realimentação, geralmente conectando a saída de volta a uma das entradas, o que estabiliza o ganho e melhora a precisão do circuito. Esse tipo de configuração permite que o amp-op opere de forma controlada, pois o ganho do circuito passa a ser determinado pelos componentes externos que compõem a malha de realimentação, e não pelo ganho interno amp-op.

2.3.1 Amplificador inversor com ganho constante

Esse tipo de circuito consiste em um amp-op alimentado na sua entrada inversora através de um componente passivo, um resistor (R_1); além de possuir uma realimentação (malha-fechada) através de um resistor (R_f), conforme ilustrado na figura 5.

Figura 5 – Circuito amplificador na configuração inversora.



Fonte: Boylestad, 2023.

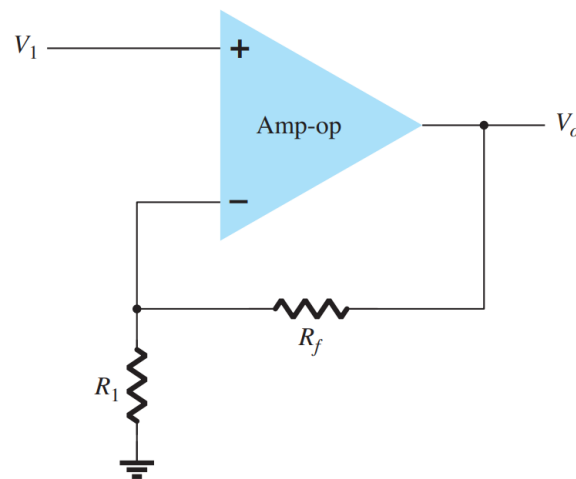
Nilsson e Riedel (2009, p 114) estabeleceram o sinal de tensão de saída deste circuito a partir da equação (4), onde v_1 é a tensão de entrada, com o ganho deste circuito como a relação entre as resistências R_f e R_1 .

$$v_o = - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) v_1 \quad (4)$$

2.3.2 Amplificador de ganho constante não inversor

No circuito do amplificador inversor, apresentado na figura 6, o sinal de entrada V_1 é aplicado diretamente a entrada não-inversora. O Ganho do circuito é definido pelos resistores R_1 e R_f .

Figura 6 – Circuito amplificador na configuração não-inversora.



Fonte: Boylestad, 2023.

Esse tipo de configuração é considerada mais estável quando se refere à frequência e pode ter sua tensão calculada pela equação (5).

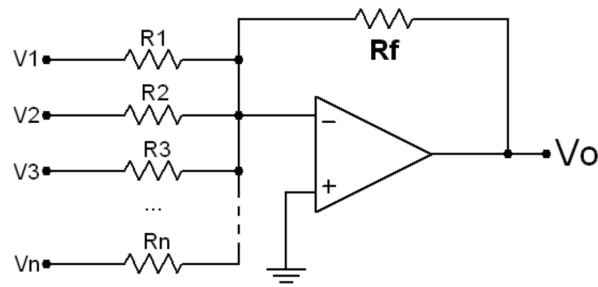
$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) v_1 \quad (5)$$

A partir do circuito da figura 6 é possível construir um seguidor de tensão, ou também conhecido como *buffer* de tensão. Para isso, basta ligar diretamente o sinal de saída à porta inversora, fazendo $R_f = 0$, tornando o ganho unitário, resultando em uma saída $v_o = v_1$. A principal vantagem do *buffer* é sua alta impedância de entrada e baixa impedância de saída, permitindo que ele interfira minimamente no circuito anterior enquanto fornece uma fonte de sinal robusta para o próximo estágio. Essa característica é útil para isolar diferentes estágios de um circuito, impedindo que cargas no lado de saída influenciem ou alterem o comportamento do sinal de entrada. *Buffers* são especialmente importantes em circuitos sensíveis, como sensores de baixa potência, onde é crucial evitar que o consumo de corrente prejudique o sinal.

2.3.3 Amplificador somador

Nilsson e Riedel (2009, p 115) afirmam que a tensão saída de um amplificador somador é uma soma, multiplicada por um fator de escala negativo, invertida das tensões aplicadas à entrada do amplificador. Se mais entradas forem utilizadas, isso implica no acréscimo de novo um componente à saída. A configuração é mostrada na figura 7.

Figura 7 – Circuito amplificador somador.



Fonte: Marcelo Wendling, 2010.

A tensão de saída do amplificador somador é definida a partir da equação (6).

$$v_o = -R_f \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_n}{R_n} \right) \quad (6)$$

A partir da configuração na figura 7 é possível projetar um circuito conversor D/A (digital analógico), simplesmente fazendo: $R_1 = R$, $R_2 = 2R$, $R_3 = 4R$, ..., e $R_n = R^{n-1}$, e v_1, v_2, v_3, \dots , e v_n são as tensões do sinal digital de n bits. Nesse caso, a tensão de saída do conversor D/A será definida pela equação (7).

$$v_o = - \left(\frac{R_f}{R} \right) \left(2^{n-1}v_1 + \dots + 2^2v_{n-2} + 2^1v_{n-1} + 2^0v_n \right) \quad (7)$$

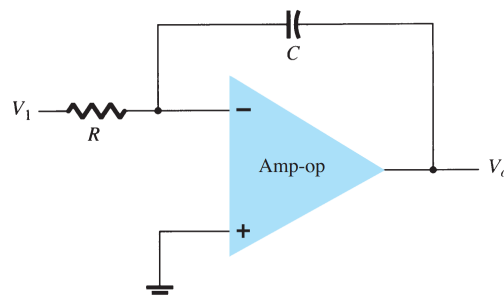
2.3.4 Integrador de 1ª ordem

Ao realimentar um ampop-op com capacitor teremos um circuito amplificador operacional integrador (figura 8), que expresso em função do tempo terá sua tensão de saída igual a equação (8).

$$v_o(t) = - \left(\frac{1}{RC} \right) \int_T v_i(t) dt \quad (8)$$

Este tipo de circuito tem grande importância na área de computação pois pode resolver eletricamente a operação de sistemas físicos. o Circuito integrador é um circuito somador, porém agora irá somar as áreas que constituem uma forma de onda dentro de um período de tempo (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2014).

Figura 8 – Circuito integrador de 1ª ordem.



Fonte: Boylestad, 2023.

2.4 Amplificador operacional em filtros de 1ª ordem

Haykin e Moher (2007) definem um filtro elétrico como um sistema construído com o objetivo de selecionar frequências e limitar espectro de um sinal em uma faixa de frequência a ser determinada pelo projetista. Na literatura são apresentados três tipos de filtros, os filtros passivos, ativos e digitais. Os filtros digitais são obtidos a partir de técnicas de processamento sofisticadas de sinais via microcontroladores. Já os filtros passivos são formados apenas por elementos passivos da teoria de circuitos elétricos, como resistores, capacitores e indutores.

Os filtros ativos combinam os elementos de filtros passivos com amplificadores operacionais para produzir amplificação de tensão, isolamento ou “bufferização” do sinal, que pode resultar em filtros com especificações rigorosas de passagem ou corte. Filtros são classificados pelo seu nível de filtragem, e resposta em frequência, que são personalizados conforme a faixa de banda passante e faixa de banda filtrada. Em um filtro ideal a seleção de frequência ocorre de forma que a transmissão dentro da faixa passante ocorra sem distorção. Podemos utilizar as ordens de transferência para fazer o estudo de filtros, Sedra e Smith (2014, 1317) definem a equação (9) como uma função de transferência geral para sistemas de primeira ordem.

$$T(s) = \frac{a_1s + a_0}{s + w_0} \quad (9)$$

onde $s = -a_0/a_1$ e $s = -w_0$ são, respectivamente, o zero e o polo da função de transferência de 1ª ordem.

2.4.1 Filtro passa-baixas

O filtro passa-baixas (ou filtro LPF - *Low-Pass Filter*), composto por um amplificador, um resistor e um capacitor, ilustrado na figura 9, é um filtro que impede que frequências acima da frequência de corte, definida na equação (10).

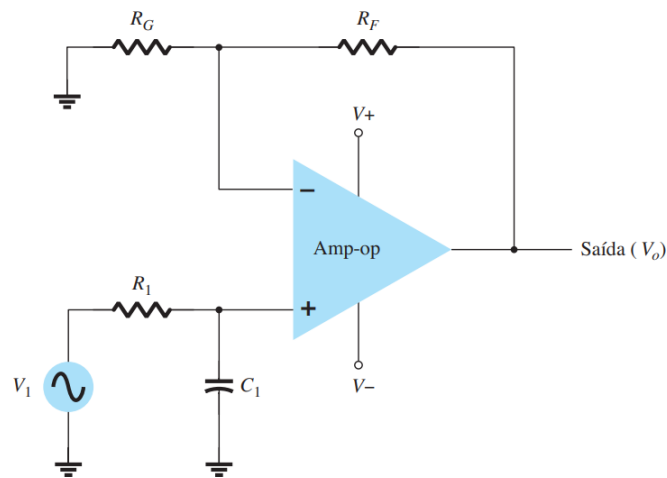
$$f_{OH} = 1/(2\pi R_1 C_1) \quad (10)$$

A função de transferência de um filtro passa-baixas da figura 9 não possui zeros, e possui apenas um polo em $-2\pi f_{OH}$, apresentando uma resposta estável e uma filtragem de aproximadamente -20 dB/década a partir da frequência de corte (ou seja, -20dB a cada múltiplo de 10 vezes a frequência de corte). O ganho de tensão do filtro ativo é calculado a partir da equação (11).

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_G} \quad (11)$$

onde R_F é o resistor de realimentação do sinal de saída na entrada inversora, e R_G é um resistor de passagem da corrente de realimentação ao terra.

Figura 9 – Filtro passa-baixas de 1ª ordem.

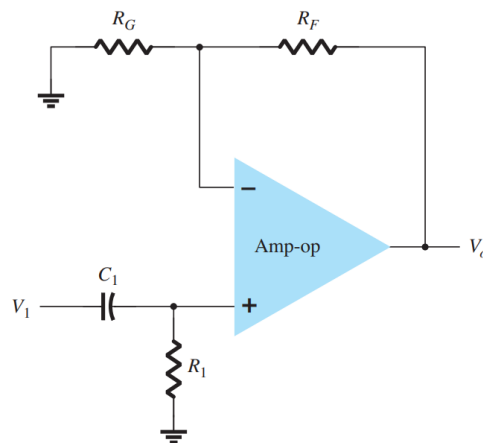


Fonte: Boylestad, 2023.

2.4.2 Filtro passa-altas

Os filtros ativos passa-altas de primeira ordem podem ser construídos com a utilização de um amplificador associado a elementos passivos como capacitores e resistores, um exemplo de montagem desse circuito é apresentado na figura 10.

Figura 10 – Filtro passa-altas de 1ª ordem.



Fonte: Boylestad, 2023.

Esse tipo de filtro tem como objetivo rejeitar frequências que se encontram abaixo da frequência de corte f_{OL} , definida na equação (12).

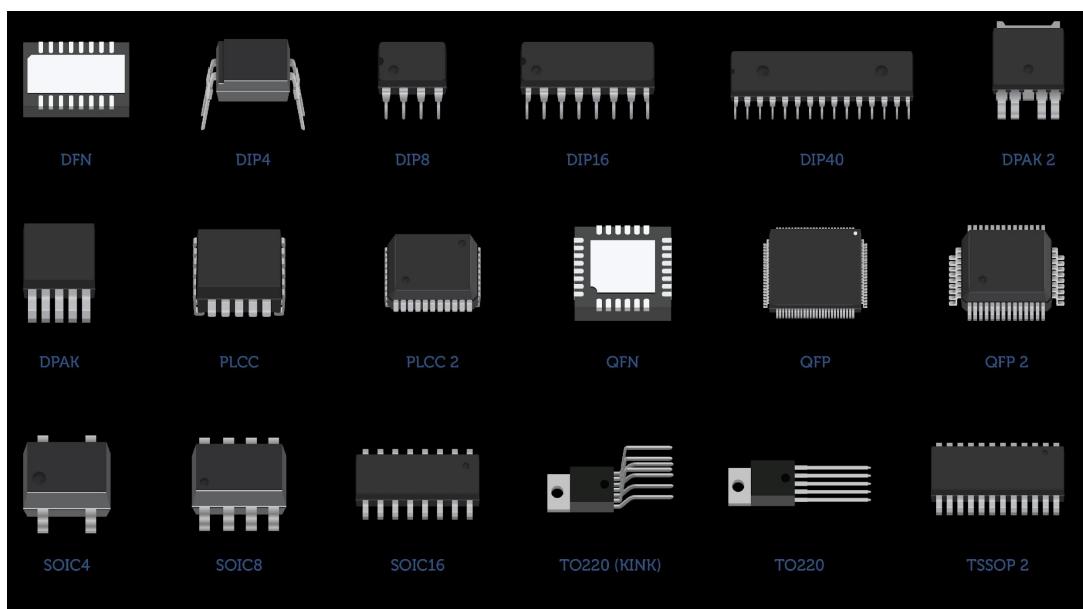
$$f_{OL} = 1/(2\pi R_1 C_1) \quad (12)$$

A função de transferência de um filtro passa-baixas da figura 9 possui um zero na origem, e um polo em $-2\pi f_{OL}$, apresentando uma resposta estável e uma filtragem de aproximadamente -20 dB/década até atingir a frequência de corte, apresentando atenuação mínima para frequências maiores que a de corte. O ganho de tensão do filtro ativo é calculado a partir da equação (10), semelhante ao filtro passa-baixas.

2.5 Temporizador 555

Os Circuitos integrados (CI's) são dispositivos que reúnem um conjunto de milhares ou até milhões de componentes eletrônicos, como transistores, resistores e capacitores, em um único chip de material semiconductor, geralmente de silício. São os precursores da tecnologia de miniaturização, e são essências em praticamente todos os sistemas eletrônicos e embarcados. Eles são definidos em classes por seus encapsulamentos, níveis de integração e até tipo de pinagem (TEIXEIRA; TAVARES, 2018);(BOYLESTAD; NASHELSKY, 2014). Na figura 11 são mostrados vários modelos de CI's classificados por seus tipos de pinagem.

Figura 11 – Filtro passa-altas de 1ª ordem.



Fonte: Raisa (2024)

Os Amplificadores operacionais, abordados nas seções 2.3 e 2.4, podem ser encontrados comercialmente disponíveis em circuitos integrados, como o LM741 que possui um Amp-Op em um encapsulamento DIP8 (*Dual in-line package*, 8 pinos) com montagem PTH (*Pin Through Hole*), ou mesmo o LM 358, que possui dois Amp-Ops no mesmo encapsulamento.

