

## **INDICADOR PORTÁTIL DE US**

Nilson Luiz de Souza

## **Indicador Portátil de US**

**Aluno: Nilson Luiz de Souza**

**Orientador: Marco Antônio Grivet Mattoso Maia**

**Co-orientador: Marcelo Roberto Jimenez**

Trabalho apresentado com requisito parcial à conclusão do curso de Engenharia Elétrica na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil.

## Agradecimentos

Deixo aqui meus agradecimentos à minha família, pelo incentivo e por ter permitido que eu roubasse as tantas horas de convívio que foram necessárias para a realização desse curso. Agradeço também os diversos colegas da PUC que me auxiliaram e incentivaram nessa grande empreitada. Em especial agradeço ao Prof. Jean Pierre von der Weid pela oportunidade de estudo que me ofereceu; ao Prof. Marcelo Roberto Jimenes pelo valioso auxílio na matemática que sempre atenciosamente me prestou e ao Prof. Marco Antônio Grivet Matoso Maia pela orientação que me dispensou durante a elaboração desse trabalho.

## Resumo

Em situações de trabalho de campo lançando equipamentos de inspeção por ultra-som é de grande auxílio poder-se verificar a emissão de US dos transdutores montados no equipamento. Isso evita perda de tempo e dinheiro com uma corrida já mal-fadada devido a transdutores ruins ou equipamento completamente não operante (travado). Um indicador pequeno, barato e simples de operar e capaz de indicar a emissão de transdutores em poucos segundos, capturando os breves pulsos emitidos e dando uma resposta bom/ruim é proposto neste trabalho. Ele pode ser levado em um bolso de jaleco e opera com um par de pilhas AA que duram centenas de horas.

**Palavras-chave:** ultra-som; US; inspeção; indicador; PIG

## Hand-held US pulses indicator

### Abstract

When in field situations deploying ultra-sonic inspection equipment (manly autonomous ones) it is helpful to be able to check the US emission of the transducers mounted on the probe. This would avoid the waste of time and money with a run already ill-fated due to bad heads or even a halt frozen system. A small, cheap and simple of operate indicator is proposed on this work having the capabilities to indicate the operations of a US head in few seconds, capturing the minutes US pulses emitted and giving a visual go-no-go response. It can be kept inside a pocket and operates with 2 AA cells that last hundreds of hours. A must have when launching a US PIG or any US probe.

**Keywords:** ultra-sonic; US; indicator; PIG; NDT;

## Sumário

1. Introdução .....	1
2. O Pulso de US.....	2
3. O Pulso Visual.....	3
4. Diagrama de Blocos.....	4
5. O Amplificador de Sinal .....	5
6. O Detector de Pulso.....	6
7. O Multivibrador Monoestável .....	7
8. O Driver de LED .....	9
9. Diagrama Completo.....	10
10. Simulação de Funcionamento .....	11
11. Fabricação do Protótipo .....	14
12. Teste com o Protótipo em Laboratório .....	16
13. Conclusão .....	17
14. Memória de Cálculo .....	18
15. Referências Bibliográficas .....	22

## Índice de Figuras

Figura 1: Pulso de US .....	2
Figura 2: Diagrama de blocos .....	4
Figura 3: Amplificador de RF.....	5
Figura 4: Detector de pulso .....	6
Figura 5: Multivibrador monoestável .....	7
Figura 6: Driver de LED .....	9
Figura 7: Diagrama completo .....	10
Figura 8: Trem de pulsos para teste transiente.....	11
Figura 9: Curva de Bode (ganho = 20 dB, corte superior em 10 Mhz) .....	12
Figura 10: Curva de Bode (corte inferior em 1 MHz, corte superior em 10 MHz) .....	12
Figura 11: Sinais principais durante comutação estimulada .....	13
Figura 12: Posicionamento dos componentes no PCB .....	14
Figura 13: Fiação em cobre no PCB .....	14
Figura 14: Protótipo aberto em sua caixa .....	15
Figura 15: Protótipo e transdutor US .....	15
Figura 16: O protótipo sendo usado em campo.....	17

## 1. Introdução

Em várias situações de trabalho de campo com sistemas de inspeção de estruturas por ultra-som percebe-se a necessidade de se dispor de um equipamento portátil para a verificação da emissão nos transdutores de US. Algo pequeno o bastante para estar disponível no bolso do jaleco do técnico e que possa indicar com confiabilidade se determinado transdutor está emitindo pulsos de US. Em especial, no caso de scanners multi-canais e PIG's, que dispõem de dezenas de canais operados por arquiteturas série-paralelo é possível a situação em que apenas parte do sistema (alguns canais apenas) estejam operando. No caso dos PIG's ultra-sônicos a situação é particularmente crítica devido ao equipamento ser completamente autônomo e uma eventual falha ser descoberta apenas depois de uma corrida completa na tubulação em teste, quando problemas de funcionamento que envolvesse a falta de emissão poderiam ser detectados previamente, ainda no canhão lançador.

A verificação da emissão pode ser efetuada usando-se um transdutor e um osciloscópio, mas tal arranjo é muito inconveniente no local de lançamento, normalmente uma planta de petróleo ou plataforma, onde as condições de trabalho são bastante complicadas, e lento de ser efetuado devido a natureza efêmera dos pulsos de US captados, durando cerca de 1 $\mu$ s com uma taxa de repetição inferior a 500 Hertz e amplitude de apenas dezenas de milivolts, requerendo perícia no ajuste do osciloscópio.

O ideal seria um sistema de operação extremamente simples, que não necessitasse ajustes e desse uma simples indicação visual quando o transdutor sob teste emitisse um pulso de US, e que fosse pequeno, robusto, confiável e barato para estar no bolso dos profissionais envolvidos na operação de lançamento do equipamento.

O dispositivo apresentado nesse projeto satisfaz os requisitos expostos, reunindo toda a funcionalidade necessária em um objeto do tamanho e formato de uma lanterna pequena dispondo de um interruptor de pressão e uma lâmpada LED de indicação sendo energizado por um par de pilhas de tamanho AA com autonomia de centenas de horas de uso.

Ele dispõe de um interruptor de ação momentânea, que o coloca o mesmo em operação apenas no instante de uso, indicando visualmente através de uma pequena LED a emissão do transdutor sob análise. A operação se dá pelo simples pressionamento do interruptor e subsequente aproximação do transdutor sensor do dispositivo ao transdutor em teste. O LED deverá dar um breve pulso luminoso ao ser pressionado o interruptor (indicando bom estado do dispositivo) e mantêm-se aceso se o transdutor sob teste estiver emitindo e em contato acústico com o transdutor sensor, dando uma resposta sim/não para a emissão procurada.

Foi escolhido, para o projeto do circuito, o uso de transistores discretos, em topologias já consolidadas pelo uso e que permitem grande flexibilidade no design, abrindo-se mão do emprego de circuitos integrados dedicados (chips) que poderiam impor características indesejáveis no dispositivo.

A solução escolhida provou-se acertada, permitindo um dispositivo bastante pequeno, leve e confiável, que utiliza 2 pilhas AA comuns como fonte de energia, com consumo muito pequeno de corrente, capaz de funcionar nas situações de pilhas plenamente carregadas ou praticamente esgotadas provendo meses de uso sem troca das mesmas. O uso de transistores comuns também faz com que o equipamento seja extremamente barato, o que induz a dispor-se de várias cópias do mesmo incentivando o seu uso.

Construiu-se um protótipo com o circuito montado em placa de circuito impresso (PCB) e abrigado em uma caixa de PVC de formato cilíndrico projetada usando-se a ferramenta CAD e fabricada em uma impressora 3D. A caixa proveu o acondicionamento e proteção adequados para o PCB, o conector BNC para o transdutor sensor, para o interruptor de ação momentânea e para o LED indicador. O equipamento completo pesou menos de 200 gramas e tem as dimensões de 127 mm de comprimento por 40 mm de diâmetro, cabendo em um bolso de jaleco como desejado.



