

Filtro de 60 Hz



Número 20  
JAN/FEV 2024

# revista INCBELETRÔNICA



ALARME  
COM  
CÓDIGO



PRÉ-AMPLIFICADOR  
VALVULADO COM  
EQUALIZADOR FENDER

Compressor de Escala Para Monitoria de Tensão

# A chave para acesso irrestrito

Explore milhões de componentes para seu próximo projeto

Coca-Cola® Vault



Embora a fórmula secreta da Coca-Cola® permaneça trancada em segurança a sete chaves, podemos dar-lhe acesso a milhões de componentes eletrônicos, de mais de mil marcas líderes que os engenheiros bem conhecem e confiam – seu ingrediente secreto para o sucesso da sua engenharia.

[br.mouser.com](http://br.mouser.com)



**MOUSER  
ELECTRONICS**

Nº 20  
JAN/FEV  
2024



# ÍNDICE

## EXPEDIENTE

Revista INCB Eletronica  
Revista do Instituto Newton C. Braga  
Ano 3 – Edição nº 20 - 2024

## Editor Administrativo

Newton C. Braga (CEO)

## Editor Técnico

MSc. Eng. Prof. Antonio Carlos Gasparetti

## Produção

Renato Paiotti

## Produção Gráfica

Wilson Caruso Junior - @wcjrdesign

## Atendimento ao leitor

leitor@newtonbraga.com.br

## Atendimento ao cliente

publicidade@newtonbraga.com.br

## Jornalista Responsável

Marcelo Lima Braga

MTB 0064610SP

## Colaboradores

Alexandre José Nário

Antonio Carlos Gasparetti

Claudio Santiago Junior

Hamilton Almeida

Luis Carlos Burgos

Newton C. Braga

Pedro Bertoletti

Renato Paiotti

Não é permitida a reprodução das matérias publicadas sem previa autorização dos editores. Não nos responsabilizamos pelo uso indevido do conteúdo de nossos artigos ou projetos.

## MONTAGEM

- 06 Filtro de 60 Hz
- 12 Compressor de Escala Para Monitoria de Tensão
- 18 Alarme com código
- 24 Pré-Amplificador Valvulado com "Tone Stack"  
Fender

## TECNOLOGIA

- 34 Conheça o TVS - Transient Voltage Suppressor
- 42 Amplificadores de Áudio Classe D

## INTERNET DAS COISAS

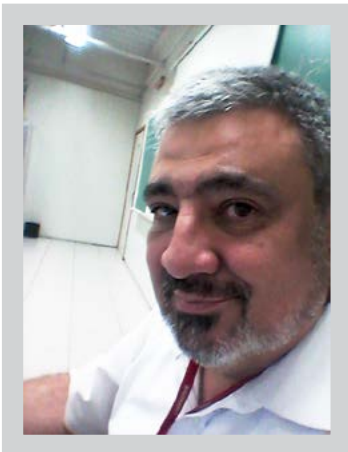
- 52 Controle PID de temperatura com uma ventoinha e leitura de sensor de temperatura

## HISTÓRIA

- 66 Quem foi que inventou a telefonia sem fio?

## DIVERSOS

- 70 Concursos - Vestibulares - ENEM
- 74 Fichas de service
- 76 Noticias e Componentes



**Antonio Carlos Gasparetti**

## EDITORIAL - CONHECENDO TECNOLOGIAS E ELETRÔNICA

Caros leitores,

É com grande prazer que trazemos a mais recente edição da Revista INCB Eletrônica Nº 20, repleta de informações empolgantes para todos os entusiastas da eletrônica. Nesta edição, destacamos uma série de montagens eletrônicas, cada uma delas projetada para despertar sua curiosidade e inspirar sua criatividade.

### MONTAGENS:

- **Pré-Amplificador Valvulado com “Tone Stack” Fender:** Destacamos este projeto emocionante que captura o som autêntico e vintage das válvulas, combinado com o lendário “tone stack” da Fender para ajustes tonais precisos e excepcionais. É uma oportunidade única de experimentar a verdadeira essência do som.
- **Filtro de 60 Hz:** Aprenda a construir um filtro especializado para atenuar o ruído indesejado de 60Hz em seus amplificadores de som, garantindo uma experiência auditiva mais clara e agradável.