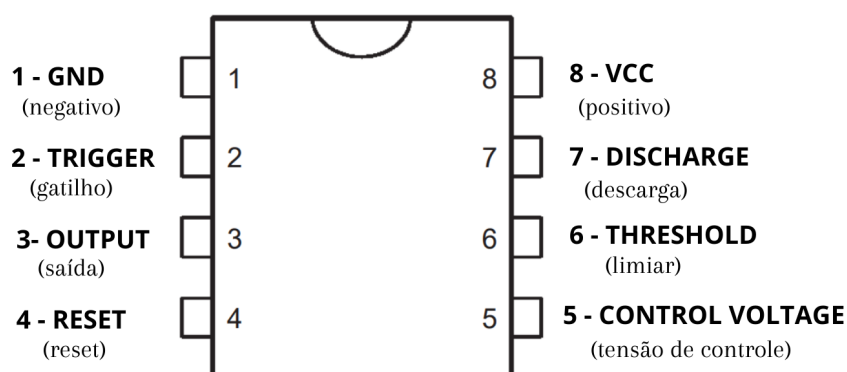
Um outro circuito integrado muito utilizado quando é necessário temporização, geração de formas de onda digitais, ou controle de disparo, é o CI 555. O 555 foi introduzido ao mercado em 1971 e posteriormente após acordos de transferência de tecnologia teve a sua produção disseminada entre vários fabricantes, e possui em sua função base a geração de onda quadrada para diversas aplicações.

Existem várias versões comerciais do CI 555, produzidas por diferentes fabricantes e com algumas variações nas especificações e no desempenho. As mais comuns incluem (BRAGA, 2017):

- a) NE555 - Fabricado por diversas empresas, como Texas Instruments e STMicroelectronics, o NE555 é uma versão padrão do 555, ideal para operações gerais com uma faixa de tensão ampla, de 4,5V a 16V.
- b) LM555 - Produzido pela Texas Instruments, o LM555 é uma versão muito semelhante ao NE555, com especificações levemente ajustadas para estabilidade e operação em condições adversas. Suporta uma faixa de tensão de 4,5V a 16V e oferece boa precisão e estabilidade.
- c) SA555 - Fabricado pela Signetics e Philips, essa versão é conhecida pela operação de baixa potência em comparação com outras versões do 555, ideal para aplicações que exigem menor consumo de energia.
- d) - SE555 - Essa versão militar e industrial do CI 555 é produzida por empresas como Texas Instruments e é conhecida por operar em uma faixa de temperatura mais ampla e por sua robustez em condições extremas. Sua faixa de tensão vai de 4,5V a 18V.
- e) - TLC555 - Fabricado pela Texas Instruments, é uma versão CMOS do 555 que consome muito menos corrente em relação às versões bipolares, ideal para circuitos de baixa potência. Funciona com tensões de 2V a 15V, o que o torna muito útil em projetos que utilizam baterias.
- f) - ICM7555 - Fabricado pela Intersil, o ICM7555 é outra versão CMOS do 555, oferecendo consumo extremamente baixo e operação em uma faixa de tensão maior (3V a 16V). É adequado para aplicações onde a eficiência energética é crítica.

Praticamente todos os modelos apresentados possuem sua pinagem do tipo DIP8 (com montagem PTH ou SMD), como é mostrado na figura 12, e pode ser utilizado em dois modos básicos de operação: Como multivibrador monoestável (com um estado lógico estável), ou como multivibrador astável (sem estado lógico estável).

Figura 12 – Pinagem do temporizador 555.



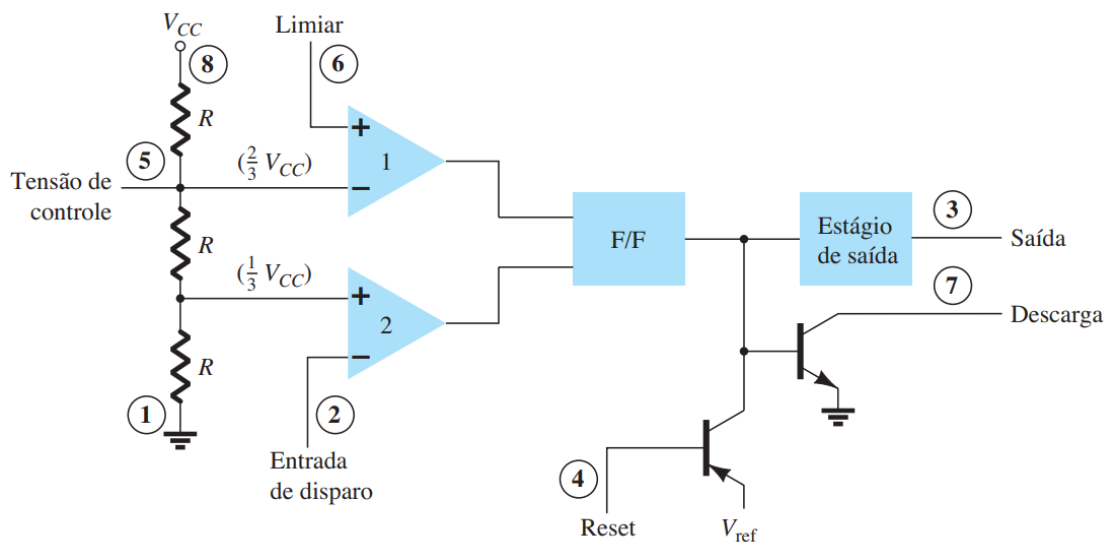
Fonte: BRAGA, 2017.

Como é mostrado na figura 12, o CI 555 possui um encapsulamento com oito pinos, onde cada um deles possui uma funcionalidade:

- a) O pino 1 é o terra (GND, ou *ground*), se refere ao pino do sinal de referência comum;
- b) O terminal 2, trigger, é a entrada de disparo com tensão de referência de $V_{CC}/3$;
- c) O pino 3, *output*, é o terminal de saída do sinal gerado pelo circuito integrado;
- d) O pino 4, reset, é onde ocorre acontece a reinicialização da operação do temporizador;
- e) O terminal 5, *control voltage*, onde entra a tensão de controle;
- f) O pino 6, *threshold*, ou terminal limiar, onde a tensão limiar está conectado e irá servir de parâmetro para o chaveamento de controle do circuito integrado;
- g) O pino 7, terminal de descarga, *discharge*;
- h) E por fim o terminal 8, VCC, o terminal de alimentação.

O detalhamento do diagrama interno do CI temporizador 555 é apresentado abaixo na figura 13 (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2014)

Figura 13 – Pinagem do temporizador 555.



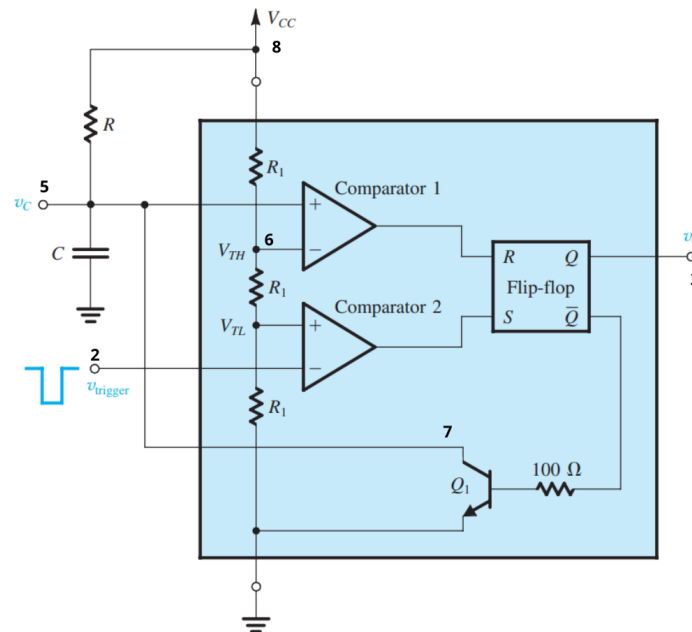
Fonte: BOYLESTAD e NASHELSKY, 2024

Intermanente, o CI 555 é composto por três resistores R que estão associados em série e tem como objetivo determinar o valor de tensão de referência que irá alimentar os dois CI's comparadores lineares, que possibilitam o chaveamento entre os dois níveis de saída em $V_{TH} = 2V_{CC}/3$ e $V_{TL} = V_{CC}/3$ combinados a um circuito flip-flop digital. A saída do flip-flop está conectada a dois outros componentes, que dependendo do momento de operação irá ter sua saída amplificada por um amp-op de ganho unitário em um estágio de saída ou irá acionar um transistor, além de ter uma conexão ao pino 4, o pino de reset.

2.5.1 Operação do 555 como multivibrador monoestável

Um multivibrador monoestável apresenta apenas um estado estável, resultando em um circuito de disparo único (one-shot). Para construir um monoestável utilizando o CI temporizador 555 é necessário associar um resistor externo R em série a um capacitor externo C , conforme ilustrado na figura 14.

Figura 14 – Diagrama temporizador 555 em modo monoestável.



Fonte: SEDRA E SMITH, 2024

O temporizador 555 quando operando no estado one-shot irá disparar ao apresentar um sinal negativo na porta de entrada de disparo, pino 2, e apresentará na saída, pino 3, um nível alto que terá sua duração determinada por um valor T . A tensão sobre o capacitor será descarregada conforme a equação (13), com duração definida pela constante de tempo RC .

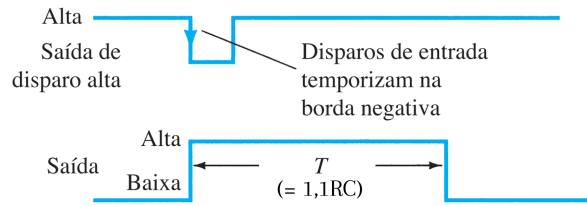
$$v_c = V_{CC} (1 - e^{-t/RC}) \quad (13)$$

Considerando $v_c = V_{TH} = (2V_{CC})/3$ e $t = T$, pode-se obter a equação (14) que determina o valor de T , sendo o período de duração do nível alto na saída do 555 em operação monoestável.

$$T = RC \ln 3 \approx 1,1RC \quad (14)$$

No estado em que a saída no pino 3 é de nível alto, o capacitor C é descarregado, seguindo o fluxo em direção ao V_{CC} através do resistor externo, a saída irá permanecer alta até que a tensão no capacitor externo atinja o valor de tensão limiar de $2V_{CC}/3$ e assim dispare o flip-flop, que irá chavear a saída e o transistor de descarga para o nível baixo, descarregando o capacitor. Na figura 15, é mostrada a comparação entre o sinal de entrada no CI e o sinal de saída gerado.

Figura 15 – Formas de ondas do multivibrador monoestável (entrada x saída).

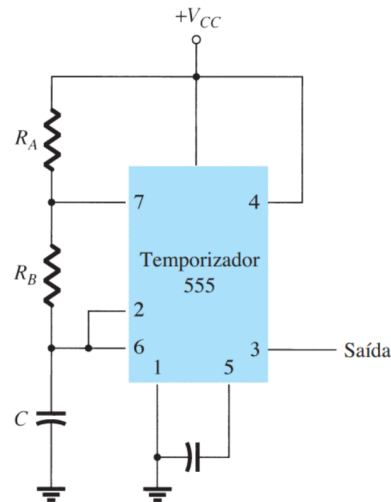


Fonte: Adaptada de BOYLESTAD e NASHELSKY, 2024

2.5.2 Operação do 555 como multivibrador astável

O CI 555 também pode ser utilizado na configuração de multivibrador astável, ou como também é conhecido, oscilador digital. Nessa configuração, o CI gera uma onda quadrada com uma determinada frequência fundamental, que pode ser calculada a partir do comportamento de carga e descarga do capacitor externo C . No modo oscilador, o 555 deve possuir dois resistores externos, R_A e R_B , e um capacitor externo C , conforme ilustrado na figura 16.

Figura 16 – Diagrama temporizador 555 no modo multivibrador astável.



Fonte: BOYLESTAD e NASHELSKY, 2024

Os resistores R_A e R_B estão conectados em série com o capacitor C e é através deles que o capacitor é carregado, tendendo a se igualar ao valor de tensão de V_{cc} . O oscilador possui dois valores de tensão limiar, V_{TH} e V_{TL} , que são a tensão de nível alto $V_{TH} = (2V_{cc})/3$ e a tensão de nível baixo $V_{cc}/3$, respectivamente. O capacitor ao ser carregado até ultrapassar o valor de V_{TH} , tensão aplicada no pino 6, irá disparar o flip-flop, e assim a saída no terminal 3 irá comutar para o nível baixo e o transistor de descarga irá ser acionado, fazendo assim, através de R_B e do pino 7, com que o capacitor externo C seja descarregado até alcançar a tensão limiar de nível de baixo, $V_{TL} = V_{CC}/3$. Devido a ultrapassagem da tensão limiar V_{TL} o flip-flop é disparado, o transistor de descarga é desligado e a saída torna a ser nível alto.

Para calcular o período T_H é necessário considerar o aumento exponencial em v_c , conforme a equação (15).

$$v_c = V_{CC} - (V_{CC} - V_{TL})e^{-\frac{t}{(R_A + R_B)C}} \quad (15)$$

Fazendo $t = T_H$, $v_c = V_{TH} = 2V_{CC}/3$ e $V_{TL} = V_{CC}/3$ na equação (15), obtém-se o tempo de sinal em nível alto descrito por T_H na equação (16).

$$T_H = (R_A + R_B)C \ln 2 \approx 0,7(R_A + R_B)C \quad (16)$$

Para calcular o tempo de estado desligado, basta fazer $v_c = V_{TL} = V_{CC}/3$, $t = T_L$ e $V_{TH} = 2V_{CC}/3$, para obter o tempo T_L em que o sinal fica em nível baixo, na equação (17).

$$T_L = R_B C \ln 2 \approx 0,7R_B C \quad (17)$$

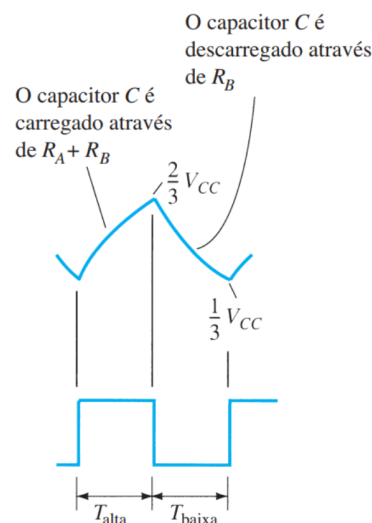
O período do sinal de onda quadrado pode ser calculado por $T = T_L + T_H \approx 0,7(R_A + 2R_B)C$. A informação de período resultante da onda gerada no oscilador é de grande importância pois a partir dela será possível calcular o fator de trabalho, na equação (18) e a frequência de operação do sistema (19).

$$\text{Ciclo de Trabalho} = \frac{T_H}{T} 100\% = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B} 100\% \quad (18)$$

$$f = \frac{1}{0,7(R_A + 2R_B)C} \quad (19)$$

A figura 17 mostra uma comparação das formas de onda de carga no capacitor, e na saída do oscilador CI 555.

Figura 17 – Sinais de carga e descarga do capacitor, comparado com o sinal de saída do CI 555.



2.6 Indutância de uma bobina sem núcleo

A indutância de uma bobina de N espiras, representada por L e medida em Henry (H), é uma propriedade que mede a capacidade da bobina de armazenar energia em seu campo magnético (ou apenas energia magnética W_H), quando uma corrente elétrica i passa por ela, como é definido na equação (20).