## 2. O Pulso de US

Os sistemas de inspeção por US se baseiam na medida do tempo de propagação de ondas ultra-sônicas através do corpo sob teste. Isso é feito introduzindo-se energia de US em um ponto desse corpo, sob a forma de um pulso estreito emitido por um transdutor, e captando-se esse pulso em outro ponto do corpo com outro transdutor (método de transmissão direta) ou no mesmo ponto com o mesmo transdutor após tal pulso ecoar em interfaces do corpo (método de pulso eco). Para obter-se resolução adequada esses pulsos duram o equivalente a poucos ciclos de onda sônica. No caso de inspeções em estruturas metálicas (aço ou materiais semelhantes) são usadas frequências de onda entre 1MHz e 10 MHz, em salvas que duram de 1 até 3 ciclos. Esse trabalho contemplará um sistema operando em 5.0 MHz, adequados à inspeções em estruturas feitas de chapa aço comum com espessuras em torno de 12 mm, muito usadas em tubulações de transporte de óleo e em tanques de armazenamento. A figura 1 ilustra um pulso típico, captado diretamente. [1]

A técnica de inspeção por US permite a avaliação das características dimensionais em apenas um eixo (a espessura do material no ponto sob teste). Para a inspeção de um corpo inteiro, tal como uma chapa, é necessário mover-se o(s) transdutor(es) envolvidos no teste, o que é comumente feito movendo-se o corpo com relação ao equipamento de teste (em ensaios de laboratório ou de fabricação) ou movendo-se o sistema de medição, no caso de inspeção de estruturas já instaladas e funcionais. Para acelerar-se o processo usam-se sistemas de múltiplos canais medindo vários pontos simultaneamente. Por compromisso de resolução espacial, duração da operação e restrições mecânicas usa-se taxas de repetição entre 100 e 1000 Hertz para as medidas. Então, mesmo no caso de taxa mais rápida a detecção de um pulso emitido por um transdutor é tarefa não muito fácil devido a duração muito pequena do mesmo com relação à taxa de repetição (1 para 1000).

Na figura 1, temos uma imagem de um pulso de US capturado usando-se um transdutor e um osciloscópio. O intervalo de tempo entre as barras verticais posicionadas nos dois primeiros pulsos positivos é de aproximadamente 220ns, evidenciado um sinal produzido por transdutor de 5 MHz. É evidente também o ringing característico produzido pelo transdutor emissor. O pulso completo dura menos que 1.0  $\mu$ S.

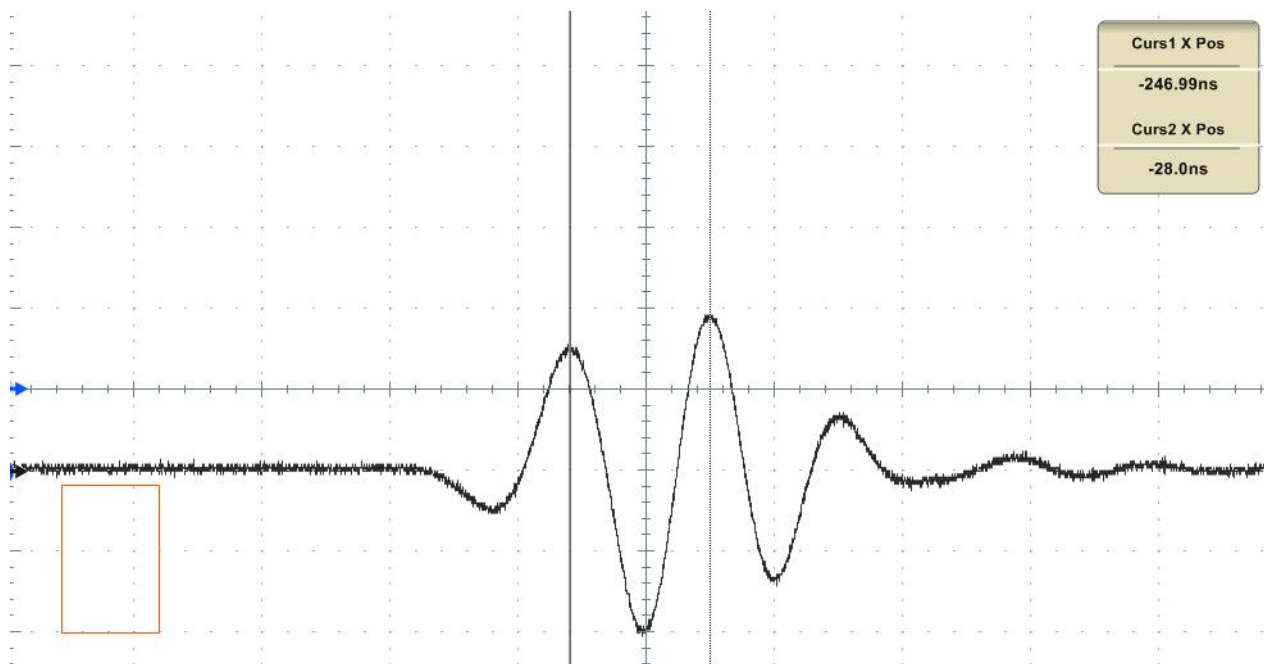


Figura 1: Pulso de US

### 3. O Pulso Visual

O método escolhido para permitir o usuário saber da presença do pulso de US foi convertê-lo em um pulso "visual". Isto é feito através de um LED, que emite um pulso luminoso para cada pulso de US recebido pelo instrumento. Devido ao pulso US ter duração efêmera (entre 0.10US e 2.0uS), impossível de ser percebido por seres humanos, o mesmo necessita ser alargado no tempo para ter valores adequados à percepção, o que é feito por um multivibrador mono-estável. Foi escolhido o valor de tempo de 200mS, longo o bastante para ser perceptível por qualquer pessoa e não muito longo a ponto de provocar restrições nos circuitos devido a constantes de tempo elevadas. Para melhor compromisso entre visibilidade e consumo de bateria foi escolhido um LED de cor vermelha, por ser mais visível em condições de luz do dia e mais eficiente na conversão luminosa.

Nas situações em que o transdutor avaliado emite continuamente, mesmo com taxa de repetição baixa, o LED fica aparentemente constantemente aceso para a persistência visual humana. E mesmo um único pulso emitido é denunciado por uma piscada longa.

#### 4. Diagrama de Blocos

Para realizar a funcionalidade objeto deste projeto foi idealizado um circuito eletrônico organizado conforme o diagrama de blocos da figura 2, que funciona da seguinte forma: Os sinais de US oriundos do transdutor em teste são captados pelo transdutor de entrada (1) através de acoplamento acústico transformando-se em sinais elétricos que são amplificados pelo amplificador de voltagem (2). Esses sinais, já de amplitude adequada são aplicados ao detector (3) produzindo pulsos de disparo para o multivibrador mono-estável (4) quando satisfazem os critérios desejados de amplitude, frequência e duração. O mono-estável, quando disparado, produz um pulso de saída de duração adequada à percepção humana (dezenas de milissegundos) que é aplicado ao amplificador de corrente (5) que excita o indicador luminoso (6) com a corrente necessária a uma boa visualização.

Detalhes sobre os sinais de US e de cada bloco de circuito são apresentados nas páginas seguintes.

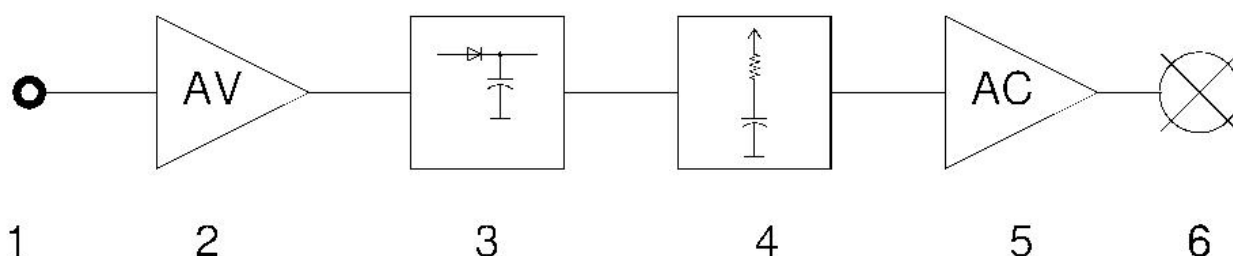


Figura 2: Diagrama de blocos

O amplificador 2 foi projetado para ter impedância de entrada muito mais elevada que a adequada aos transdutores usados na captação, sendo que o ajuste da impedância de carga correta é feita com a colocação de um resistor de valor adequado em paralelo com o mesmo.

## 5. O Amplificador de Sinal

De modo a ter-se um pulso com energia suficiente para acionamento do multivibrador mono-estável é necessário amplificar-se o débil pulso de US recebido pelo transdutor sensor. Isso é feito com um amplificador de dois estágios usando transistores bipolares NPN em configuração emissor comum. [2] Esse amplificador foi projetado para ter ganho de 20.0 dB e banda que se estende de 1MHz até 10MHz, garantindo o funcionamento com sinais de US nas frequências comuns de 1.0, 2.5, 5.0 e 10 MHz usados nas aplicações de inspeção de estruturas metálicas e condições diversas de acoplamento entre o transdutor sensor e o transdutor sendo verificado em emissão.

Escolheu-se o transistor BC547B para os dois estágios após consulta às folhas de especificações de alguns transistores de média frequência comuns no mercado, onde se verificou que eram aptos a fornecer ganhos em torno de 10dB nas frequências e níveis de potencia do projeto. Na figura abaixo se encontra o diagrama do circuito e considerações sobre o projeto do mesmo.