• **Compressor de Escala Para Monitoria de Tensão:** Descubra uma solução inteligente para melhorar a precisão das leituras de bobinas móveis nos extremos da escala, proporcionando resultados mais confiáveis e consistentes.

- **Alarme com Código:** Explore a montagem de um alarme automotivo temporizado utilizando SCR's, uma forma eficaz de proteger seu veículo com um sistema de segurança personalizado.

### TECNOLOGIA:

- **Conheça o TVS (Transient Voltage Suppressor):** Descubra como proteger seus equipamentos eletrônicos contra surtos de tensão, garantindo sua segurança e durabilidade.
- **Amplificadores de Áudio Classe D:** Explore uma explicação simples sobre os modernos amplificadores de áudio Classe D, conhecidos por sua eficiência e qualidade sonora.

### INTERNET DAS COISAS (IOT):

- **Controle PID de Temperatura com Arduino Nano:** Aprenda a controlar a temperatura em casa de forma inteligente, utilizando Arduino Nano e sensores simples.

### HISTÓRIA DA ELETRÔNICA:

- **Quem foi que inventou a telefonia sem fio?** Conheça os pioneiros que revolucionaram a comunicação sem fio e moldaram o mundo como o conhecemos hoje.

### EDUCAÇÃO E INFORMAÇÃO:

- **Concursos, Vestibulares, ENEM:** Prepare-se para desafios futuros com nossos recursos educacionais especialmente selecionados.
- **Fichas de Service:** Reconheça a importância das fichas de serviço para a manutenção de equipamentos eletrônicos.

### NOTÍCIAS E COMPONENTES:

Mantenha-se atualizado com as últimas novidades do mundo da eletrônica, oferecendo insights valiosos para seus futuros projetos.

Esperamos que esta edição inspire você a explorar novos horizontes e aprimorar suas habilidades no fascinante mundo da eletrônica. Aproveite a leitura! Forte Abraço!



Chegamos a mais uma edição da nossa revista INCB Eletrônica. São 40 meses de atividades, reunindo sempre artigos novos, recuperando artigos antigos e conseguindo novos colaboradores. Nosso trabalho continua e sempre de olho nas novas tecnologias. Não é uma simples revista como nos velhos tempos. É muito mais. Com a ideia de que em nosso tempo todas as mídias são interligadas ela não apenas oferece links para nossas outras mídias como vídeos, cursos, livros e uma infinidade de matéria complementar em nosso site, como ela também representa um trabalho inverso. As outras mídias, para quem deseja ter material como nos velhos tempos, mas de um tema moderno, a indicam, este ou todos os outros números que podem ser baixados gratuitamente

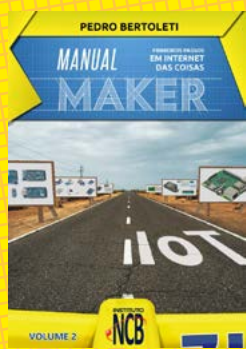
em nosso site. Acompanhe-nos também pelas nossas outras mídias. Mantenha-se em dia com as novidades tecnológicas de nosso mundo.