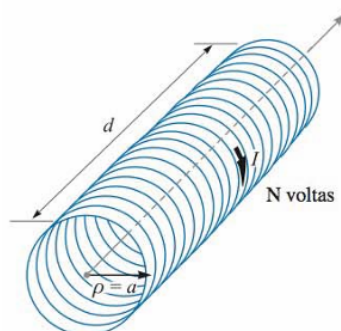
$$L = \frac{2W_H}{i^2} \quad (20)$$

Para uma bobina de N espiras, raio a e comprimento l , conforme ilustrado na figura 18, sua indutância pode ser calculada pela aproximação na equação (21).

$$L = \frac{(2\pi a)^2 \mu N}{l} \quad (21)$$

onde $\mu = \mu_r \mu_0$ é a permeabilidade magnética do núcleo da bobina, calculada a partir da permeabilidade relativa do material no núcleo μ_r ($\mu_r = 1$ para ar), e $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ a permeabilidade magnética do espaço livre.

Figura 18 – Representação de uma Bobina.



Fonte: Fonte: HAYT, W. H.; BUCK, J. A. (2025)

A partir da equação (21) é perceptível que a indutância da bobina é proporcional à permeabilidade relativa do material metálico aproximado do centro da bobina. A permeabilidade magnética de um material é uma propriedade física que quantifica a capacidade do material de conduzir ou intensificar um campo magnético dentro de si. Os materiais ordinários podem ser classificados de três maneiras, em termo de suas propriedades magnéticas (SADIKU, 2012):

- a) Materiais ferromagnéticos: Têm uma permeabilidade relativa muito alta ($\mu_r \gg 1$), o que significa que intensificam fortemente o campo magnético (ex: ferro e níquel);
- b) Têm uma permeabilidade relativa ligeiramente superior a 1 ($\mu_r > 1$), aumentando o campo magnético apenas levemente (ex: alumínio e magnésio);
- c) Têm uma permeabilidade relativa ligeiramente inferior a 1 ($\mu_r < 1$), reduzindo levemente o campo magnético no interior do material (ex: cobre e ouro).

Fica evidente que materiais ferromagnéticos, quando aproximados do centro de uma bobina, tem a capacidade de alterar substancialmente a indutância de uma bobina, e assim influência na tensão induzida. Além disso, a indutância de uma bobina em um circuito elétrico influencia a corrente ao criar uma oposição às variações de corrente. Esse efeito é devido às lei de Lenz na lei de Faraday da indução eletromagnética (sinal negativo equação (22)), que estabelece que qualquer mudança na corrente gera uma força eletromotriz (fem) induzida que se opõe a essa mudança. A tensão induzida na bobina é gerada pela variação temporal provocada no fluxo magnético Ψ , produzido pelo campo magnético \mathbf{B} que atravessa a área A da bobina.

$$V_{fem} = -\frac{d\Psi}{dt} = -\frac{d}{dt} \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (22)$$

Segundo a teoria de circuitos magnéticos, para uma bobina percorrida por uma corrente i , o fluxo magnético pode ser aproximado por $\Psi \approx Ni\mu A^2/l$. Reconhecendo a indutância $L(\mu_r) = NA^2\mu_0\mu_r/l$, e substituindo na lei de Faraday, verifica-se a relação de tensão e corrente na bobina, em função do material magnético em seu núcleo, demonstrada na equação 23.

$$V = L(\mu_r) \frac{di}{dt} \quad (23)$$

A indutância é fundamental no projeto de um detector de metais porque a detecção de metais depende de mudanças no campo magnético induzidas pela presença de objetos metálicos próximos da bobina. Em um detector de metais, o sinal gerado por um circuito oscilador pode gerar um campo magnético variável no espaço próximo à bobina. Quando um objeto metálico entra no campo, ele altera a indutância do circuito, e essas variações são usadas para identificar a presença do metal.

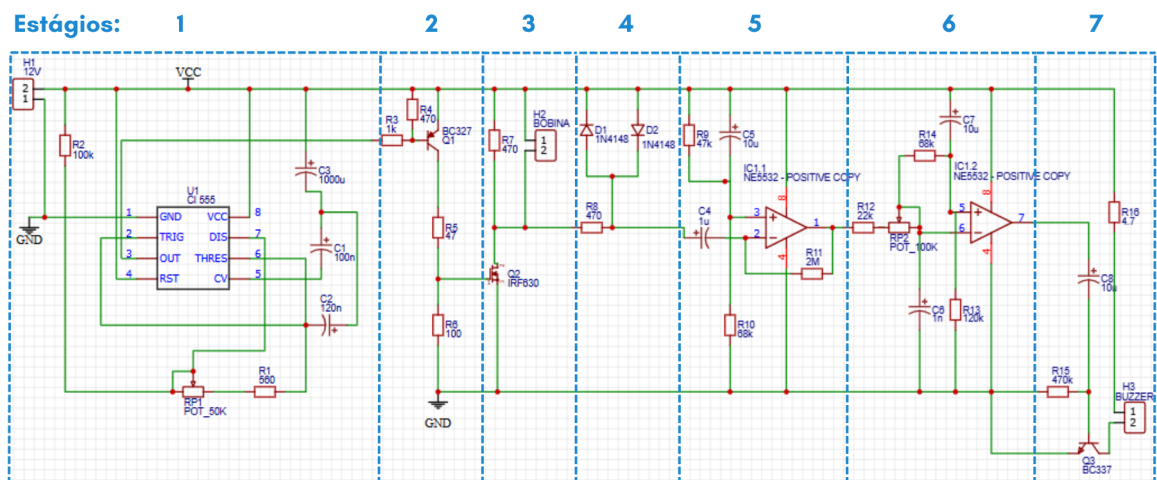
3 ANÁLISE DO CIRCUITO DETECTOR DE METAIS

A fim de analisar teoricamente o funcionamento de um detector de metais, foi realizada uma pesquisa sobre projetos existentes, com foco no melhor custo-benefício. Através dessa análise, foi escolhido o projeto conhecido como ‘Detector de Metais PI Polonês’, apresentado por Valdemar Gomes na plataforma de vídeos *YouTube* (GOMES, 2023). Este projeto é uma adaptação de um modelo original disponível no site russo radioskot, intitulado *Detector de Metal Pirate Russian*. A versão de Valdemar Gomes apresenta modificações que visam melhorar o desempenho do dispositivo, como redução de ruídos e perdas.

Após a seleção do projeto, foram feitas algumas modificações com a finalidade de aprimorar a análise do comportamento de determinados componentes. Um exemplo disso é o uso de um resistor variável (potênciometro R_{V1}), cujo valor pode ser ajustado para alterar a sensibilidade do detector. A variação deste componente, por exemplo, impacta diretamente a performance do dispositivo, podendo aumentar ou diminuir sua eficácia na detecção de metais.

Para realizar a análise do funcionamento do circuito eletrônico do detector de metais estudado, foi proposto dividir o circuito em sete estágios, conforme ilustrado na figura 19.

Figura 19 – Circuito do detector de metais, com identificação de seus sete estágios.



Fonte: Adaptado de Valdemar Gomes, 2023.

O circuito detector de metais apresentado na figura é dividido em 7 estágios:

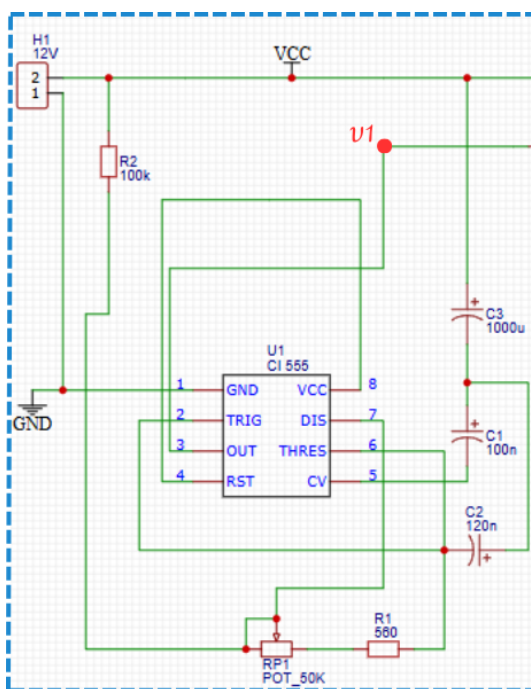
- Estágio 1, multivibrador astável com 555, com sinal de saída v_1 ;
- Estágio 2, circuito inversor com BC327, entrada v_1 e saída v_2 ;

- c) Estágio 3, circuito de potência do IRF630, entrada v_2 e saída v_3 ;
- d) Estágio 4, circuito limitador, entrada v_3 e saída v_4 ;
- e) Estágio 5, circuito de filtragem com AMPOP, entrada v_4 e saída v_5 ;
- f) Estágio 6, circuito comparador com AMPOP, entrada v_5 e saída v_6 ;
- g) Estágio 7, amplificador de corrente, com BC337, entrada v_6 e saída v_7 ;

3.1 Análise do estágio 1 – temporizador 555

O estágio do circuito 1 (figura 20) consiste em um temporizador, utilizando o CI 555 conectado para operar como um multivibrador astável, resultando em um sinal de saída v_1 na forma de uma onda quadrada.

Figura 20 – Estágio 1 do circuito detector de metais analisado.



Fonte: Autoria própria.

A frequência do sinal de onda quadrada gerado é definida pela equação (24), e a amplitude limitada pelo nível de tensão de alimentação do CI.

$$f = \frac{1}{0,7(R_2 + 2(R_{p1} + R_1))C} \quad (24)$$

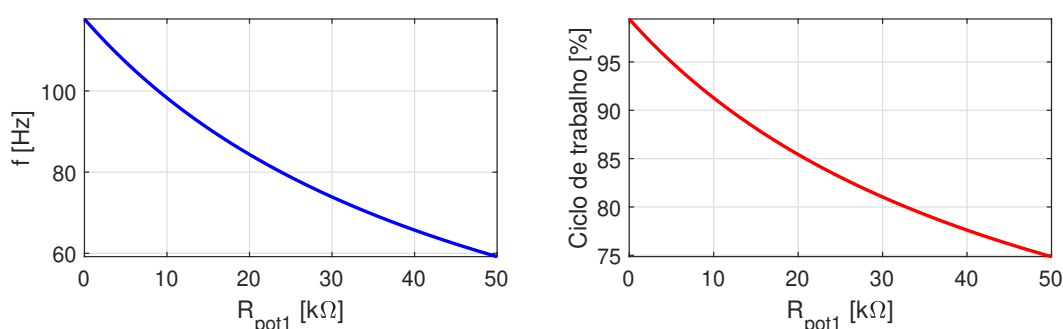
Sedra Smith calcula o ciclo de trabalho através da equação (25).

$$\text{Ciclo de Trabalho} = \frac{R_2 + (R_{p1} + R_1)}{R_2 + 2(R_{p1} + R_1)} \quad (25)$$

O capacitor $C_1 = 100 \text{ nF}$, é conectado na entrada 5, entrada de controle (CV) estritamente para desacoplamento e não tem efeito na operação, em alguns casos ele pode ser suprimido .

Utilizando os resistores $R_1 = 560 \Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, o capacitor $C_2 = 120 \text{ nF}$ e o potenciômetro $R_{p1} = 50 \text{ k}\Omega$, podemos obter um sinal de onda quadrada com frequência variável entre 59,19 Hz e 117,72 Hz apenas ajustando o potenciômetro em seu valor máximo, e mínimo, respectivamente. A figura 21 mostra os gráficos de frequência e ciclo de trabalho em função da resistência ajustável do potenciômetro.

Figura 21 – (a) Frequência do oscilador em função do ajuste do potenciômetro 1; (b) Ciclo de trabalho em função do ajuste do potenciômetro 1.



Fonte: Autoria própria.

A partir da figura 21b podemos verificar que ao aumentar a frequência, reduzindo a resistência do potenciômetro, há um aumento do ciclo de trabalho de 75% para 99%.

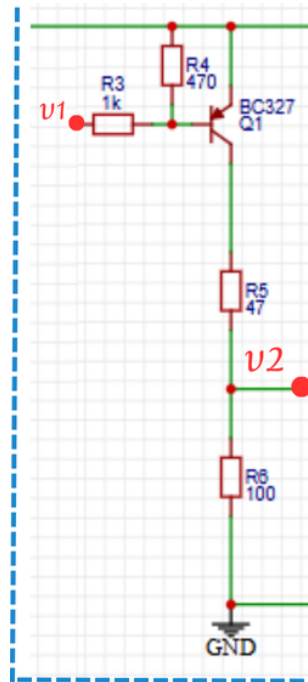
3.2 Análise do estágio 2 – circuito inversor com BC327

O estágio 2 do circuito detector de metais consiste em um circuito lógico do tipo NOT, utilizando um transistor BC327, do tipo PNP, como é mostrado na figura 22.

A análise do circuito da figura 22 é iniciada verificando se o transistor BC327 está polarizado diretamente pela aplicação de uma tensão de aproximadamente 0,7 V em sua junção emissor-base. Vamos considerar, primeiramente, que o sinal de saída do estágio 1, a tensão é $v_1 = 0$ (nível baixo) na figura 20.

Fazendo a análise na malha emissor-base, obtemos a expressão $V_{eb} = V_{CC} - V_b$. A condição que garante a polarização do transistor é $V_{eb} \geq 0,7 \text{ V}$ com a LKC aplicada ao nó de base $I_4 + I_b = I_3$, onde a corrente de base essencialmente deve sair da base (por se tratar de um transistor pnp). Utilizando os resistores $R_4 = 470 \Omega$ e $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, com uma tensão $V_{CC} = 12 \text{ V}$, obtemos $I_4 = V_{eb}/R_4 = 0,7/470 \approx 1,48 \text{ mA}$ e $I_3 = V_b/R_3 = (12 - 0,7)/10^3 \approx 11,30 \text{ mA}$. Portanto, a corrente que deixa a base do transistor PNP é $I_b \approx 9,81 \text{ mA}$, garantindo que o transistor se encontra polarizado.

Figura 22 – Estágio 2 do circuito detector de metais analisado.



Fonte: Autoria própria.

Analisando a malha emissor-coletor do transistor, independente do ganho β do transistor, podemos verificar que o mesmo se encontra na região de saturação, operando como uma chave fechada com $V_{ec} \approx 0 V$, dessa forma, a tensão de saída v_2 , para entrada $v_1 = 0 V$, será dada na equação (26). Podemos calcular o valor da tensão de saída, que será injetada no *gate* do MOSFET, para o resistor $R_5 = 47 \Omega$ e o resistor *pull down* $R_6 = 100 \Omega$.

$$v_2(v_1 = 0) = \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right) (V_{CC} - V_{ec}) \approx \left(\frac{100}{47 + 100} \right) \times 12 = 8,16 V \quad (26)$$

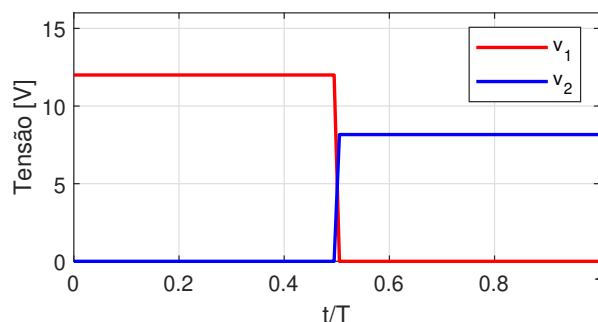
Quando o sinal de entrada $v_1 \approx 12\hat{V}$, em nível alto, é fácil verificar na malha emissor-base que o transistor PNP estará despolarizado, uma vez que $v_{eb} \approx 0 V$ pois não há diferença de potencial. Sendo assim, a corrente de coletor é nula, o que nos leva a afirmar que $v_2 = R_6 \times I_c = 0, V$.