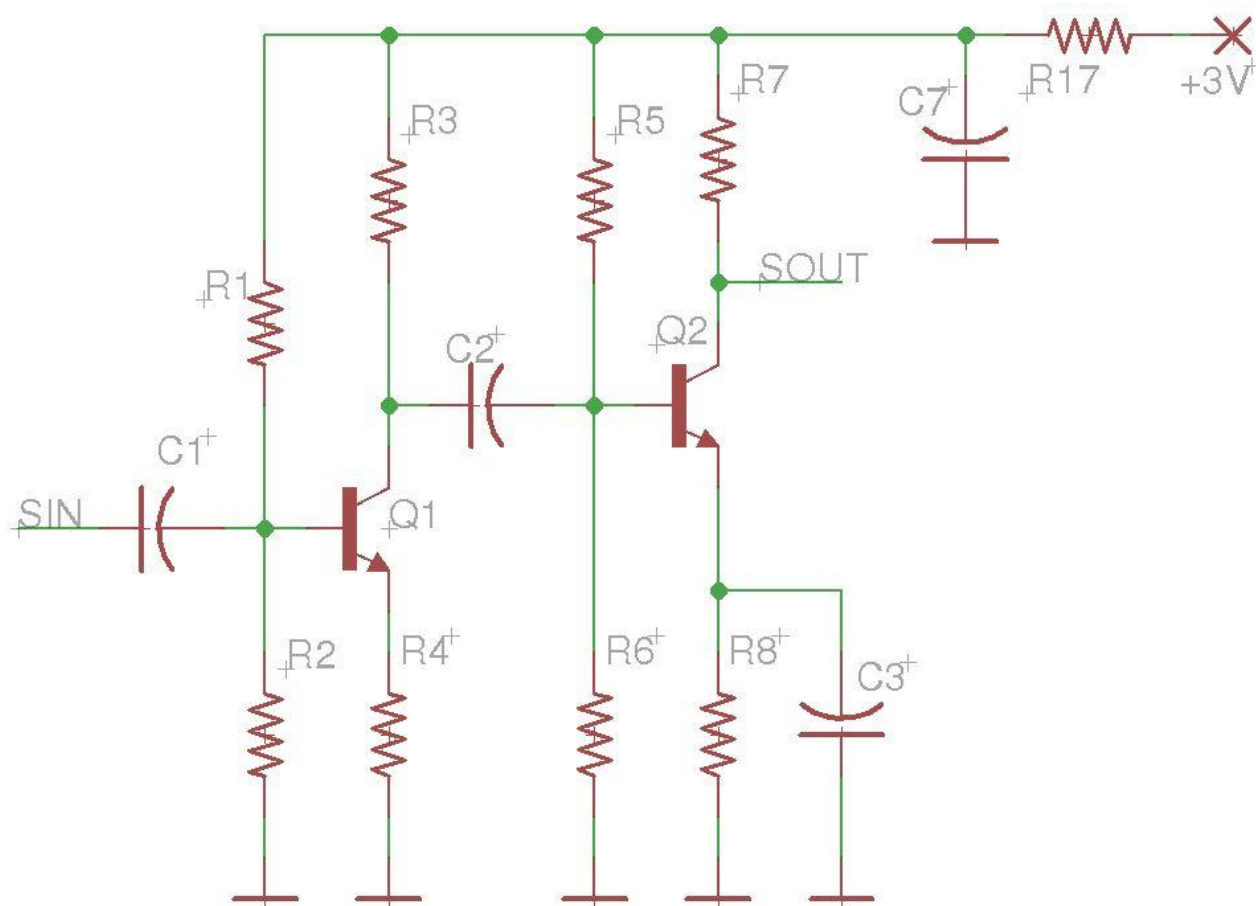


Figura 3: Amplificador de RF

O primeiro estágio é formado por Q1, em emissor comum, sendo polarizado por R1 e R2. O resistor de emissor R4 limita o ganho de tensão do estágio em aproximadamente 9dB na banda passante e garante impedância de entrada suficientemente grande para ser adequada às características de diversos tipos de transdutores que possam ser utilizados como sensor. O resistor de coletor R3 foi escolhido para manter a corrente quiescente baixa (para diminuir o consumo de bateria), mas ainda permitindo um produto ganho/largura de banda adequado. O capacitor de acoplamento de entrada C1 foi calculado para ajustar a frequência de corte inferior do amplificador, agindo como um filtro passa-altas. A memória de cálculo para todos os circuitos encontra-se no capítulo 14.

## 6. O Detector de Pulso

O pulso amplificado é aplicado ao circuito detector de onda completa exibido na figura 4, que funciona da seguinte forma: No semiciclo positivo do pulso de sinal de entrada aplicado à C4 o diodo D1 é levado à condução, enquanto o diodo D2 é mantido cortado. O capacitor C4 carrega-se ao valor de pico positivo do sinal de entrada (menos tensão de barreira do diodo). No semiciclo negativo a tensão em C4 soma-se ao sinal carregando o capacitor C5 através de D2, enquanto D1 fica cortado. Se as constantes de tempo definidas pela impedância da fonte de sinal, pela impedância dinâmica dos diodos e pelos valores dos capacitores forem menores que a duração do semiciclo, C5 se carregará com tensão negativa próxima do valor pico-a-pico do pulso de entrada (descontada as quedas de diodo). Mesmo que inicialmente C5 tenha alguma carga positiva aparecerá sobre ele um pulso negativo capaz de disparar o monoestável ao qual está conectado desde que os semiciclos do pulso de sinal tenham amplitude e largura adequadas (maiores que 0.7 Volts e 100nS). Foram utilizados diodos 1N4148, adequados à detecção de sinais de frequência até 50MHz.

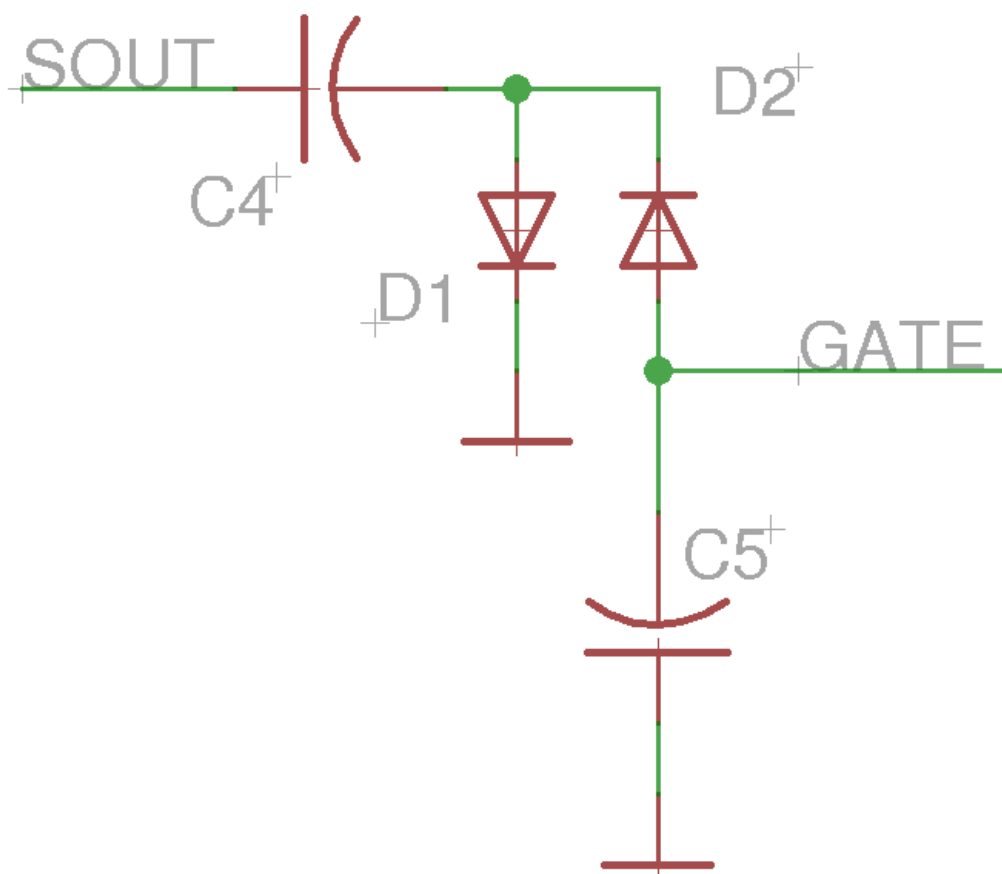


Figura 4: Detector de pulso

## 7. O Multivibrador Monoestável

Para produzir o alargamento do pulso US é utilizado um multivibrador monoestável, construído em torno de 2 transistores bipolares NPN (Q3 e Q4 nos diagramas) do tipo 2N2222A, adequados a comutação rápida em uma topologia que provê também função de Schmitt trigger através de realimentação positiva pelos emissores. O circuito (figura abaixo) funciona como descrito a seguir.