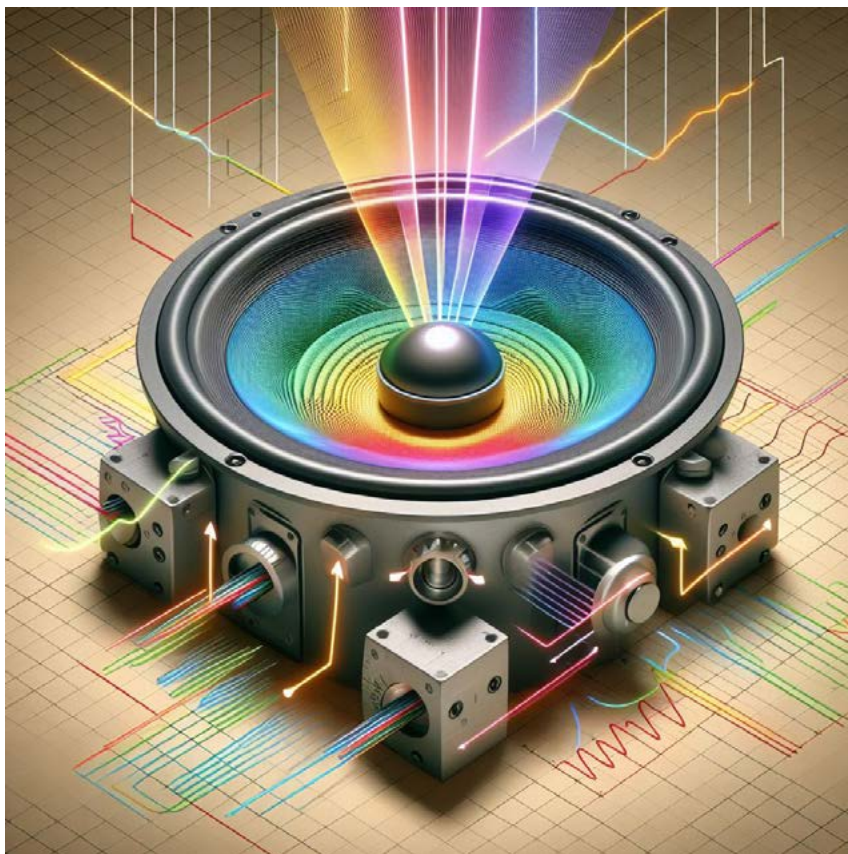
# APRENDA ELETRÔNICA



No formato  
Impresso e e-Book

[newtoncbraga.com.br/livros](http://newtoncbraga.com.br/livros)





# FILTRO DE 60 HZ

≡ **Newton C. Braga**

Nada mais incômodo, para os que gostam de mexer com circuitos de áudio, a verificação de que ocorrem rancos de 60 Hz (da rede de alimentação) quando o aparelho é ligado. Se a causa não está em circuitos internos, filtragens ou blindagens imperfeitas, encontrar uma solução para eliminação pode ser bastante trabalhosa a não ser que você tenha um FILTRO DE 60 Hz.

Ele está em toda parte! Você liga um amplificador e coloca o dedo numa das entradas para que ele se manifeste: o ronco de 60 Hz. Produzido pelos circuitos da rede de energia este ruído preenche todos os ambientes e é captado com muita facilidade pelos circuitos sensíveis de áudio.

Basta uma blindagem imperfeita, um cabo mais longo, uma conexão imperfeita para que possa haver a indução de sinal e pronto: o ronco aparece em fones, alto-falantes, gravações, na forma de ondulações de imagem nos equipamentos de vídeo etc.

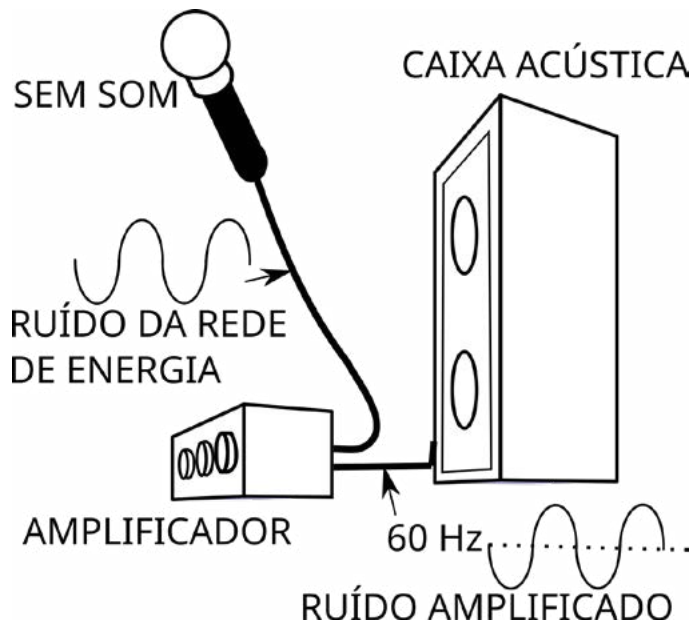


Figura 1 - O ruído amplificado nos cabos.

Evidentemente, verificações de cabos, blindagens, conexões são a melhor forma de se eliminar os problemas desses roncoss, mas existem casos em que isso não é possível. Quando muitos equipamentos são interligados, a enorme quantidade de cabos funciona como uma verdadeira antena, e por melhores que sejam esses cabos e suas conexões, um pouco de ronco acaba aparecendo.

Uma forma de se eliminar ou reduzir a níveis desprezíveis os roncoss de 60 Hz consiste em se utilizar um filtro. Intercalado entre a entrada de um amplificador e a fonte de sinais, ele funciona como um bloqueio, mas somente para sinais na frequência de 60 Hz, para o qual é sintonizado. Sinais de outras frequências podem passar praticamente sem atenuações.