O comportamento encontrado para o circuito nos leva a afirmar que o mesmo opera como uma porta NOT, também conhecido como circuito lógico inversor, com tecnologia TTL, por ser implementado com transistores BJT. A figura 23 mostra os sinais de entrada e saída do estágio para um período da onda quadrada.

A relação entre os sinal de saída v_2 e entrada v_1 é descrita na equação (27).

$$v_2(v_1) = \begin{cases} 8,16 V, & \text{se } v_1 = 0 V \\ 0 V, & \text{se } v_1 = 12 V \end{cases} \quad (27)$$

Figura 23 – Sinais de entrada e saída do estágio 2.

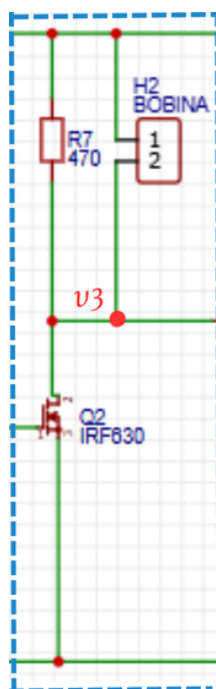


Fonte: Autoria própria.

3.3 Análise do estágio 3 - circuito de potência do IRF630

No estágio 3 do circuito temos a bobina do detector de metais, que será utilizada como a antena transmissora e receptora simultaneamente, ela se encontra conectada em paralelo ao resistor R_7 de $470\ \Omega$, que estão acoplados ao terminal fonte (*source*) de um transistor MOSFET IRF630, como é mostrado na figura 24.

Figura 24 – Estágio 3 do circuito detector de metais analisado.

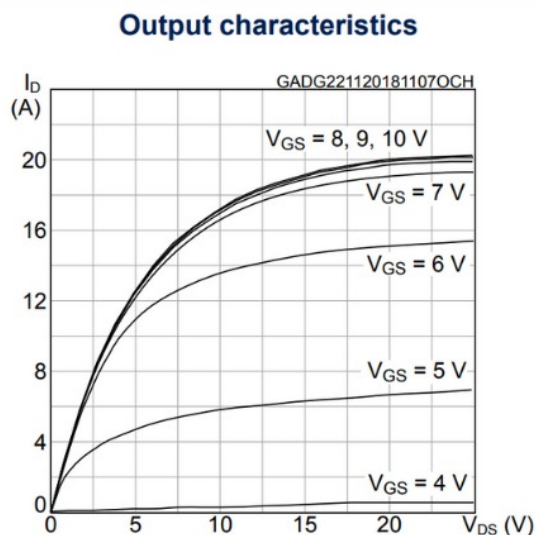


Fonte: Autoria própria.

O IRF630 é um tipo específico de transistor de efeito de campo de óxido metálico semicondutor (MOSFET de canal N), se trata de um MOSFET de intensificação. Ele é frequentemente utilizado em circuitos eletrônicos para aplicações de comutação devido à sua capacidade de lidar com alta tensão e corrente elevada em processos que envolvem chaveamento.

Como na maioria dos transistores de efeito de campo, quando o MOSFET é polarizado diretamente, a corrente de gate é extremamente pequena, assim, podemos considerar que a corrente de dreno é igual a corrente de fonte. Segundo a curva característica do IRF630 (figura 25), da empresa Fairchild Semiconductor (2005), sua tensão de limiar (V_{th}) é de aproximadamente 2V.

Figura 25 – Curvas de características de saída típicas do IRF630, em temperatura 25°C.



Fonte: Adaptado de FAIRCHILD SEMICONDUCTOR (2005).

Quando ativado pelo sinal do estágio 2, a tensão v_{gs} é próxima de 8V, e a relação entre corrente de dreno (I_D) e v_{DS} é não linear. A tensão v_2 recebe o sinal de comando aplicado ao *gate*, que é uma onda quadrada de aproximadamente 8,2 V de amplitude, responsável por alternar o estado de condução do MOSFET.

Quando o *gate* é polarizado em nível alto, a tensão V_{GS} torna-se suficiente para colocar o transistor em saturação, conectando a bobina ao terra e permitindo o fluxo de corrente. Nesse instante, a corrente na bobina cresce de forma aproximadamente linear, devido à característica indutiva ($dI/dt = V/L$). Já quando o sinal no *gate* retorna ao nível baixo, o MOSFET é desligado, interrompendo o caminho de corrente para o terra. Esse chaveamento periódico gera uma sequência de pulsos de corrente na bobina, cuja forma de onda é diretamente influenciada por sua indutância e pela presença de metais próximos, que alteram sua permeabilidade efetiva e, conseqüentemente, sua resposta dinâmica.

O resistor R_7 , conectado em série ao *drain*, tem a função de limitar a corrente de carga e descarga da capacitância de entrada do MOSFET, atenuando oscilações e garantindo maior estabilidade durante a comutação. No terceiro estágio do circuito, o sinal de entrada $v_2(t)$ corresponde à tensão aplicada ao terminal *gate* do MOSFET. Considerando o terminal *source* aterrado, tem-se que a tensão de controle é diretamente dada por $V_{GS}(t) = v_2(t)$.

Quando $v_2(t) \geq V_{th}$, o MOSFET entra em condução. Caso contrário, o transistor permanece desligado. A corrente na bobina é determinada pela diferença entre a tensão de alimentação e a tensão no nó $v_3(t)$ (dreno do MOSFET), de modo que:

$$L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L(t) = V_{CC} - v_3(t), \quad (28)$$

em que L e R_L representam, respectivamente, a indutância e a resistência série da bobina.

Quando $v_2(t) \geq V_{th}$, o MOSFET é ligado e o nó $v_3(t)$ é forçado a uma tensão baixa, aproximadamente proporcional à corrente pela resistência equivalente R_{on} :

$$v_3(t) \approx i_L(t) R_{on}. \quad (29)$$

Substituindo na equação da bobina, obtém-se a taxa de variação da corrente no regime ligado:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{CC} - (R_L + R_{on}) i_L(t)}{L}. \quad (30)$$

Quando $v_2(t) < V_{th}$, o MOSFET é desligado e a continuidade da corrente da bobina faz com que a tensão $v_3(t)$ se ajuste até polarizar um dos diodos do estágio seguinte. Nessa condição, o nó $v_3(t)$ é *clampeado* em torno de

$$v_3(t) \approx V_{CC} \pm V_D, \quad (31)$$

onde V_D é a queda direta dos diodos. Assim, a dinâmica da corrente torna-se

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{CC} - v_3(t) - R_L i_L(t)}{L} = \frac{\mp V_D - R_L i_L(t)}{L}. \quad (32)$$

Devido a solução analítica desconhecida para I_d por não se ter a descrição completa da resistência de saída do MOSFET, torna-se difícil descrever analiticamente a relação entre v_3 e v_2 . Podemos, entretanto, fazer algumas afirmações:

- $I_d(t)$ é um sinal periódico com frequência definida pelo estágio 1, variando entre 59 Hz e 117 Hz.
- O circuito com indutor funcionará como um amortecedor, com constante de tempo muito rápida:

$$\tau \approx \frac{L}{R_7} = \begin{cases} 62,55 \mu s, & \text{para } L = 309,5 \mu H \text{ (sem presença de metal)} \\ 64,37 \mu s, & \text{para } L = 318,3 \mu H \text{ (com presença de metal)} \end{cases}$$

Essa rápida variação será detectada pelo circuito diferenciador no estágio 5.

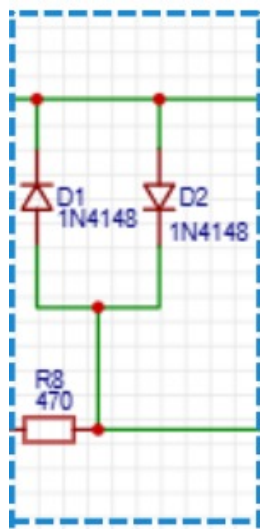
Sabendo que a tensão limiar desse MOSFET é de 2V, uma análise de regime permanente mostra que a tensão de saída do terceiro estágio se comporta conforme (33).

$$v_3(t) = \begin{cases} 0 V, & \text{se } v_2 > 2 V \\ 12 V, & \text{se } v_2 < 2 V \end{cases} \quad (33)$$

3.4 Análise do estágio 4 - Circuito limitador Diodos

O quarto estágio (figura 26) é responsável por extrair informações do sinal gerado na bobina, convertendo as oscilações de alta frequência em um nível de tensão contínuo proporcional, que pode ser utilizado em estágios de processamento ou comparação. Esse estágio é constituído por dois diodos de comutação rápida (diodos comuns D1 e D2 – 1N4148) e por um resistor de carga ($R_8 = 470 \Omega$). A disposição dos diodos em antiparalelo permite retificar os pulsos provenientes da bobina em ambas as polaridades, conduzindo-os para o nó de saída.

Figura 26 – circuito limitador duplo.



Fonte: Autoria própria (2024).

Durante o desligamento do MOSFET, a energia armazenada no campo magnético da bobina força a continuidade da corrente, o que resulta em transientes de tensão em seus terminais. Esses transientes são capturados pelos diodos, que conduzem alternadamente conforme a polaridade, transferindo os pulsos para o ponto de detecção. O resistor R_8 atua como carga e limitador de corrente, permitindo que o sinal retificado seja convertido em uma tensão proporcional à amplitude das oscilações da bobina.

Para definir a saída desse estágio, v_4 , deve-se analisar os possíveis cenários ao avaliar o circuito limitador duplo, apresentado: No primeiro caso, D_1 está ligado, diante disso temos v_4 maior que $V_{cc} + 0,7V$. No segundo caso para v_4 menor que $(V_{cc} - 0,7)V$, D_2 está conduzindo. No terceiro caso, teremos D_1 e D_2 desligados, ou seja, reversamente polarizados, logo v_4 está entre $(V_{cc} + 0,7)V$ e $(V_{cc} - 0,7)V$.

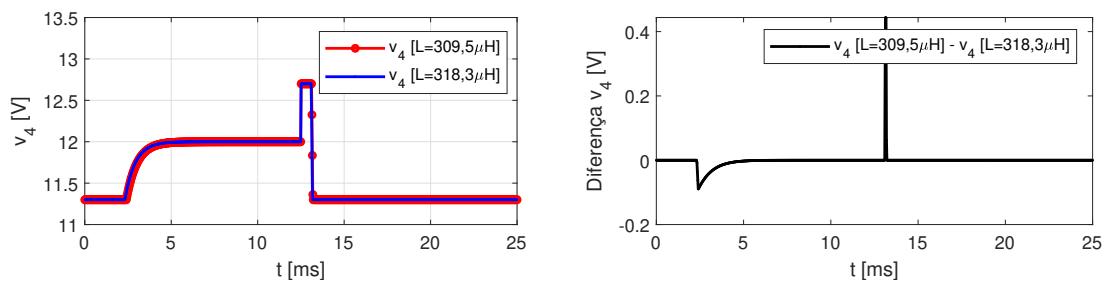
A corrente que conduzida através do resistor R_8 pode ser expressa por $i_8 = \frac{v_3 - v_4}{R_8}$. Essa corrente tende a ser muito pequena quando v_3 se aproxima dos limites de saturação impostos por v_4 , aumentando à medida que $v_3 > v_4$, situação em que o excesso de corrente é conduzido pelo diodo D_1 durante o semiciclo positivo. No semiciclo negativo, quando $v_3 < v_4$, a corrente é desviada por D_2 .

O comportamento da tensão v_4 , (3.6), em função de v_3 é descrito por:

$$v_4 = \begin{cases} 12,7 \text{ V}, & \text{se } v_3 \geq 12,7 \text{ V} \\ v_3, & \text{se } 11,3 \text{ V} < v_3 < 12,7 \text{ V} \\ 11,3 \text{ V}, & \text{se } v_3 \leq 11,3 \text{ V} \end{cases} \quad (3.6)$$

Através de um solver numérico implementado em python, foi possível obter o sinal de saída do estágio 3 para dois casos de indutância, $L = 309,5 \mu\text{H}$ - ausência de metais, e $L = 318,3 \mu\text{H}$ na presença de metais. A figura 27a ilustra o sinal de saída v_4 para ambos os casos. Evidenciase que ao passar o sinal v_3 no estágio do circuito limitador, há um tipo de retificação do sinal, mantendo apenas o comportamento pulsado inerente ao transiente do circuito indutivo. A figura 27b mostra a diferença entre os sinais, destacando apenas a diferença no transitório entre os sinais - tais características devem ser suficientes para indicar a presença ou ausência de metais, apenas pela mínima variação da indutância L .

Figura 27 – (a) Tensão de saída, v_3 bobina sem presença de metais; (b) Tensão de saída, v_3 bobina com presença de metais.



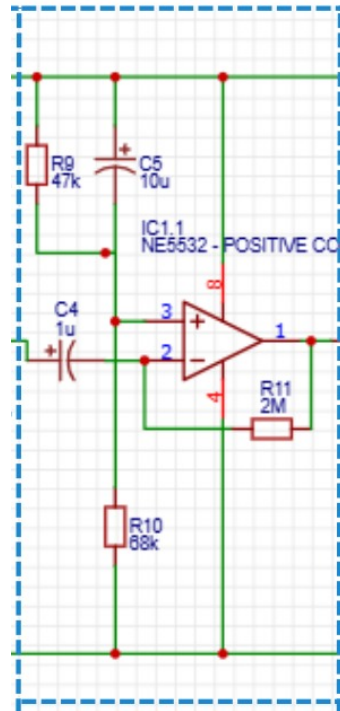
Fonte: Autoria própria (2024).

3.5 Análise do estágio 5 - circuito de filtragem com AMPOP

No estágio 5, ilustrado na figura 28, temos um amplificador operacional operando no modo proporcional derivativo. Para possibilitar a operação adequada do amplificador em fonte simples, é necessário estabelecer um ponto de referência intermediário de tensão (bias). Esse ponto é obtido a partir do divisor resistivo formado por $R_9 = 47 \text{ k}\Omega$ e $R_{10} = 68 \text{ k}\Omega$, o qual gera uma tensão de referência em torno de $7,1 \text{ V}$. Essa tensão é aplicada diretamente à entrada não inversora do amplificador operacional (pino 3), de modo a centralizar o sinal de saída em uma faixa de operação segura para o dispositivo.