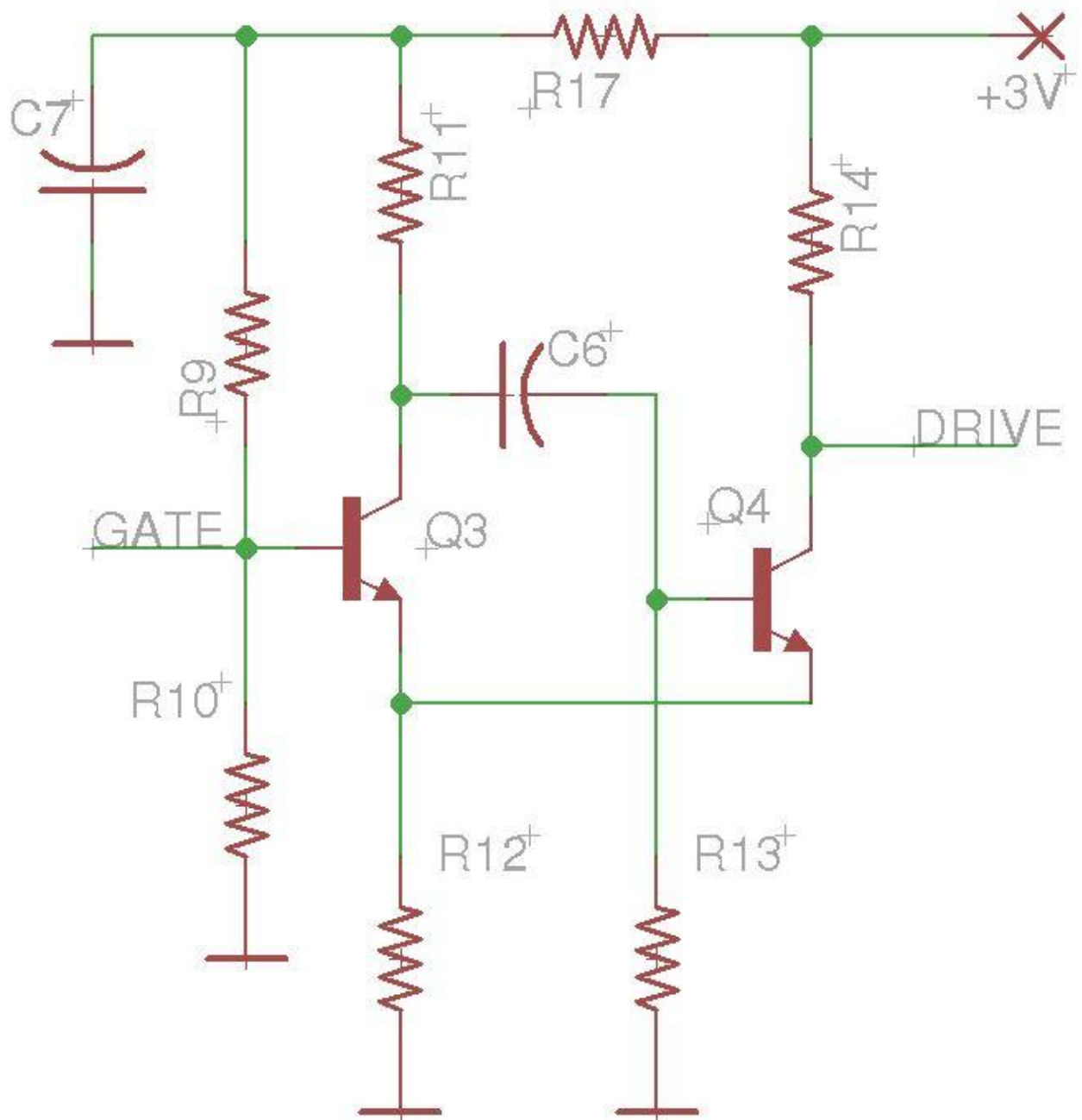


Figura 5: Multivibrador monoestável

Admitindo-se C6 completamente carregado, tem-se que o transistor Q3 está conduzindo próximo a saturação devido o divisor de polarização constituído por R9 e R10 e Q4 completamente carregado pela polarização em o Volts dada por R13. A tensão dos emissores (sobre R12) fica em 0.060 Volts e C6 estará carregado com a tensão de coletor de Q3 (0.15 Volts). Este é o estado estável do circuito, onde

ele se conserva até sofrer a excitação. Pulsos positivos que chegarem a base de Q3 provocaram uma maior condução do mesmo durante o tempo do pulso, baixando um pouco mais sua tensão de coletor, e a aplicação de pequeno pulso negativo a base de Q4 pela ação diferenciadora de C6, o que não muda o seu estado de cortado.

A aplicação de um pulso negativo no ponto GATE, por outro lado, tem o efeito de diminuir a tensão de base de Q3, diminuindo sua corrente de emissor e aumentando sua tensão de coletor. O efeito diferenciador de C6 provoca um pulso positivo na base de Q4 que, se alcançar a tensão de histerese positiva (tensão de joelho da base de Q4, aproximadamente 0.065 Volts, acrescida de sua tensão de emissor) coloca Q4 em condução durante o pulso (C6 é grande o bastante para ter constante de tempo de carga próxima aos 0.20 Segundos, muito maior que os tempos de pulso de excitação) colocando um adicional de corrente em R12, (R14 fornece mais corrente que R11, para garantir a histerese) aumentando a tensão de emissor.

Esse aumento de tensão de emissor devido a corrente de Q4 tem ação de realimentação positiva, diminuindo ainda mais a tensão de base de Q3 em uma ação cumulativa que leva rapidamente Q3 ao corte e por consequência Q4 é levado à saturação devido o aumento da corrente diferenciada em C6 (estado instável do circuito), fazendo com que o sinal de saída, no ponto DRIVE, vá para potencial bem próximo do de terra. Esse efeito é capaz de manter Q4 conduzindo mesmo que o pulso de excitação se extinga, e durará o tempo necessário a carga de C6 por corrente através de R9 e base de Q4. À medida que esta corrente vai diminuindo exponencialmente diminui também a corrente de coletor (e de emissor) de Q4 até o ponto em que a tensão em R12 caia o bastante para Q3 voltar a conduzir. Quando isso ocorre a tensão de coletor de Q3 começa a cair desencadeando ação regenerativa contrária que leva o circuito novamente ao seu estado estável.

Um efeito colateral interessante desta topologia é que, ao ser o circuito energizado o capacitor C6, se carrega pelo resistor R11 e junção de base de Q4, provocando um pulso espúrio que faz o LED piscar, indicado ao operador que a bateria está carregada, o LED não está queimado e o circuito monoestável está operando normalmente. Caso ao ser energizado não aconteça a piscada no LED indicadora de bom funcionamento, o operador deve verificar o estado das pilhas antes de assumir pane no instrumento.

Os valores no circuito foram escolhidos para que o mesmo possa ser excitado por pulsos de potência pequena, use um capacitor de constante de tempo (C6) de valor baixo para que possa ser de plástico (mais estável e confiável) e tenha pequeno consumo de energia. Para satisfazer esses critérios o fornecimento de corrente suficiente ao LED de visualização foi deixado para um circuito amplificador de potência de pulso adicional. A memória de cálculo para as condições estáticas e dinâmicas do circuito encontra-se no capítulo 14.

## 8. O Driver de LED

Para transformar o pulso de tensão do monoestável em um pulso de corrente elevada para o LED foi empregado um amplificador com transistor bipolar NPN em emissor comum, em que o transistor fica cortado durante o repouso e saturado durante o tempo de pulso. Essa abordagem otimiza o consumo de energia (praticamente nenhuma energia consumida durante a condição de repouso). O efeito de diminuição da velocidade de comutação devido a saturação foi desprezado porque o circuito trabalha em velocidades centenas de vezes menor do que os tempos de comutação. O circuito (figura abaixo) funciona do seguinte modo:

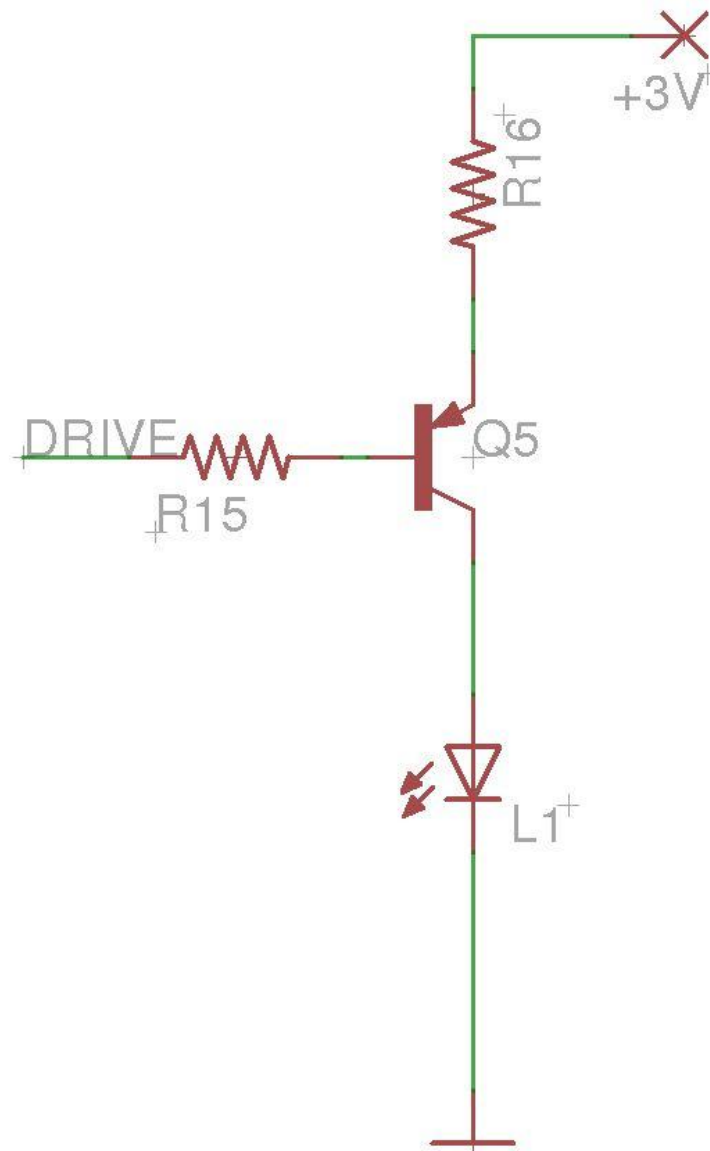


Figura 6: Driver de LED

No estado de repouso do monoestável, com Q4 cortado, não existe corrente circulando por R15 e consequentemente pela base de Q5, mantendo-o cortado. No estado instável do monoestável Q4 satura, drenando corrente de R14 e também de R15 provocando corrente de base no mesmo suficiente para saturá-lo com corrente definida pelo valor de R16 (0.020A) para correto brilho do LED. A memória de cálculo para o circuito encontra-se no capítulo 14.



## 9. Diagrama Completo

O esquema do circuito completo, integrando todos os blocos já descritos acrescidas de alguns componentes extras está na figura abaixo. Seguem-se considerações adicionais.

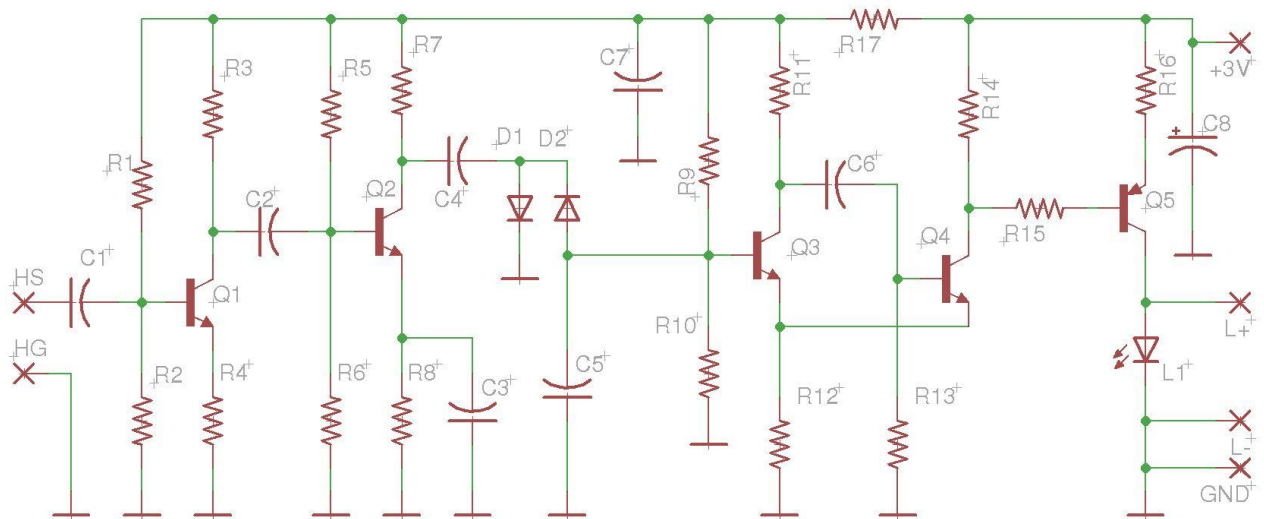


Figura 7: Diagrama completo

O capacitor C8 mantém a impedância da alimentação baixa na situação de bateria em final de vida útil, evitando instabilidades. R17 e C7 formam um filtro de alimentação evitando que os transientes de comutação do LED sejam realimentados ao amplificador de entrada.

## 10. Simulação de Funcionamento

O funcionamento do circuito foi simulado no LTspice, um programa de simulação baseado na linguagem Spice distribuído pela Linear Technology, um grande fabricante de dispositivos semicondutores. Foram feitas simulações do funcionamento do bloco amplificador de modo a ter-se o diagrama de Bode para resposta de frequência e fase e simulação em modo temporal para verificação completa de funcionamento.

A simulação em frequência mostrou resultado muito semelhante ao previsto em projeto, e bastante adequado à necessidade, com pontos de corte de -3dB em 0.91MHz e 8.3MHz, cobrindo bem o uso de transdutores de 1Mhz ate 5Mhz, com ganho de meio de banda de 15dB. O ganho em 10 MHz ainda é razoável, em 11dB, permitindo o uso de transdutores desta frequência. A figura abaixo mostra a curva de Bode obtida.

Além da simulação da análise de frequência foi realizada a simulação completa da análise transiente do circuito, onde se verificou o correto acionamento do LED estimulado pelo sinal de entrada. As figuras abaixo mostram os gráficos das simulações.