O projeto que descrevemos neste artigo é de um pequeno filtro para sinais fracos, ou seja, sinais de microfones, pré-amplificadores, captadores de instrumentos musicais, fonocaptadores e é alimentado por uma bateria comum de 9V. Como seu consumo é bastante baixa esta bateria terá excelente durabilidade.

Características:

- Frequência central de rejeição: 60 Hz (com sintonia fina)
- Faixa sintonizada: 55 a 65 Hz
- Tensão de alimentação: 9V
- Consumo: 200 uA (tip)
- Impedância de entrada: 50 k ohms
- Atenuação em 60 Hz: 80 dB (tip)

## COMO FUNCIONA

Uma configuração bastante eficiente para a elaboração de filtros passa-faixas ou rejeitores de faixas em áudio é o que emprega a rede de duplo T conforme mostra na figura 2.

$$f = \frac{1}{2 \pi R C}$$

f = HERTZ

R = OHMS

C = FARADS

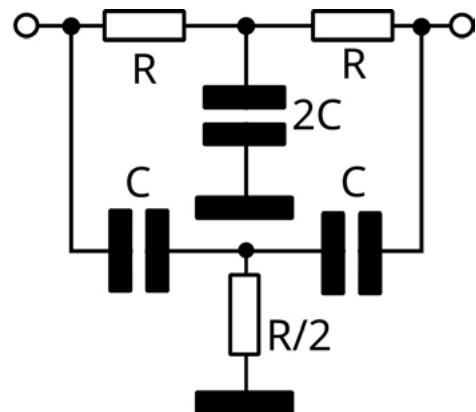


Figura 2 - O duplo T e a fórmula de ressonância.

Esta rede é formada por capacitores e resistores que, pelos valores determinam a frequência em que ela é sintonizada. Na frequência de sintonia, esta rede apresenta uma impedância muito alta devendo, entretanto, os componentes manterem as relações de valores indicadas.

Para termos um filtro que rejeite uma determinada frequência, basta usar uma etapa transistorizada com uma realimentação que seja feita por meio deste duplo T.

É justamente isso que fazemos usando então um transistor BC549 de baixo nível de ruído e alto-ganho de modo a interferir o mínimo possível no sinal de áudio que deve passar para o sistema de som.

No nosso circuito, de modo a mantermos um bom nível para o sinal que passa pelo filtro e termos uma impedância elevada de entrada, empregamos a configuração de coletor comum, com a retirada do sinal pelo emissor.

No duplo T colocamos ainda um componente de ajuste de modo a compensar as tolerâncias dos componentes e assim levar o circuito a rejeitar exatamente a frequência desejada. Na figura 3 temos a curva aproximada de rejeição obtida com o filtro.

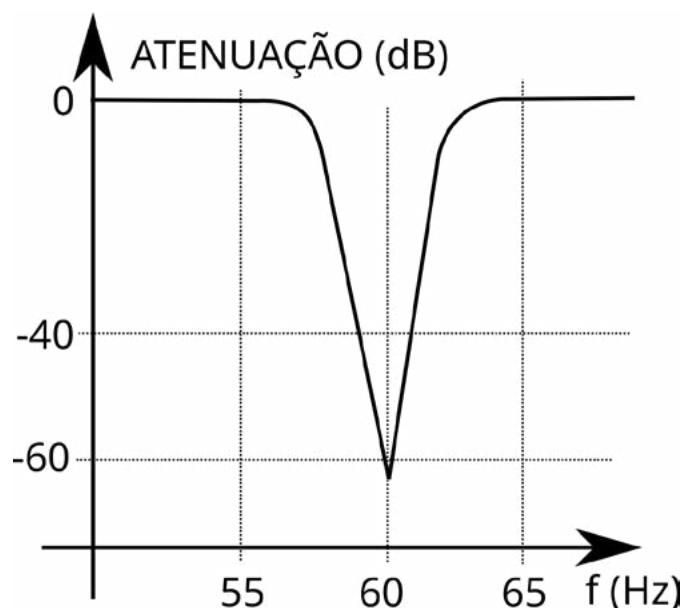


Figura 3 - Curva de rejeição do filtro.