A entrada de sinal alternado é acoplada ao circuito por meio do capacitor $C4 = 1 \mu\text{F}$, que bloqueia a componente contínua e injeta somente a componente alternada no terminal inversor do amplificador (pino 2). A realimentação é realizada pelo resistor $R_{11} = 2 \text{ M}\Omega$, que conecta a saída (pino 1) de volta à entrada inversora. Essa configuração caracteriza um amplificador do tipo diferenciador, no qual a tensão de saída varia proporcionalmente à taxa de variação do sinal de entrada.

Figura 28 – circuito limitador duplo.



Fonte: Autoria própria (2024).

A relação matemática entre os sinais pode ser descrita como:

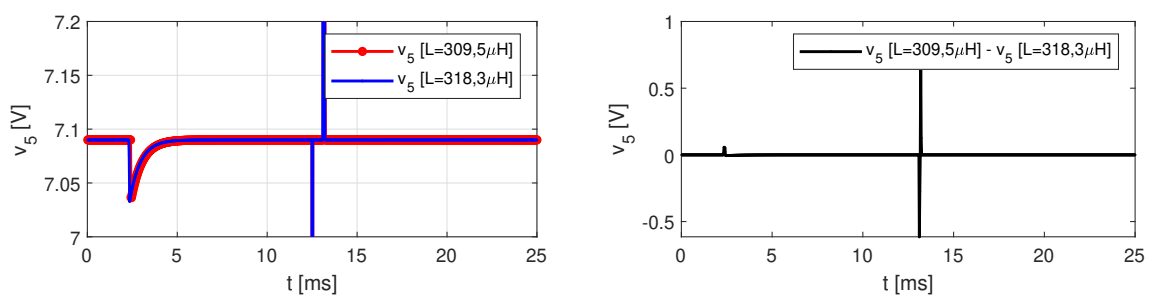
$$v_5(t) - V_{REF} = -R_{11}C_4 \frac{d}{dt} [v_{in}(t) - V_{REF}] \quad (34)$$

onde $V_{REF} \approx 7,1 \text{ V}$ corresponde ao ponto de polarização estabelecido pelo divisor resistivo. Dessa forma, observa-se que o circuito implementa um diferenciador com ganho definido pelo produto $R_{11}C_4$. Com os valores escolhidos, obtem-se:

$$v_5(t) = V_{REF} - R_{11}C_4 \frac{dv_4}{dt} \approx 7,1 - 2 \frac{dv_4}{dt} \quad (35)$$

Podemos concluir que o estágio cinco trata-se de um tipo de circuito proporcional derivativo, com um offset de tensão de 7,1V. A figura 29 mostra a saída do estágio 5 para dois valores de indutância, assim como a diferença entre os sinais.

Figura 29 – Estágio 5 - circuito de filtragem com AMPOP.



Fonte: Autoria própria.

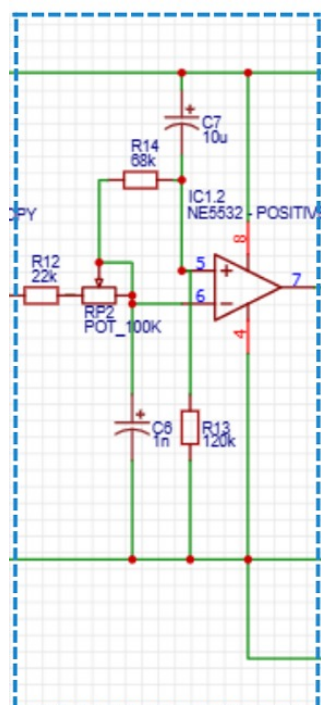
É importante destacar alguns aspectos práticos do circuito. Diferenciadores ideais apresentam a tendência de amplificar fortemente sinais de alta frequência, incluindo ruídos indesejados. Para contornar esse problema, emprega-se um resistor em série com o capacitor de entrada, formando um diferenciador denominado "real". No circuito em análise, essa função é desempenhada pelo resistor $R_8 = 470 \Omega$ (do estágio 4), que, em conjunto com o capacitor C_4 , estabelece um limite superior para a resposta em frequência, evitando o crescimento indefinido do ganho em altas frequências. Dessa forma, o estágio passa a apresentar uma resposta mais estável e menos suscetível a oscilações e ruídos.

Além disso, o capacitor $C_5 = 10 \mu\text{F}$ é utilizado para desacoplar o ponto de referência de tensão, reduzindo flutuações e melhorando a estabilidade do circuito. Idealmente, esse desacoplamento deve ser realizado para o terra, de forma a assegurar maior rigidez ao potencial de polarização, contudo essa foi a escolha feita para o projeto original.

3.6 Análise do estágio 6 - circuito comparador com AMPOP

No estágio 6, ilustrado na Figura 30, temos um amplificador operacional configurado como comparador. Essa configuração é evidente, pois não há realimentação entre a saída as entradas do AMPOP, caracterizando operação em malha aberta, alimentado por 12 V.

Figura 30 – Estágio 6 - circuito comparador com AMPOP



Fonte: Autoria própria.

Devido a essa configuração, a saída (v_6) do amplificador operacional comparador pode ser descrita por:

$$v_6(t) = (v_+ - v_-)A_v, \quad (36)$$

onde A_v é o ganho em malha aberta, v_+ é a tensão da entrada não inversora e v_- a tensão da entrada inversora. Em razão da configuração de comparador, observa-se que, para $v_+ > v_-$, a saída v_6 assume aproximadamente 12 V, enquanto que para $v_- > v_+$, v_6 se aproxima de 0 V.

No circuito da Figura 30, a tensão de entrada v_5 é aplicada em série com o resistor R_{12} e o potenciômetro RP_2 . O nó intermediário entre R_{12} e RP_2 é filtrado por um capacitor C_6 e conectado à entrada inversora (V_-) do AMPOP. O capacitor C_6 forma, junto com R_{12} e RP_2 , um filtro passa-baixas, de modo que a tensão V_- não corresponde apenas ao divisor resistivo simples de v_5 , mas sim à versão filtrada desse sinal:

$$V_-(s) = V_5(s) \cdot \frac{R_{P2}}{R_{12} + R_{P2}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot R_{eq} \cdot C_6}, \quad (37)$$

onde $R_{eq} = R_{12} \parallel RP_2$ representa a resistência equivalente vista pelo capacitor. Considerando $C_6 = 1$ nF e resistores na faixa de dezenas de k Ω , a frequência de corte do filtro é alguns kHz, atenuando ruídos de alta frequência e destacando a componente lenta do sinal proveniente do detector.

A tensão de referência no terminal V_+ do comparador é estabelecida por meio de um divisor resistivo composto pelos resistores R_{14} e R_{13} , conectado entre o nó V_- e o terra. Dessa forma, a tensão V_+ pode ser expressa como:

$$V_+(s) \approx V_-(s) \cdot \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}}, \quad (38)$$

É importante notar que esta configuração não corresponde a um divisor clássico diretamente entre a alimentação de 12 V e o terra, mas sim a uma divisão relativa à tensão em V_- , o que torna V_+ dependente das condições dinâmicas do circuito. O capacitor C_7 , de 10 μ F, conectado entre a alimentação de 12 V e o nó V_- , atua primordialmente como um elemento de desacoplamento (*bypass capacitor*). Para sinais de corrente alternada (AC), C_7 fornece um caminho de baixa impedância à alimentação, ajudando a estabilizar o nó V_- contra ruídos. No entanto, para análise em corrente contínua, C_7 não conduz corrente e não define diretamente o viés estático. Adicionalmente, o capacitor C_6 , de 1 nF, ligado entre V_- e o terra, serve como um filtro para altas frequências, atenuando ruídos ou componentes de alta frequência no sinal de entrada. Dessa forma, C_6 complementa o papel de C_7 , que é mais efetivo em frequências mais baixas.

Em resumo, o divisor resistivo R_{13} e R_{14} ajusta o limiar de referência do comparador de maneira relativa à tensão em V_- , permitindo uma operação adaptativa ao sinal de entrada, variando conforme as condições operacionais, como o ajuste do potenciômetro RP_2 (100 k Ω) e a natureza do sinal v_5 .

Substituindo os valores dos resistores e capacitores ($R_{12} = 22 \text{ k}\Omega$, $RP_2 = 0\text{--}100 \text{ k}\Omega$, $R_{14} = 68 \text{ k}\Omega$, $R_{13} = 120 \text{ k}\Omega$, $C_6 = 1 \text{ nF}$ e $C_7 = 10 \text{ }\mu\text{F}$), observa-se que a tensão V_- depende fortemente do ajuste de RP_2 , que define o limiar de disparo do comparador. O sinal de entrada v_5 , mostrado na Figura 29, apresenta pulsos estreitos sobrepostos a um nível médio de 7,1 V. Dependendo do valor de RP_2 , V_- pode situar-se ligeiramente acima ou abaixo desse nível médio, permitindo que os pulsos de v_5 cruzem ou não o limiar, determinando assim a geração de pulsos digitais na saída v_6 .

O potenciômetro RP_2 atua como controle de sensibilidade do detector:

- a) Para valores baixos de RP_2 , a resistência em série com R_{12} é pequena, fazendo com que V_- acompanhe mais de perto o sinal v_5 . Pulsos sutis podem ultrapassar o limiar, resultando em maior sensibilidade, mas maior suscetibilidade a ruídos.
- b) Para valores altos de RP_2 , V_- tende a assumir valores mais estáveis, próximos de uma referência contínua, de modo que apenas pulsos de maior intensidade em v_5 gerem transições em v_6 . Isso reduz a sensibilidade, mas aumenta a imunidade a ruídos.

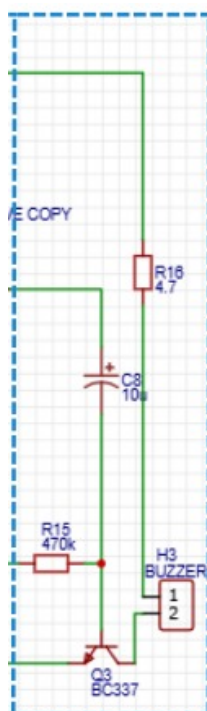
Assim, o potenciômetro RP_2 tem a função central na definição do limiar de referência V_+ do comparador, cuja saída é designada v_6 . A variação de RP_2 altera a tensão em V_- , que é utilizada pelo divisor resistivo formado por R_{14} e R_{13} , modificando assim o nível de referência do comparador. Ajustes mais baixos de RP_2 reduzem a tensão em V_- e V_+ , aumentando a sensibilidade do circuito, porém com maior suscetibilidade a ruídos e disparos falsos. Ajustes mais altos elevam o limiar de detecção, reduzindo a sensibilidade, mas aumentando a rejeição de sinais indesejados. Dessa forma, o ajuste de RP_2 estabelece um ponto de equilíbrio entre sensibilidade e imunidade a ruídos, sendo determinante para o desempenho do detector de metais. Uma calibração adequada permite que o comparador produza em v_6 pulsos digitais confiáveis apenas na presença efetiva de metais próximos à bobina sensora, assegurando a estabilidade e a robustez da operação do circuito em diferentes condições.

3.7 Estágio 7 - Amplificador de corrente utilizando um BC337

O estágio 7 do detector de metais atua como um amplificador de potência ou *driver* de saída, responsável por converter o sinal digital pulsante v_6 , proveniente do comparador no estágio 6, em um acionamento elétrico capaz de excitar o buzzer (H_3 , de 6 Ω). Essa etapa adapta o sinal lógico de baixa potência em v_6 para controlar o fluxo de corrente através do buzzer, produzindo *beeps* intermitentes que indicam a detecção de metais. O transistor NPN BC337 opera como chave de comutação, conduzindo ou cortando a corrente pelo buzzer em resposta às variações de v_6 .

O capacitor C_8 ($10 \mu\text{F}$) funciona como capacitor de acoplamento, bloqueando a componente contínua do sinal e permitindo apenas as transições de v_6 , de modo que o buzzer seja excitado por pulsos em vez de por um tom contínuo. O estágio 7 é mostrado na figura 31.

Figura 31 – Estágio 7 - Amplificador de corrente utilizando um BC337.



Fonte: Autoria própria.

A configuração dos componentes é a seguinte: a fonte de 12 V é conectada ao resistor R_{16} ($4,7 \Omega$), que se liga ao terminal positivo do buzzer H_3 (auto-falante de 6Ω). O terminal negativo do buzzer conecta-se ao coletor de Q_3 , cujo emissor está aterrado. A base de Q_3 recebe o sinal v_6 através de C_8 , enquanto o resistor R_{15} ($470 \text{ k}\Omega$), conectado entre a base e o terra, fornece o caminho de descarga de C_8 e mantém a base em nível baixo quando não há transições de v_6 .

Durante uma transição positiva de v_6 , C_8 carrega-se rapidamente, elevando a tensão de base de Q_3 acima de $V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$, o que leva o transistor à condução. Nesse estado, a corrente pelo buzzer pode ser aproximada por:

$$I_{buzzer} \approx \frac{12 \text{ V} - V_{CE(sat)}}{R_{16} + R_{buzzer}}, \quad (39)$$

onde $V_{CE(sat)}$ é a tensão de saturação coletor-emissor do BC337 (tipicamente entre $0,2$ e $0,7 \text{ V}$), $R_{16} = 4,7 \Omega$ e $R_{buzzer} = 6 \Omega$. Substituindo valores médios, obtém-se

$$I_{buzzer} \approx \frac{12 - 0,5}{4,7 + 6} \approx 1,07 \text{ A}. \quad (40)$$

Quando ocorre uma transição negativa de v_6 , C_8 descarrega-se por meio de R_{15} , reduzindo a tensão de base abaixo de V_{BE} e levando Q_3 ao corte, de modo que $I_{buzzer} \rightarrow 0$. O tempo de descarga é definido pela constante de tempo $\tau \approx R_{15} \cdot C_8 \approx 470 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ }\mu\text{F} \approx 4,7 \text{ s}$, o que garante a ocorrência de pulsos audíveis de curta duração.

A corrente de base I_B é determinada por

$$I_B \approx \frac{v_6 - V_{BE}}{X_{C8} + R_{15}}, \quad (41)$$

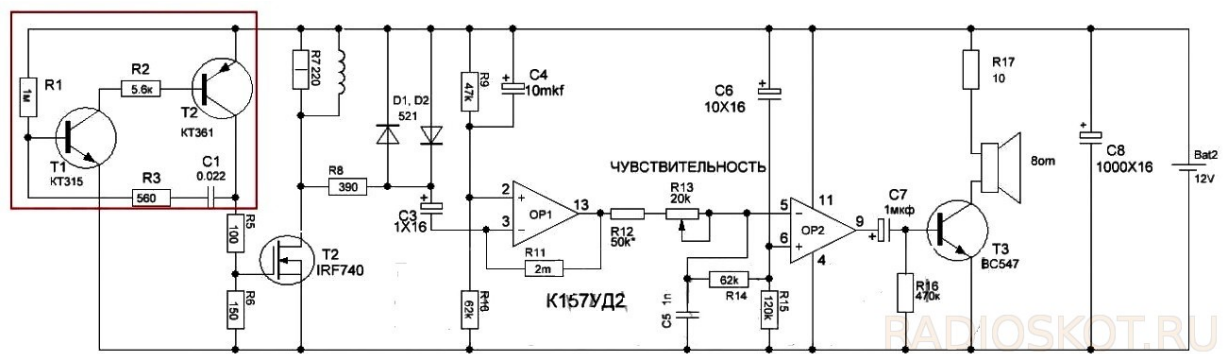
em que $X_{C8} = \frac{1}{2\pi f C_8}$ representa a reatância de C_8 em função da frequência das transições de v_6 .