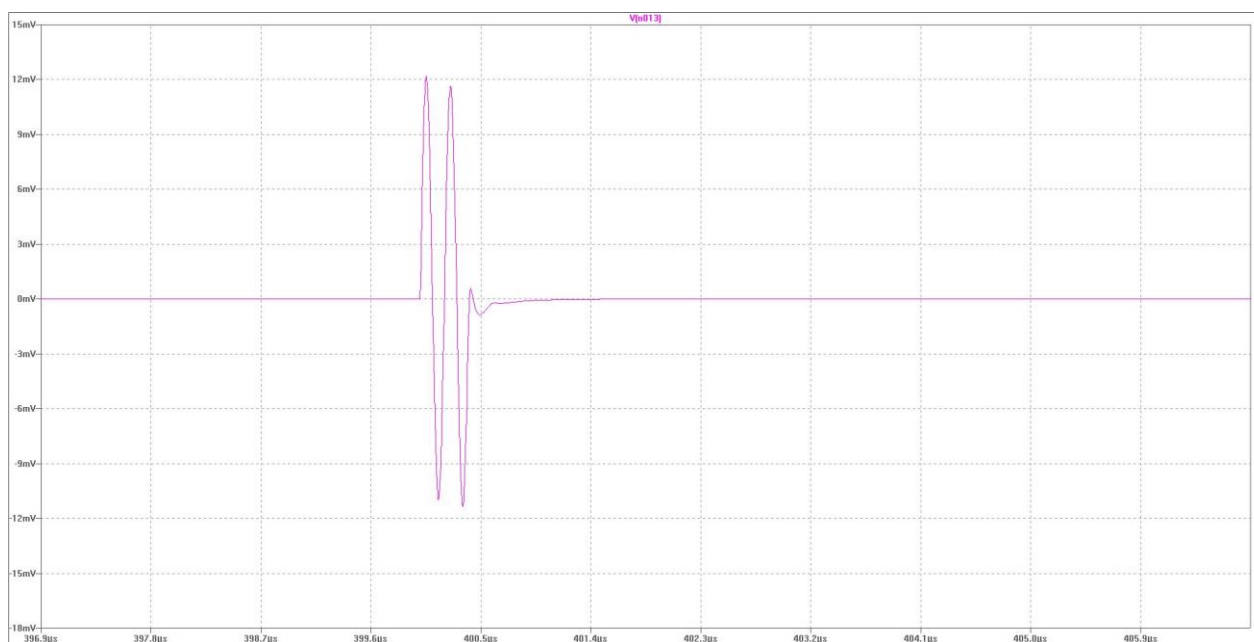


Figura 8: Trem de pulsos para teste transiente

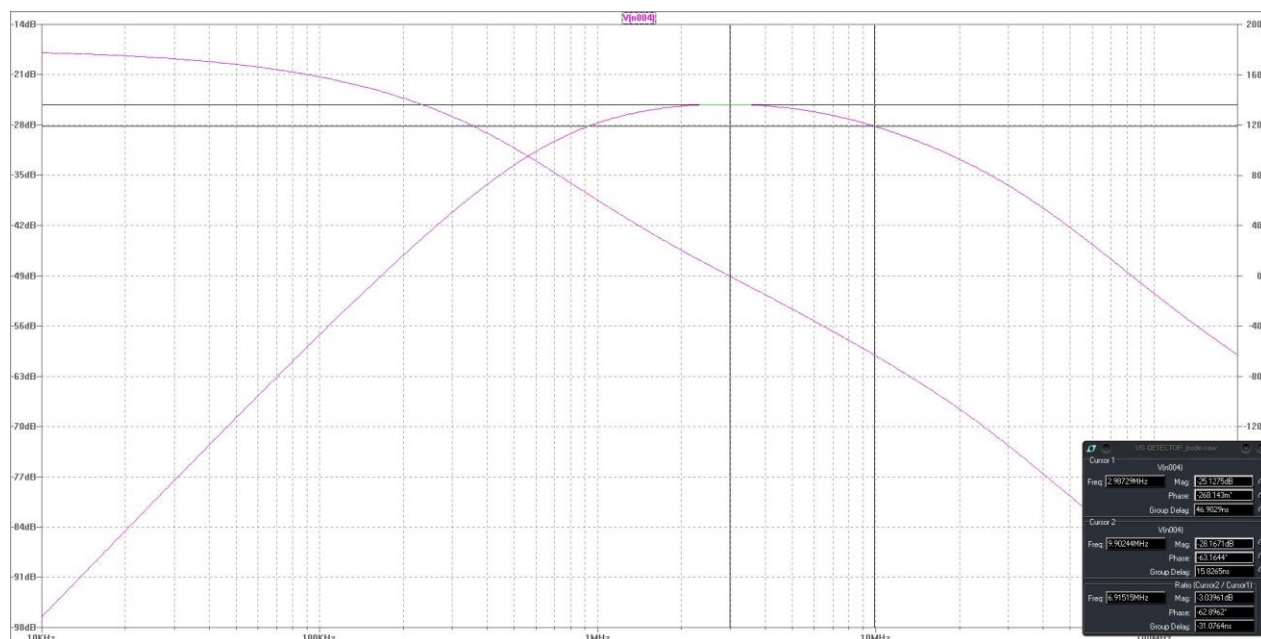


Figura 9: Curva de Bode (ganho = 20 dB, corte superior em 10 Mhz)

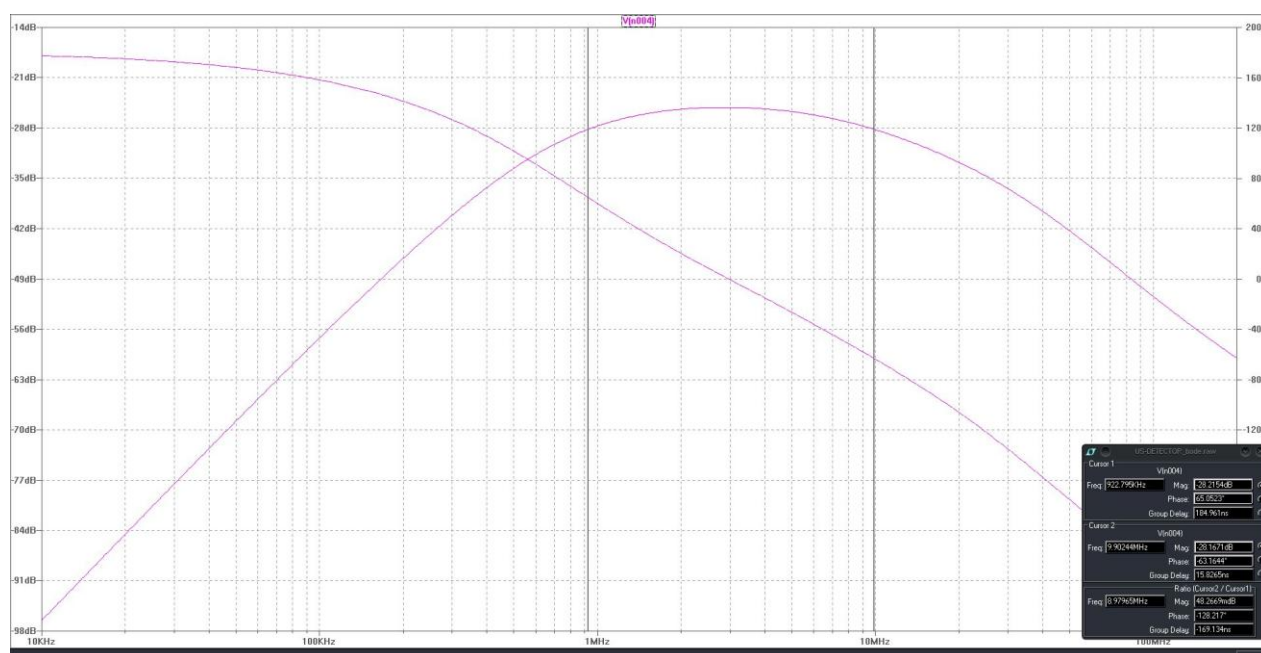


Figura 10: Curva de Bode (corte inferior em 1 MHz, corte superior em 10 MHz)



Figura 11: Sinais principais durante comutação estimulada

No gráfico acima, o traço verde é o sinal de estimulação, o traço azul é a saída do detector e o traço vermelho é a corrente no LED de saída.

## 11. Fabricação do Protótipo

Para a produção do diagrama esquemático necessário à documentação e fabricação de um protótipo para o projeto foi utilizado o aplicativo de CAD de circuitos Eagle. Trata-se de um programa muito versátil e completo, que possibilita a criação tanto de um diagrama esquemático quanto de placa de circuito impresso para montagem do circuito. Esse CAD dispõe de vasta biblioteca de componentes e capacidade de criação de componentes novos. Conta também com ferramentas para produção de arquivos gerbers para CAM, produção de lista de material e tudo o mais necessário para a confecção de circuitos impressos de até 16 camadas. Embora seja um software comercial pode ser utilizado gratuitamente, com a restrição de limite a projetos não muito grandes e complexos.

Segue abaixo imagens do CAD da placa de circuito do protótipo, e da sua realização em circuito impresso instalada no protótipo pronto para ser fechado.