Em resumo, o estágio 7 converte os pulsos digitais de v_6 em excitação elétrica para o buzzer H_3 , resultando em sinais sonoros intermitentes que indicam a presença de metais. A interação entre C_8 e R_{15} assegura que apenas variações de v_6 sejam amplificadas, enquanto C_{10} estabiliza a alimentação, garantindo confiabilidade ao funcionamento do detector.

4 MÉTODOS E RESULTADOS

O desenvolvimento deste trabalho foi estruturado em três etapas principais: análise de estudos disponíveis na literatura, periódicos e recursos da internet; desenvolvimento de um protótipo funcional; e realização de testes experimentais, seguidos da construção da placa de circuito impresso (PCB) no software *EasyEDA*. Após o levantamento de diferentes propostas, optou-se pela implementação do modelo de detector de metais do tipo *Pulse Induction* (PI) de origem polonesa, cuja versão original foi publicada no site russo *Radioskot* e é apresentada na Figura 32. Esse projeto também foi divulgado e discutido pelo youtuber Valder Gomes em seu canal na plataforma *YouTube*, o que contribuiu para a compreensão de seu funcionamento e para a adaptação às necessidades deste trabalho.

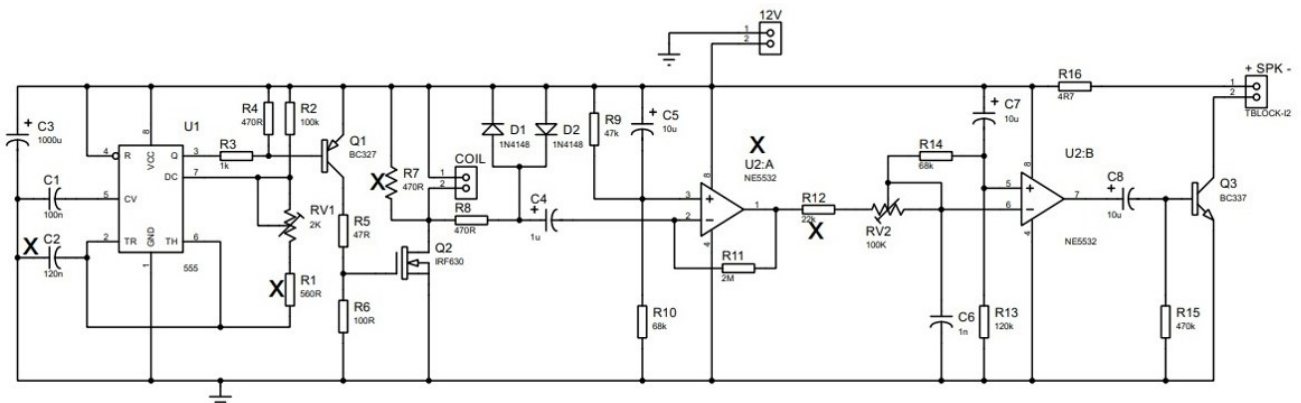
Figura 32 – Diagrama do circuito detector de metais russo.



Fonte: RADIOSKOT.RU (2023).

Durante a apresentação do vídeo, Valdemar destaca algumas modificações realizadas no projeto original, conforme ilustrado na Figura 32, cujo objetivo principal foi aumentar a sensibilidade de detecção de metais.

Figura 33 – Diagrama do circuito detector de metais adaptado por Valdemar Gomes (X - significa alterações feitas em relação ao circuito original).



Fonte: GOMES (2023).

Entre as alterações, ressalta-se a substituição do amplificador operacional integrado: no circuito original era empregado o modelo RC4558, que foi trocado pelo NE5532, um amplificador de baixo ruído, de modo a melhorar a sensibilidade do sistema. Outra modificação significativa no projeto russo refere-se ao circuito oscilador, que originalmente era composto por dois transistores, capacitores e um conjunto de resistores, passando a ser implementado com o circuito integrado temporizador 555, o que simplificou a topologia e aumentou a estabilidade do oscilador.

4.1 Montagem do circuito de protótipo

Para a construção do detector de metais foi adotado um projeto do site russo *Radioskot*, escolhido pela simplicidade do circuito e pela disponibilidade dos componentes. Durante a montagem do protótipo, realizou-se a substituição do potenciômetro R_{V1} , originalmente de 0 a 10 k Ω , por um de 50 k Ω , a fim de aumentar a sensibilidade do circuito e facilitar a observação das alterações de frequência.

Para a implementação do protótipo foram utilizados circuitos integrados e semicondutores, como o temporizador CI 555 no oscilador, os transistores Q_1 (BC327) e Q_3 (BC337), o MOSFET Q_2 (IRF630) e o amplificador operacional duplo NE5532. Os demais componentes, incluindo resistores e capacitores, estão listados nas Tabelas 1 e 2, com seus valores nominais e medidos.

Tabela 1 – Resistores utilizados no protótipo

Componente	Valor Nominal	Valor Medido
R1	560 Ω	555,6 Ω
R2	100 k Ω	97,8 k Ω
R3	1 k Ω	1,004 k Ω
R4	470 Ω	476 Ω
R5	47 Ω	47,3 Ω
R6	100 Ω	99,4 Ω
R7	470 Ω	474 Ω
R8	470 Ω	475 Ω
R9	47 k Ω	46,1 k Ω
R10	68 k Ω	66,7 k Ω
R11	2 M Ω	2,18 M Ω
R12	22 k Ω	21,6 k Ω
R13	120 k Ω	119,3 k Ω
R14	68 k Ω	66,9 k Ω
R15	468 k Ω	469 k Ω
R16	6,7 k Ω	6,7 k Ω
RV1	50 k Ω	48,6 k Ω
RV2	100 k Ω	95,6 k Ω

Fonte: Autoria própria.

Tabela 2 – Capacitores utilizados no protótipo

Componente	Valor Nominal	Valor Medido
C1	100 nF	101,5 nF
C2	120 nF	127,7 nF
C3	1000 μ F	930 μ F
C4	1 μ F	1,1 μ F
C5	10 μ F	10,03 μ F
C6	1 mF	1,06 mF
C7	10 μ F	10,32 μ F
C8	10 μ F	10,21 μ F

Fonte: Autoria própria.

Para a construção do protótipo, os componentes eletrônicos foram adquiridos em lojas de eletrônica na cidade de Tucuruí, além de serem utilizados componentes disponíveis no laboratório de eletrônica da Universidade Federal do Pará (UFPA), Campus Tucuruí. A montagem do circuito iniciou-se com a construção da bobina, empregada tanto como antena emissora quanto como antena receptora, permitindo a detecção de variações nas ondas eletromagnéticas. Para a fabricação da bobina, utilizou-se fio de cobre de 0,5 mm de diâmetro, enrolado em uma base plástica de raio definido, padronizando o formato e o tamanho da bobina, que possui 28 voltas. Na Figura 34 são apresentados os testes de medição da indutância da bobina, realizados na presença e na ausência de metais. Observa-se que a proximidade de objetos metálicos altera o campo magnético gerado pela bobina, refletindo-se na variação da indutância, que apresentou 309,5 mH sem metal e 318,5 mH com metal.

Figura 34 – Bobina de 28 voltas, medição de indutância: (a) Ausência de metais; (b) Presença de metais.

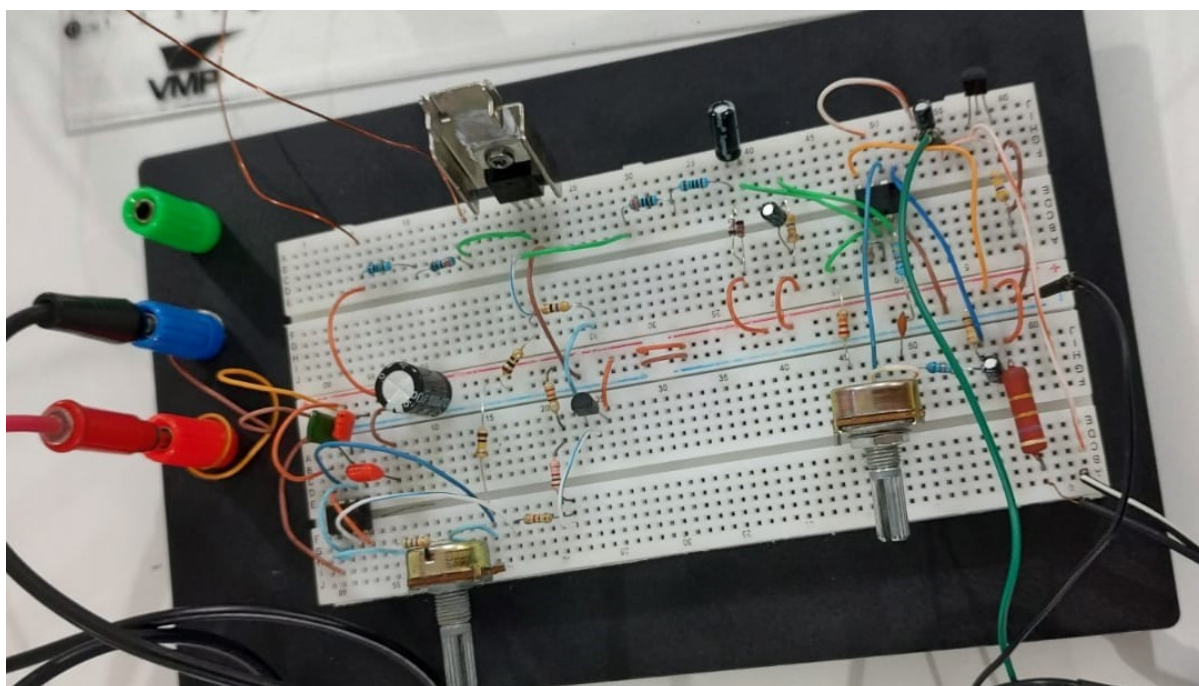


Fonte: Autoria própria.

O protótipo foi montado em uma protoboard, conforme ilustrado no diagrama da figura 19, conectando-se os elementos de cada fase do circuito. No primeiro estágio, foi inserido o CI 555, circuito integrado responsável por gerar os pulsos de oscilação. Aos seus terminais foram associados diversos resistores e capacitores, sendo que o potenciômetro *RV1* possui a função principal de ajustar a frequência de oscilação do detector de metais.

No segundo estágio, a saída (v_1) do CI 555 foi conectada à base do transistor BC327, ao qual estão associados resistores nos terminais emissor, base e coletor, garantindo o correto funcionamento do estágio amplificador. O terceiro estágio utiliza o MOSFET IRF630. Após a montagem e realização de testes, verificou-se a necessidade de utilização de um dissipador de calor, devido ao aquecimento observado no componente durante a operação. Nos estágios 4, 5, 6 e 7, os demais componentes foram organizados na protoboard para realização dos testes experimentais em laboratório, conforme ilustrado na Figura 35.

Figura 35 – Protótipo do detector de metais.



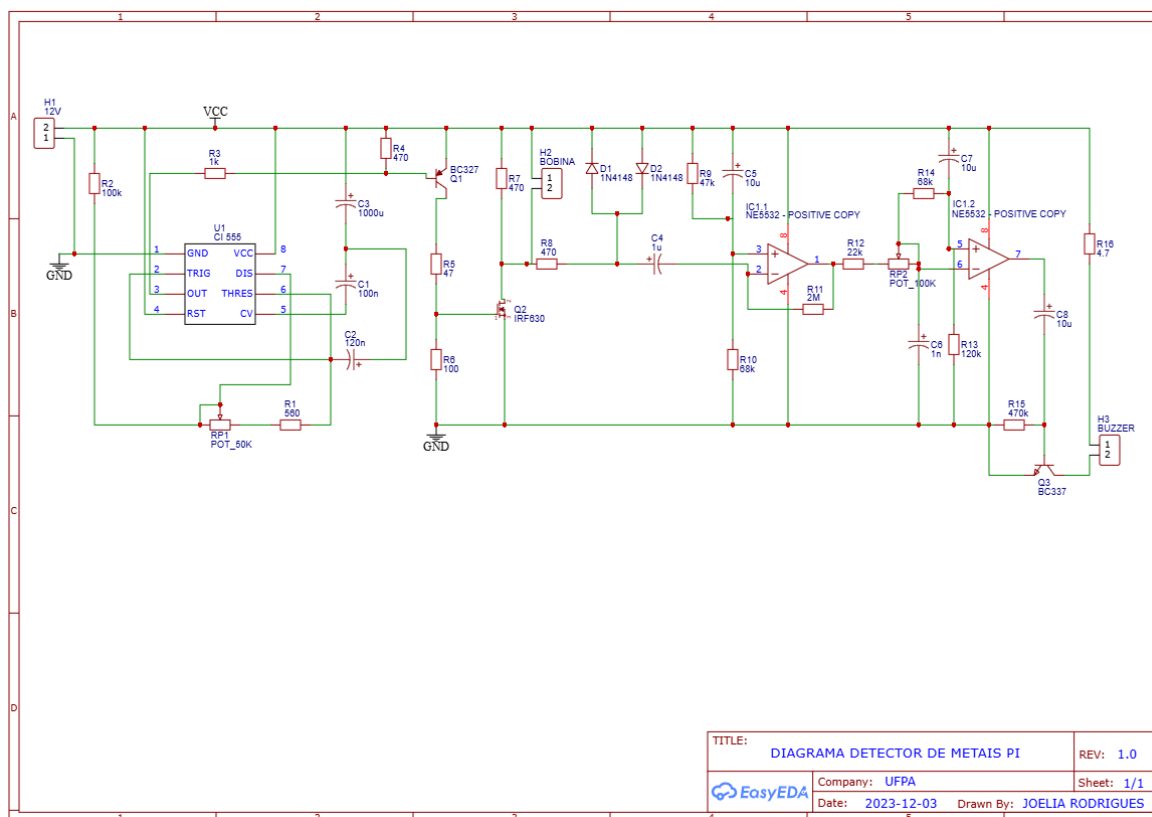
Fonte: Autoria própria.

4.2 Design da PCB

Foi desenvolvido o design da PCB, do inglês *Printed Circuit Board*, permitindo a geração de um circuito impresso para o detector de metais. A PCB foi projetada utilizando a plataforma online *EasyEDA*, que oferece recursos para criação de esquemáticos e roteamento de trilhas. O software *EasyEDA* foi escolhido para o desenvolvimento do design devido à sua facilidade de utilização, pois permite a construção do projeto da PCB de forma totalmente online, sem necessidade de *download*, além de possibilitar a elaboração do *layout* gratuitamente.

Para o desenvolvimento do projeto de design da PCB, foi inicialmente montado o esquemático completo do circuito do detector de metais, ilustrado na Figura 36.

Figura 36 – Circuito do detector no simulador *EasyEda*



Fonte: Autoria própria, 2024.