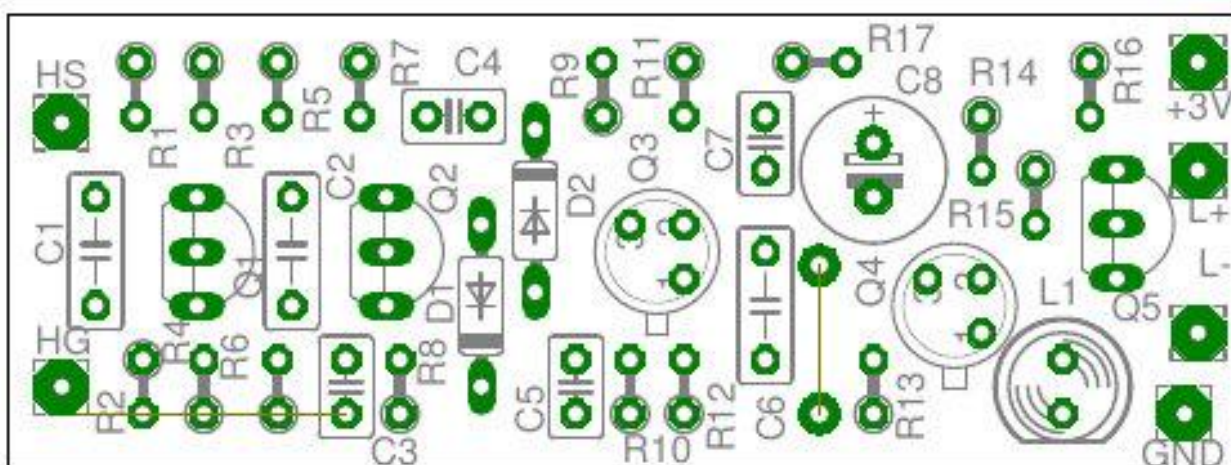


Figura 12: Posicionamento dos componentes no PCB

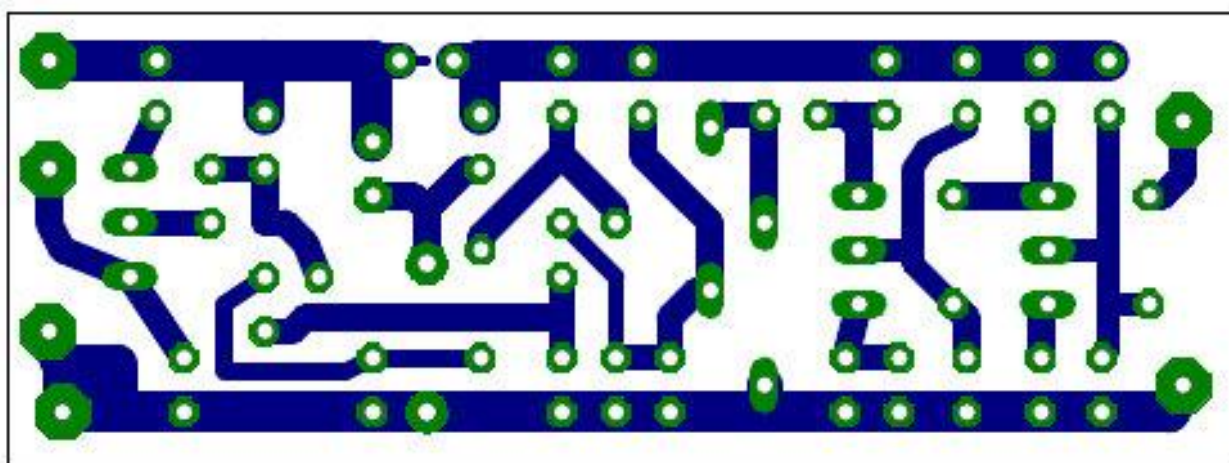


Figura 13: Fiação em cobre no PCB



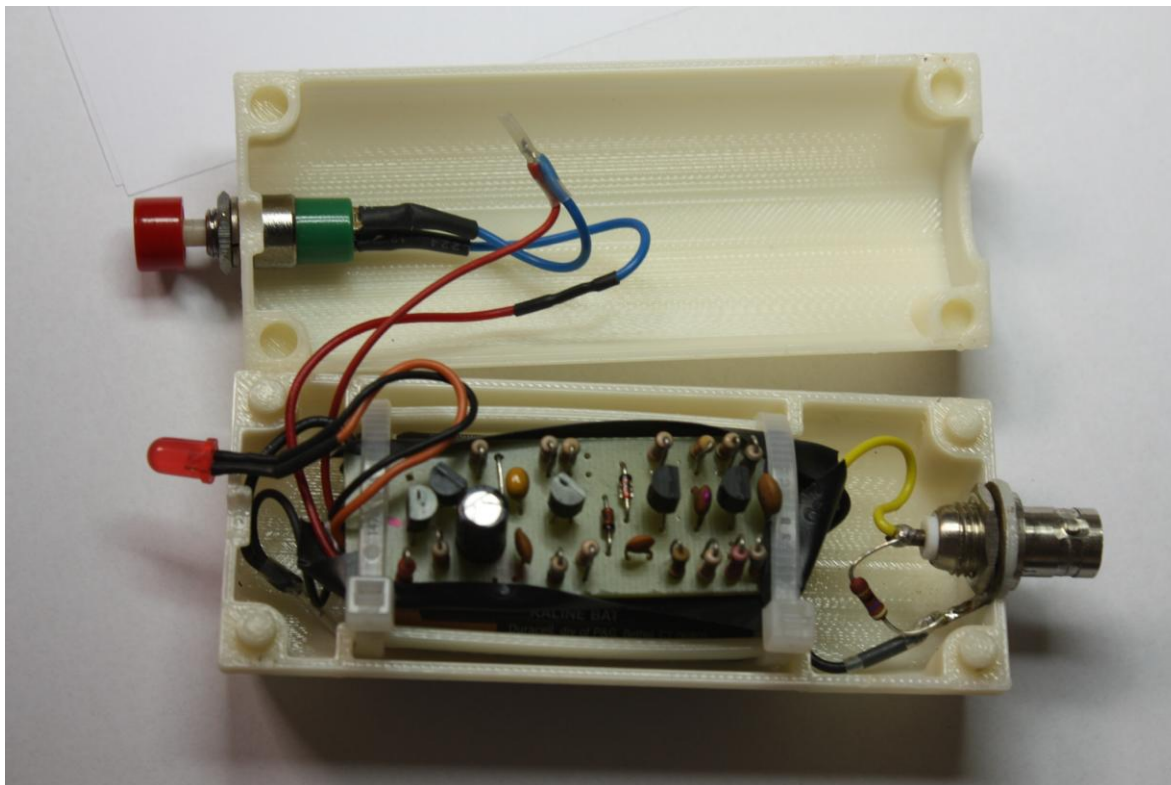


Figura 14: Protótipo aberto em sua caixa

Na foto acima é vê-se, além do PCB, o LED e o interruptor de contato momentâneo (esquerda) e o soquete BNC para conexão do transdutor receptor (direita). O resistor soldado diretamente no conector provê carga adequada (50 Ohms) ao transdutor, necessária para que correta largura de banda sensível.



Figura 15: Protótipo e transdutor US

## 12. Teste com o Protótipo em Laboratório

O protótipo foi avaliado em bancada usando-se um gerador de sinais arbitrários Tektronix AFG3101 para produzir sinais contínuos senoidais para verificação da banda e ganho do amplificador e a salva de pulsos para o teste da funcionalidade completa. Para a medição dos sinais foi utilizado um osciloscópio Tektronics DPO 7104 com ponteiros Tektronix P6139A de 500MHz de banda. Para alimentação foi usada a fonte Tektronics PWS2323.

Foram feitos ensaios de ganho em várias frequências e ensaios de funcionamento completo (indicação visual do pulso) para várias configurações de salva de pulso (número de ciclos, frequência e amplitude), como também o ensaio de visualização de uma salva de pulsos padrão para várias tensões de alimentação que cobriam as situações normais e limites de voltagem para um par de pilhas AA alcalinas.

### 13. Conclusão

Os resultados obtidos com a simulação e ensaios de bancada foram bem semelhantes aos previstos no projeto. Tendo surgido a ocasião do teste de um PIG US protótipo de 64 canais na laboratório de tubos (CTDUT) aproveitei a oportunidade e levei o protótipo para trabalho de campo, onde pude usá-lo plenamente, exatamente da maneira para a qual foi criado.

Foi uma experiência muito interessante e gratificante: como o sistema embutido no PIG em teste era composto por 2 sub-sistemas de 32 canais testava-mos a operação de cada sub-sistema momentos antes de introduzir o PIG no canhão de lançamento. Isso era feito avaliando a emissão de alguns transdutores de cada subsistema. Por duas vezes abortamos o lançamento porque um dos subsistemas estava parado. Depois de efetuado o procedimento de reinicialização e checagem de emissão, o PIG era lançado normalmente. Em uma outra ocasião ambos os subsistemas estavam parados - o PIG estava com o computador de bordo travado.

Fazíamos também a verificação de emissão na chegada do PIG, e por uma vez o PIG voltou com um subsistema parado. As três vezes que evitamos lançar o PIG com problemas provaram a utilidade do indicador, que como especificado cabia, e estava sempre no bolso do meu jaleco.



Figura 16: O protótipo sendo usado em campo



## 14. Memória de Cálculo

Neste capítulo, estão as memórias de cálculo utilizadas no desenvolvimento do circuito.

É importante ressaltar que a identificação dos componentes está de acordo com o diagrama completo da figura 7.

No primeiro estágio (Q1) do amplificador de sinal, foi usado o transistor BC547B, de uso muito difundido e com características adequadas ao projeto.

Este estágio provê alta impedância de entrada e pequeno ganho de tensão.

De acordo com a folha de especificação do BC547B foi escolhido  $I_C = 1.0 \text{ mA}$  para produto ganho/banda de 10 em 10 Mhz, o que dá  $H_{fe} = 10$  em 10 MHz (maior frequência de operação do circuito).

Nesse ponto de operação o  $H_{FE} \gg 100$ , logo para cálculos de ponto de operação DC temos  $I_e = I_c$  e  $I_b$  desprezado.

O uso de pequenos ganhos de tensão em cada estágio do amplificador devido resistores de emissor elevados permitiu desprezar a impedância base-emissor dos transistores, simplificando os cálculos e tornando o circuito bastante imune às variações de qualidade dos semicondutores.

Temos também da folha de dados,  $V_{be} = 0.65V$  para  $I_c = 1.0mA$ .

$V_C =$  Tensão de alimentação = 3.0 Volts nominais (duas pilhas alcalinas AA em série)

Os valores de resistores foram arredondados para os valores da série de 5% mais próximo do calculado.