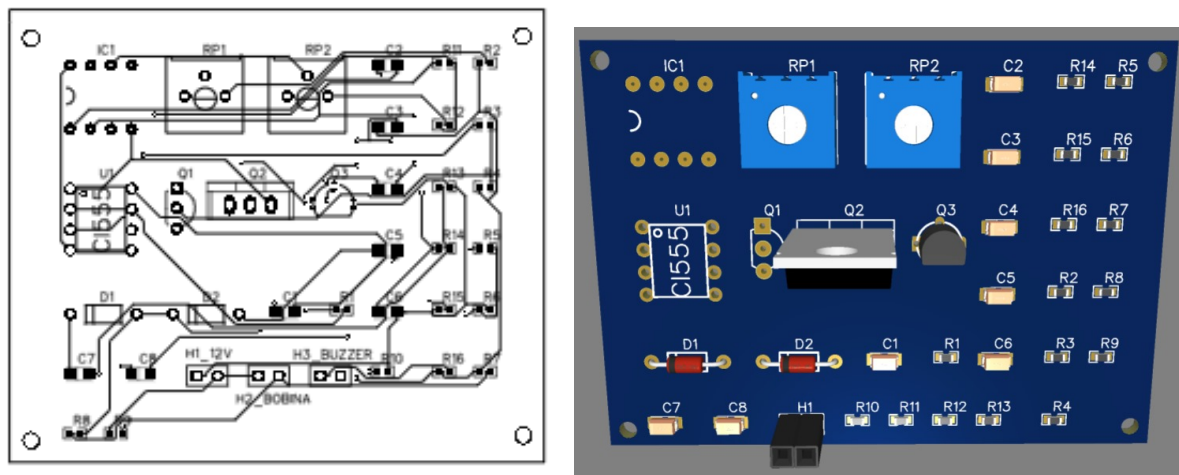
Após a montagem do circuito, foi gerado o projeto da PCB, ilustrado na figura 37, considerando o posicionamento adequado dos componentes para otimização do espaço, largura das trilhas compatível com as correntes do circuito, minimização de interferências e cruzamentos, além do planejamento de furos (*vias*) e *pads* para soldagem.

Embora a fabricação da PCB não tenha sido realizada neste trabalho, a elaboração do projeto contribuiu para uma melhor organização do circuito e para a preparação de uma possível montagem futura.

4.3 Medições nos estágios do circuito

Após a montagem do protótipo em uma protoboard, foram realizadas medições dos sinais elétricos em cada etapa do circuito utilizando um osciloscópio digital. Conforme discutido anteriormente, o circuito do detector foi dividido em seis estágios. Este capítulo tem como objetivo apresentar o comportamento dos sinais em condições controladas, avaliando a variação de parâmetros como frequência de operação e sensibilidade, tanto na ausência quanto na presença de metais próximos à bobina.

Figura 37 – (a) *Layout* do circuito impresso do detector de metais; (b) 3D Circuito impresso do detector de metais.



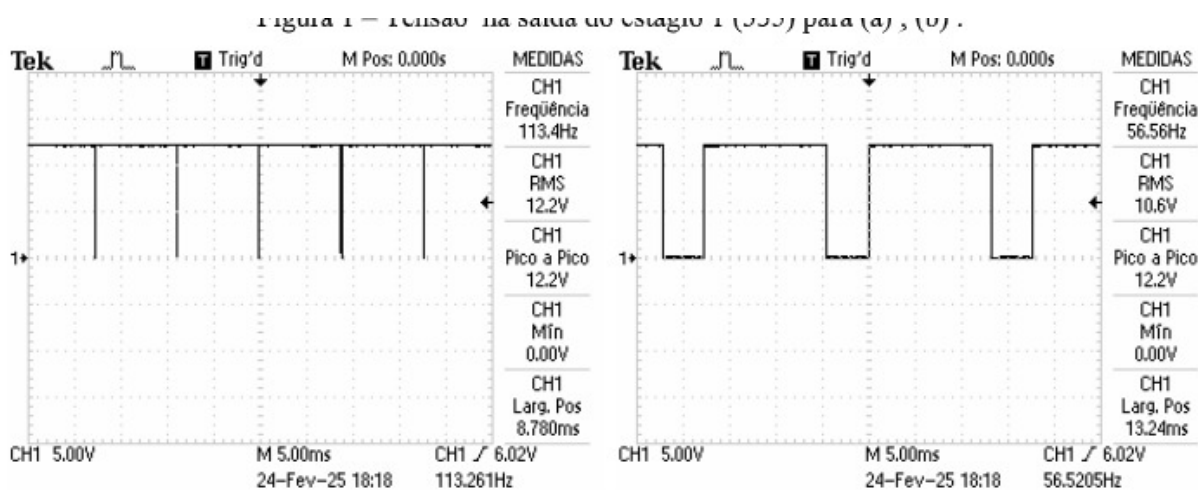
Fonte: Autoria própria (2024).

4.3.1 Estágio 1 - CI 555

O CI 555, correspondente à primeira etapa do circuito detector de metais, apresenta, nas figuras a seguir, o comportamento de ondas quadradas com amplitude de tensão variando de 0 V até a tensão de alimentação $V_{CC} = 12\text{ V}$.

A figura 38a ilustra o comportamento da onda quadrada na saída do CI 555 quando a resistência do potenciômetro é ajustada para zero ohms, ou seja, no seu valor mínimo, fazendo com que o circuito opere na frequência máxima. Já na figura 38b, observa-se o comportamento oposto: para operar na frequência mínima, o potenciômetro foi ajustado ao valor máximo de 50 kΩ.

Figura 38 – Tensão de saída no estágio 1 - oscilador



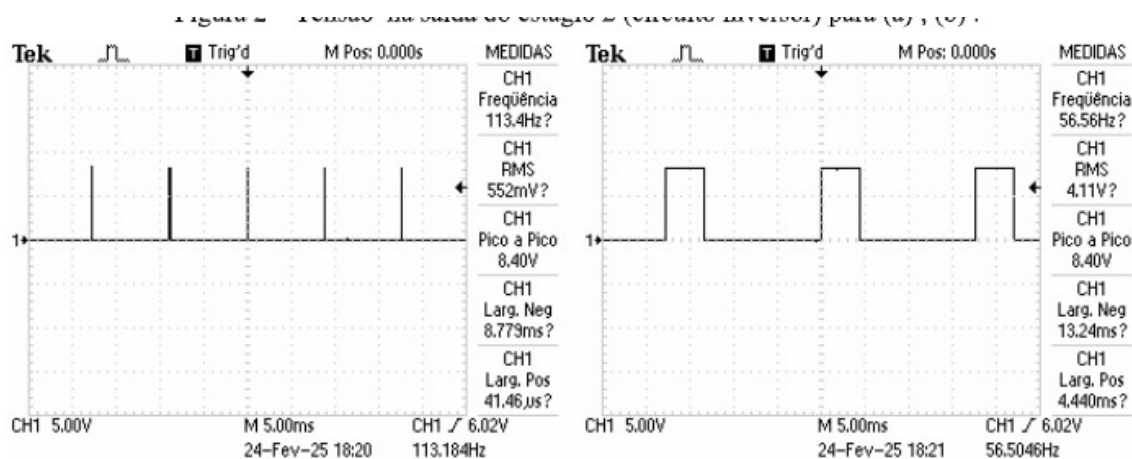
Fonte: Autoria própria, 2025.

4.3.2 Estágio 2 - circuito inversor com BC327

O segundo estágio do circuito corresponde a um circuito inversor, implementado na saída do transistor BC327. Conforme ilustrado nas figuras 39a e 39b, pode-se observar, a partir das medições realizadas com o osciloscópio, que a forma de onda quadrada se mantém, porém ocorre uma inversão nos níveis de saída.

Para uma tensão de entrada em nível alto, ou seja, 12 V, a saída do transistor apresenta aproximadamente 0 V. Já para tensão de entrada em nível baixo (0 V), o sinal digital na saída do transistor atinge cerca de 8,40 V, resultado de uma atenuação causada pelo resistor limitador de corrente R_5 e pelo resistor *pull-down* R_6 .

Figura 39 – Tensão de saída no estágio 2 - circuito inversor



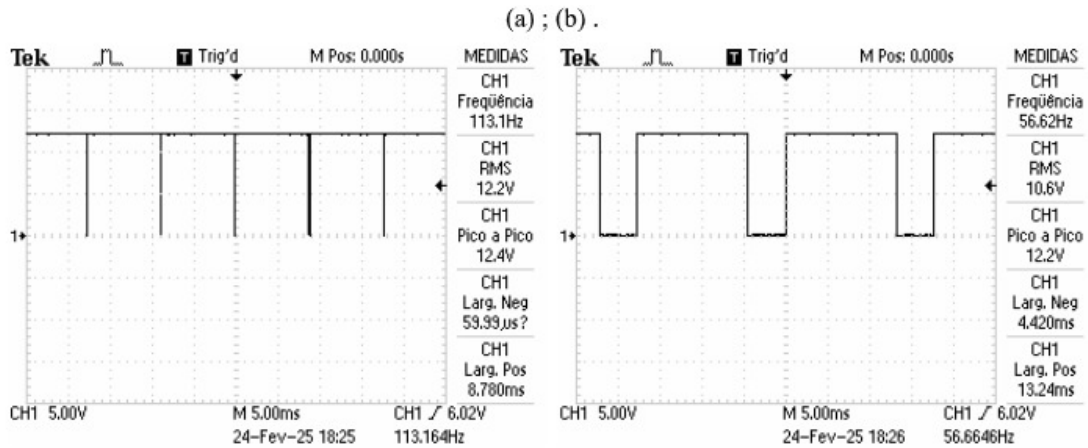
Fonte: Autoria própria, 2025.

4.3.3 Estágio 3 – Circuito de Potência com IRF630

Para iniciar a análise deste estágio, considerou-se a bobina desacoplada do circuito. Inicialmente, as medições realizadas com o osciloscópio desconsideraram a bobina, permitindo observar, no estágio 3, o comportamento no terminal de dreno do MOSFET. Quando o MOSFET opera como um circuito fechado, ou seja, com a tensão de controle v_2 em nível alto, a corrente de dreno é aproximadamente zero. Por outro lado, quando o MOSFET opera como um circuito aberto, com v_2 abaixo de 2 V, a tensão no dreno aproxima-se da tensão $V_{CC} = 12$ V.

A figura 40a ilustra a variação de frequência do circuito com o potenciômetro ajustado para a frequência máxima, resultando em maior tempo de condução e corrente média mais elevada. Já na figura 40b, com frequência mínima, observa-se redução do tempo de condução do MOSFET, conseqüentemente diminuindo a corrente média.

Figura 40 – Tensão de saída no estágio 3 - bobina desacoplada



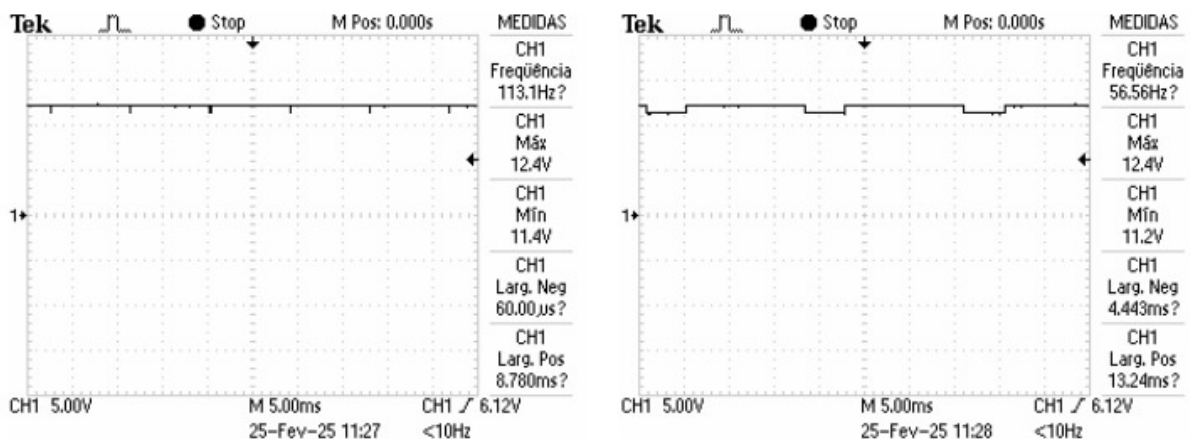
Fonte: Autoria própria, 2025.

4.3.4 Estágio 4 – Circuito limitador Diodos

A figura 41 apresenta o comportamento do sinal de tensão na saída do estágio 4 do circuito detector de metais, responsável pela limitação da amplitude dos pulsos provenientes do estágio anterior, ainda considerando a antena transmissora/detectora desacoplada do circuito. Este estágio atua como um limitador de tensão.

Na figura 41a, observa-se o comportamento do sinal de saída com o circuito operando em alta frequência, resultando em pulsos limitados entre aproximadamente 11,3 V e 12,7 V. Já na Figura 41b, mesmo com a frequência reduzida, o efeito limitador se mantém, com os níveis de tensão oscilando entre 11,3 V e 12,4 V, sendo o valor máximo correspondente à tensão de alimentação V_{CC} .

Figura 41 – Tensão de saída no estágio 4, circuito limitador - bobina desacoplada



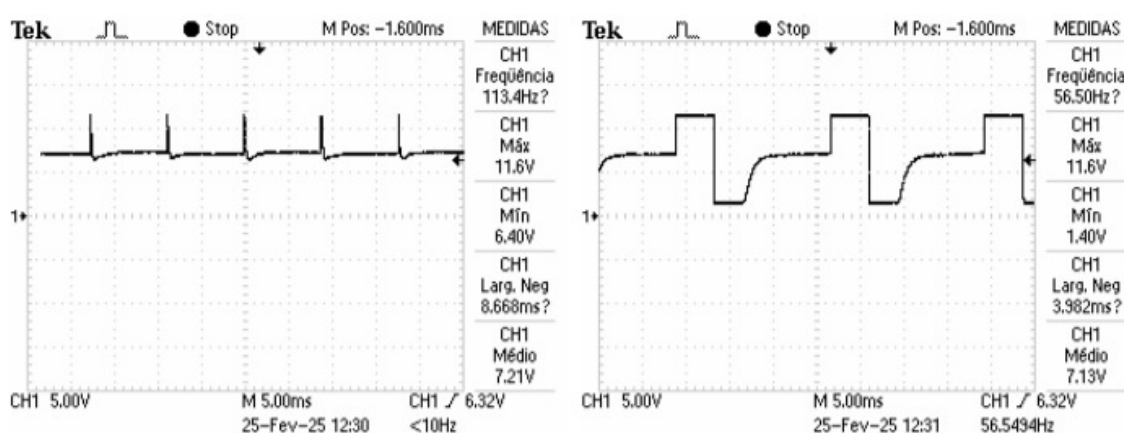
Fonte: Autoria própria, 2025.

4.3.5 Estágio 5 - circuito proporcional derivativo com bobina desacoplada

O estágio 5 do circuito é responsável por amplificar a taxa de variação do sinal de entrada, funcionando como um derivador. A saída, mostrada na figura 42 (para os dois ajustes de frequência), apresenta picos de tensão positivos e negativos nas transições da onda quadrada recebida, correspondentes às bordas de subida e descida, evidenciando a resposta típica de um circuito derivador.

Essa característica é fundamental para que as variações do sinal, geradas pela presença de metais, sejam realçadas e posteriormente detectadas.

Figura 42 – Tensão de saída no estágio 5, circuito proporcional derivativo - bobina desacoplada



Fonte: Autoria própria, 2025.

4.3.6 Estágio 6 - circuito comparador com filtro passa-baixas com bobina desacoplada

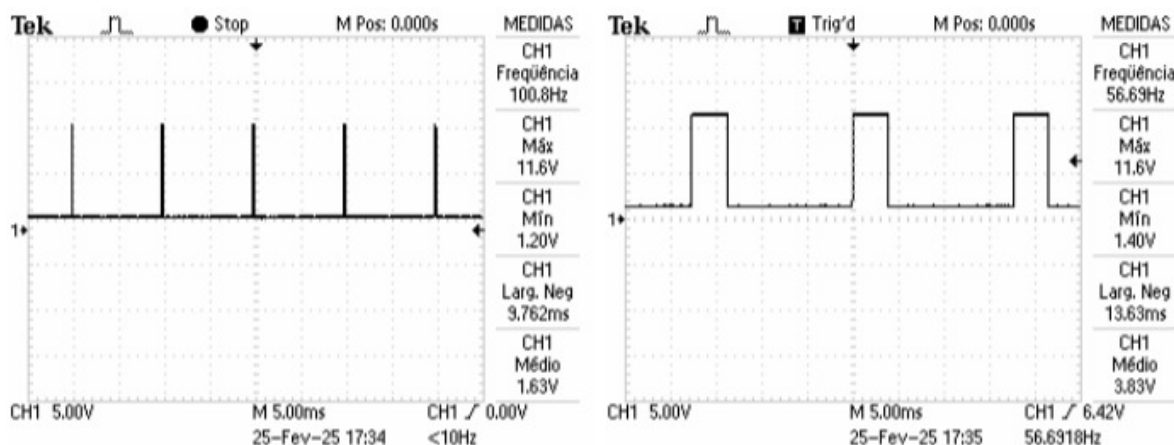
No estágio 6, utiliza-se um comparador com filtro passa-baixas para avaliar os sinais provenientes do estágio anterior. O objetivo é comparar o sinal amplificado com uma referência ajustável por meio de um potenciômetro.

Na ausência da bobina, observou-se que, mesmo com variações no ajuste do potenciômetro, não houve alteração significativa na saída do comparador. As figuras 43a e 43b ilustram o comportamento do circuito para ajustes de frequência máxima e mínima, respectivamente.

4.3.7 Estágio 7 - (amplificador de corrente BJT com bobina desacoplada)

O estágio 7 do circuito utiliza um transistor BJT como amplificador de corrente, com o objetivo de acionar um buzzer a partir da saída do comparador do estágio 6. O comportamento do sinal sonoro depende das variações do campo eletromagnético na bobina. Com a bobina desacoplada do circuito, observa-se que não há geração de pulsos de acionamento no transistor. A forma de onda na saída do estágio 7 permanece contínua e estável, indicando ausência de sinal no comparador.

Figura 43 – Tensão de saída no Estágio 6 - circuito comparador com filtro passa-baixas - bobina desacoplada



Fonte: Autoria própria, 2025.

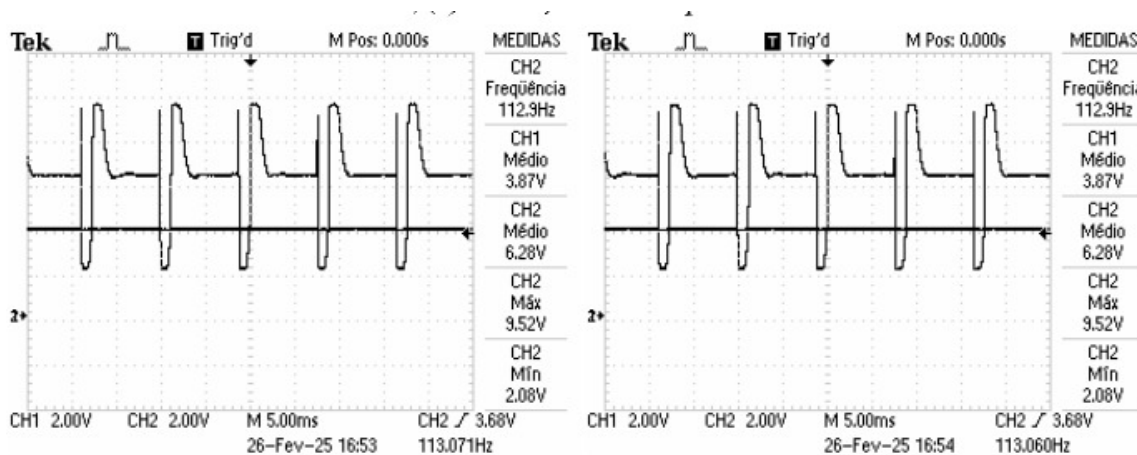
4.4 Análise com a Bobina Conectada

4.4.1 Estágio 6 – Entradas do Comparador

Com a bobina conectada ao circuito, observam-se variações significativas nos sinais aplicados às entradas do comparador, conforme diferentes ajustes de frequência e sensibilidade.

As figuras 44a e 44b ilustram as formas de onda obtidas no osciloscópio, nos canais correspondentes aos sinais de entrada do comparador, nas condições de ausência e presença de metais, respectivamente.

Figura 44 – Tensão de saída no Estágio 6 - circuito comparador com filtro passa-baixas - bobina acoplada

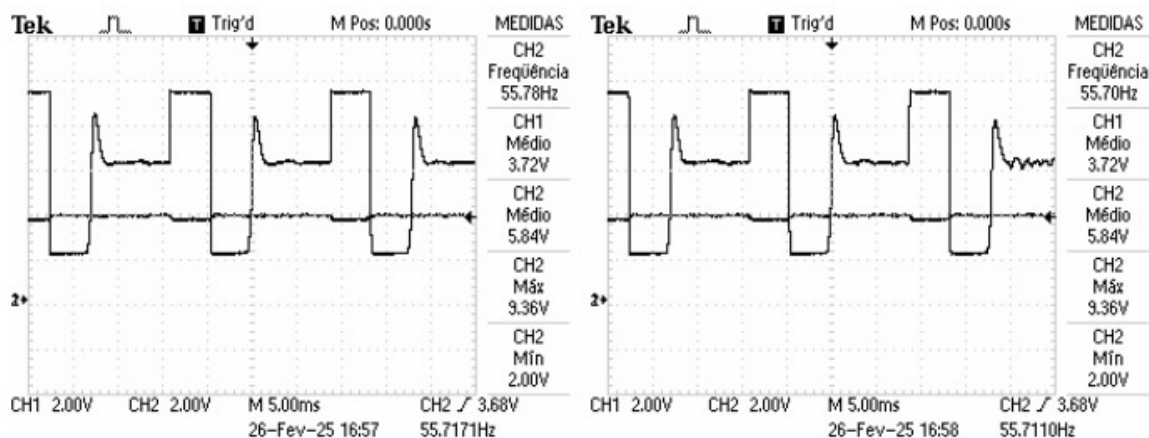


Fonte: Autoria própria, 2025.

Na figura 44, com a frequência de operação ajustada para o valor máximo no primeiro estágio (112,9 Hz) e a sensibilidade também no máximo, observou-se que o ambiente e o próprio circuito influenciaram o sinal, impedindo a detecção de metais. O buzzer permaneceu emitindo som contínuo mesmo na ausência de objetos metálicos, indicando ativação constante.

Após o ajuste para a frequência mínima no estágio 1, realizado por meio do resistor variável do circuito oscilador, e mantendo a sensibilidade no máximo pelo potenciômetro R_{v2} , foi observado o comportamento da onda ilustrado nas Figuras 45a e 45b, onde não houve alteração significativa mesmo na presença de metais.

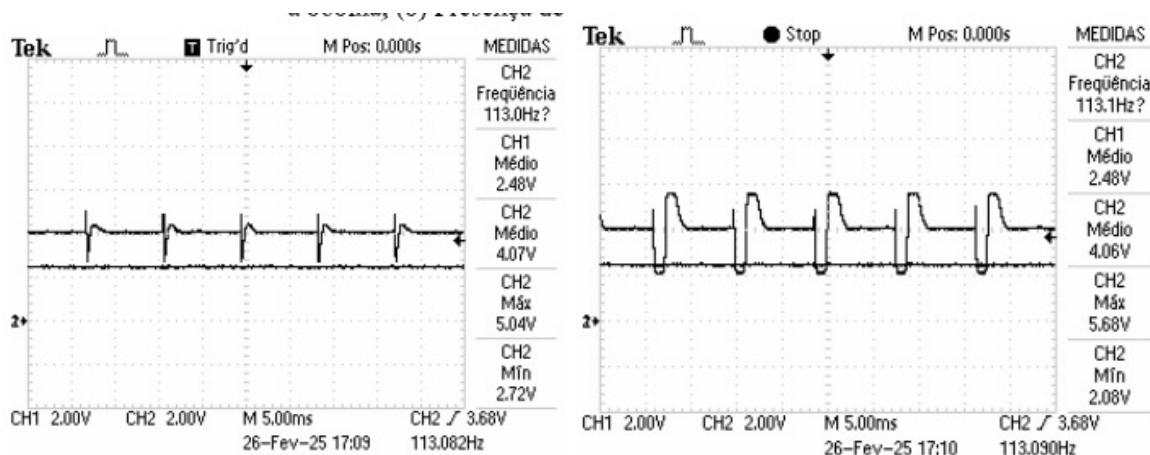
Figura 45 – Tensão de saída no Estágio 6 - circuito comparador com filtro passa-baixas - bobina acoplada



Fonte: Autoria própria, 2025.

Com o ajuste do potenciômetro 1 para sua resistência mínima e do potenciômetro 2 para sua resistência máxima, obtêm-se as formas de onda ilustradas nas figuras 46a e 46b, correspondentes às condições de ausência e presença de metais, respectivamente.

Figura 46 – (a) Tensão de saída no Estágio 6 - bobina acoplada sem metal; (b) Tensão de saída no Estágio 6 - bobina acoplada com presença de metal.



Fonte: Autoria própria (2025).

Enquanto nenhum metal foi aproximado da bobina, o sinal de saída do comparador manteve-se em 0 V. Conseqüentemente, o buzzer não emitiu som, conforme verificado durante o experimento. Quando um parafuso foi aproximado do centro da bobina, assim como dois objetos metálicos de proporções diferentes, ilustrados na Figura 47, observou-se o seguinte: para o parafuso, a uma altura entre 0,5 cm e 1 cm, os sinais sofreram alteração, e o buzzer passou a emitir um som agudo e intermitente, indicando a detecção do metal.

Ao aproximar uma barra de ferro com aproximadamente 10 vezes o tamanho do parafuso, a detecção ocorreu a uma distância de 5 cm a 6 cm. Esses resultados demonstram que o tamanho do objeto está diretamente relacionado à distância de detecção.

Tanto a barra metálica, quanto o parafuso, são demonstrados na figura 47.

Figura 47 – Objetos metálicos usados no experimento (Prego e barra de ferro);



Fonte: Autoria própria (2025).

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho apresentou a análise e a construção de um protótipo de detector de metais do tipo *Pulse Induction* (PI), fundamentado no uso de um oscilador baseado no circuito integrado 555, com frequência de operação em torno de 100 Hz. A pesquisa teórica e prática possibilitou compreender o funcionamento de cada estágio do circuito, bem como a aplicação de conceitos de eletrônica analógica, tais como amplificadores operacionais, transistores e filtros.

Os objetivos estabelecidos inicialmente foram alcançados, uma vez que foi possível revisar o referencial teórico necessário, realizar a análise dos estágios do circuito, implementar o protótipo em *protoboard* e verificar experimentalmente a resposta em cada fase do sistema. Dessa forma, o trabalho contribuiu para o fortalecimento da compreensão acerca do funcionamento de detectores de metais de baixo custo, além de consolidar o aprendizado prático em eletrônica aplicada.

Contudo, observou-se que o protótipo desenvolvido apresenta limitações típicas da implementação em *protoboard*, principalmente no que se refere a interferências eletromagnéticas e à estabilidade de operação. Apesar disso, a análise experimental demonstrou a eficiência do circuito na detecção de metais, cumprindo a finalidade proposta.

Como propostas para trabalhos futuros, destaca-se o desenvolvimento de uma versão aprimorada do protótipo em *circuito impresso* (PCB), acompanhada de uma carenagem mais robusta que proporcione maior ergonomia e proteção do sistema. Além disso, sugere-se a construção de uma antena com melhor isolamento eletromagnético, visando reduzir as interferências oriundas da montagem em *protoboard*, aumentando assim a sensibilidade e a confiabilidade do dispositivo.

Referências

- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. 11. ed. São Paulo: Pearson, 2014. Citado 4 vezes nas páginas 19, 22, 25 e 27.
- BRAGA, N. C. *O Circuito Integrado 555 - ART011*. 2017. <<https://www.newtonbraga.com.br/index.php/como-funciona/592-o-circuito-integrado-555-art011>>. Acesso em: 22 ago. 2024. Citado na página 25.
- GOH, H. S. *Design of a Beat Frequency Oscillator Metal Detector*. 2017. <https://www.researchgate.net/profile/Goh-Hock/publication/317106127_DesignofaBeatFrequencyOscillator_Metal_Detector/links/590ad9e30f7e9b1d0823f067/Design-of-a-Beat-Frequency-Oscillator-Metal-Detector.pdf>. Acesso em: 21 ago. 2024. Citado na página 15.
- GOMES, V. *Detector PI PODEROSO de metais, que detecta a mais de 40 cm!* 2023. YouTube, 01 mar. 2023. <<https://www.youtube.com/watch?v=E6rNn1XmmME>>. Acesso em: 22 ago. 2024. Citado na página 33.
- HOCHFELDER, D. *Alexander Graham Bell*. 2023. Encyclopedia Britannica, 28 nov. 2023. <<https://www.britannica.com/biography/Alexander-Graham-Bell>>. Acesso em: 4 dez. 2023. Citado na página 15.
- PERTENCE, A. F. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2015. Citado na página 17.
- SADIKU, M. N. O. *Elementos de Eletromagnetismo*. 5. ed. Porto Alegre: AMGH Editora, 2012. Citado na página 31.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microeletrônica*. 6. ed. São Paulo: Pearson, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 19.
- SOUZA, J.; MARQUES, M. Uso de detectores de metais na indústria alimentícia. *Revista Saúde em Foco*, v. 48, n. 54, p. 274-275, 2018. Acesso em: 21 ago. 2025. Citado na página 15.
- SOUZA, V. A. *Amplificadores Operacionais*. 1. ed. [S.l.]: Clube de Autores, 2013. Citado na página 18.
- TEIXEIRA, H. T.; TAVARES, M. F. *Eletrônica analógica*. Londrina: Editora e Distribuidora Educacional, 2018. Citado na página 25.