Para estabilidade do ponto de operação:  $V_e = 0.3 \text{ Volts}$

$$R_4 = V_e/I_e = 0.3/1m = 300 \rightarrow R_4 = 330 \text{ Ohms}$$

Como  $H_{FE} \gg h_{fe}$ ,  $R_8$  foi escolhido para ser o dobro da impedância refletida pelo resistor de emissor, garantindo estabilidade do ponto de operação contra as mudanças de temperatura e variações individuais do transistor, sem baixar significativamente a impedância de entrada do estágio.

$$\text{Logo, } R_2 = 2 \times R_4 \times 10 = 6600 \rightarrow R_2 = 6.8K \text{ Ohms}$$

$$V_B = V_e + V_{be} = 0.30 + 0.65 = 0.95 \text{ Volts}$$

$$R_1 = (V_C - V_B)/(V_B/R_8) = (3.0 - 0.95)/(0.95/6.8K) = 14.7K \rightarrow R_1 = 15K \text{ Ohms}$$

A tensão de coletor foi escolhida em  $V_C - 1.0 \text{ Volt}$ , garantido boa excursão de saída e ainda mantendo a tensão de coletor elevada.

$$R_3 = (V_C - 1.0)/I_c = (3.0 - 1.0)/1mA = 1K \rightarrow R_3 = 1K \text{ Ohms}$$

O segundo estágio (Q2) do amplificador de sinal utiliza também o transistor BC547B, operando com corrente de coletor de 1.35 mA e tensão de emissor de 0.20 Volts, obtendo-se um maior ganho de tensão, sendo que a menor impedância de entrada resultante ainda estava adequada ao estágio anterior. Foram admitidas as mesmas aproximações e características anteriores.

$$R_8 = V_e/I_c = 0.20/1.35mA = 148 \rightarrow R_8 = 150 \text{ Ohms}$$

$$R6 = 20 \times R3 = 3.0K \rightarrow R6 = 3.3K \text{ Ohms}$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 0.20 + 0.65 = 0.85 \text{ Volts}$$

$$R7 = (V_C - V_B) / (V_B / R5) = (3.0 - 0.85) / (0.85 / 3.3K) = 8.3K \rightarrow R7 = 8.2K \text{ Ohms}$$

R7 foi escolhido como no estágio anterior.

$$R7 = (V_C - 1.0) / I_C = (3.0 - 1.0) / 1.35mA = 741 \rightarrow R2 = 680R$$

Os capacitores de acoplamento C1 e C2 foram calculados para obter-se um corte de 3dB na metade da menor frequência de trabalho (1.0 MHz) garantindo o ganho adequado para operação na mesma. Então cada estágio contribui com um corte de 1.5 dB na frequência de corte global, e a curva de atenuação se aproxima de -6 dB/oitava para frequências um pouco abaixo dos 500 KHz, sendo bem adequada à aplicação. As equações utilizadas no cálculo dos dois capacitores estão mostradas abaixo:

$$-1.5dB = 10^{(1.5/20)} = 0.84 = R / \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

$$0.84^2 = R^2 / (R^2 + X_C^2)$$

$$X_C = 0.64R = 1 / (2 \cdot \pi \cdot F \cdot C)$$

$$C = 1 / (2 \cdot \pi \cdot F \cdot 0.64R)$$

$$C = 1 / 2000000R$$

$$2 \cdot 3.14 \cdot 500000 \cdot C = 3140000 \cdot C$$

$$C = 0.64R / 3140000$$

Pelos critérios usados, as impedâncias reais de entrada dos estágios são aproximadamente 0.29 vezes o valor do resistor de base para a terra. Logo:

$$C = 1 / (0.29 \cdot 2000000R) = 1 / 580000R$$

$$\text{Para } C1 \text{ temos que } R_b = 6.8K \rightarrow 253pF \rightarrow C1 = 270 \text{ pF}$$

$$\text{Para } C2 \text{ temos que } R_b = 3.3K \rightarrow 522pF \rightarrow C2 = 560 \text{ pF}$$

Não foi provida uma filtragem adicional para limitar a banda superior devido às próprias limitações de banda dos transistores empregados, que começam a perder ganho drasticamente a partir dos 10 MHz. Foi previsto um capacitor adicional (C3, no emissor de Q2) para fazer pequenos ajustes na banda superior.

O módulo monoestável/trigger usa transistores 2N2222A de comutação rápida, também muito difundido devido o seu ganho elevado, grande velocidade e baixo custo.

As principais características no ponto de operação são:

$$V_{sat} \text{ em } 0.5mA = 0.10Volts \text{ (Tensão de saturação)}$$

$$V_{sat} \text{ em } 1.5mA = 0.10Volts \text{ (Tensão de saturação)}$$

$$HFE = 220$$

$$V_{BE} = 0.65$$

Para boa qualidade de comutação de estados (velocidade e ausência de ringging e disparos falsos) foi adotado um valor de histerese de aproximadamente  $1/4$  de  $V_{be}$  e a razão de corrente no nó de realimentação foi mantida em aproximadamente 3. Para economia de baterias e impedância alta de entrada, ainda mantendo as características de alta frequência foi usada corrente quiescente de 0.50 mA.

Pelos critérios de histerese,

$$V_{hist} 0.65/4 = 165 \text{ mV} \rightarrow V_{hist} = 180 \text{ mV}$$

$$V_I = 180\text{mV}/3 = 60\text{mV} \text{ (Menor tensão no ponto de realimentação)}$$

$$V_h = 60\text{mV} \cdot 3 = 180\text{mV} \text{ (Maior tensão no ponto de realimentação)}$$

As condições no estado estável são:

$$I_I = 0.50\text{mA}$$

$$R_{12} = V_I/I_I = 60\text{mV}/0.50\text{mA} = 120 \rightarrow R_{12} = 120 \text{ Ohms}$$

$$R_{11} = (V_C - V_{sat} - V_I)/I_C = (3.0 - 0.10 - 0.060)/0.5\text{mA} = 5.68\text{K} \rightarrow R_{11} = 5.6\text{K Ohms}$$

E as condições no estado instável são:

$$I_h = 1.50\text{mA}$$

$$I_{r14} = I_h - 0.25 \text{ (folga para excitar o driver de LED)} = 1.25\text{mA}$$

$$R_{14} = (V_C - V_{sat} - V_h)/I_{r14} = (3.0 - 0.10 - 0.18)/1.25\text{mA} = 2.17\text{K} \rightarrow R_{14} = 2.2\text{K}$$

$$V_{cq4} = 0.18 + 0.10 = 0.28 \text{ (tensão de coletor de Q4 em saturação)}$$

Para o driver de LED, foi utilizado o transistor BC557C, que possui as seguintes características:

$$V_{be} (@I_C = 20\text{mA}) = 0.70\text{V}$$

Da folha de especificação do LED, foram obtidos os valores de queda de tensão abaixo:

$$V_{Led} = 2.1 \text{ Volts A } 20 \text{ mA}$$

$$V_{Led} = 2.2 \text{ Volts A } 25 \text{ mA (máximo recomendado para longa durabilidade)}$$

$R_{16}$  foi calculado para fornecer a corrente máxima recomendada para o LED no caso de Q5 completamente saturado, por segurança.

$$R_{16} (V_C - V_{Led})/I_{Led} = (3.0 - 2.2)/25\text{mA} = 0.8/25\text{mA} = 32 \rightarrow R_{16} = 33 \text{ Ohms}$$

$R_{15}$  é calculado para drenar 0.25mA que faltam para a condição instável do monoestável.

Das curvas de região de saturação do BC557C, temos que para 21mA no coletor e 0.25mA de corrente de base a tensão de saturação é de 0.25V ( $V_{sat}$ ).

Operando em 21 mA temos:

$$V_{r16} = 21\text{mA} \cdot 33 = 693 \text{ mV} \rightarrow V_{r16} = 0.70\text{Volts}$$



$$V_B = V_D - V_{r15} - V_{be} = 3.0 - 0.70V - 0.70V = 1.607 \rightarrow V_B = 1.6\text{Volts}$$

$$R_{15} = (V_B - V_{c4}) / 0.25\text{mA} = (1.6 - 0.28) / 0.25\text{mA} = 5.28 \rightarrow R_{15} = 5.6\text{K Ohms}$$

Nessas condições, a tensão no resistor R16 é:

$$V_{r16} = V_c - V_{Led} - V_{sat} = 3.0 - 2.1 - 0.25 = 0.65\text{ Volts}$$

Conferindo a condição de trabalho, temos que:

$$V_{r16} / R_{16} = 0.65 / 33 = 19.7\text{ mA}$$

Ou seja, o LED funcionará com uma corrente ligeiramente menor que a calculada.

## 15. Referências Bibliográficas

- [1] SANTIN, J. L.; **Ultra-som – Técnica e Aplicação**, Editora Unificado, Brasil, 2003.
- [2] SEDRA, S.; SMITH, K.. **Microeletrônica**, 4ª Edição, Pearson Makron Books, São Paulo, Brasil, 2005.