Na verdade, se o leitor quiser alterar o circuito para rejeitar outras frequências, alterações podem ser feitas nos capacitores, mantendo-se os resistores com os valores indicados.

Determinadas redes de energia estão sujeitas à ruídos de máquinas industriais que podem ocorrer em frequências diferentes de 60 Hz. Esses ruídos, que eventualmente afetam um equipamento, desde que tenham suas frequências identificadas, podem ser eliminados com um filtro apropriado.

O próprio ruído gerado por um motor de rotação fixa (e, portanto, frequência fixa) de um ventilador num amplificador de potência, pode ser cortado com um filtro como este, se a filtragem direta da corrente que o alimenta não resolver o problema.

## MONTAGEM

Na figura 4 temos o diagrama completo do aparelho, que corresponde naturalmente a um canal. Para um equipamento estéreo sujeito ao problema devem ser montados dois filtros.

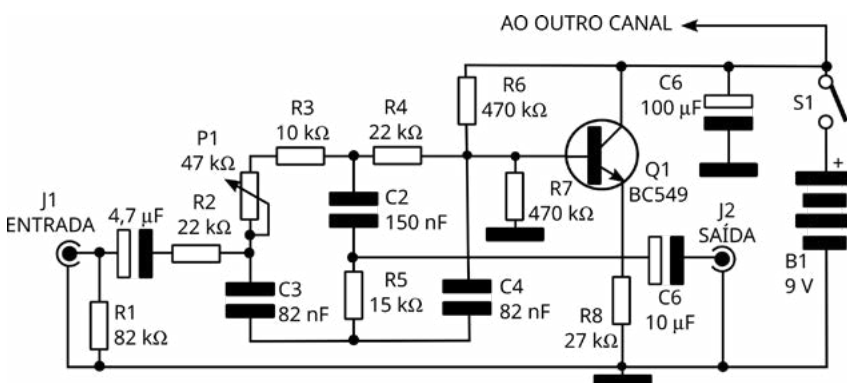


Figura 4 - Diagrama de um canal do filtro e 60 Hz.

É importante que as conexões de entrada e saídas dos sinais sejam blindadas com as malhas devidamente aterradas, se possível em ponto comum, para que os ruídos que se tenta eliminar, sejam novamente captados. A utilização de uma caixa metálica é altamente recomendável para o projeto, no sentido de funcionar como blindagem.

O transistor é o BC549, mas se não houver necessidade de um transistor de baixo nível de ruído na aplicação visada pode ser usado o BC548. Os resistores são de 1/8W com 5% ou mais de tolerância e os capacitores menores, usados no filtro devem ser de poliéster. Os capacitores maiores são eletrolíticos para 12V ou mais de tensão de trabalho.

P1 é um trimpot, para permitir o ajuste interno da frequência de rejeição. Para a bateria deve ser usado um conector apropriado, com a observação da polaridade no momento da conexão. Os jaques devem ser de acordo com os cabos de sinais que serão usados. Os tipos mais comuns neste tipo de aplicação são os RCA.

## PROVA E USO

Para provar e ajustar, ligue a saída do filtro na entrada de um amplificador, conforme mostra a figura 5.

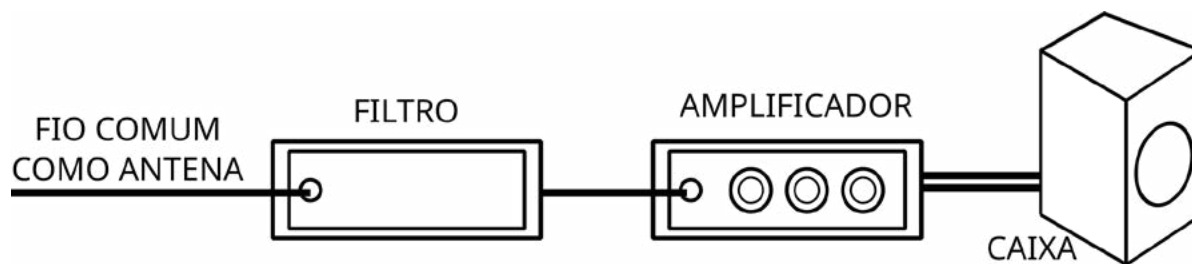


Figura 5 - Atuar sobre P1 para reduzir o ronco.

Ligue na entrada do filtro um plugue apropriado com um fio no pólo vivo, mas do tipo simples (sem ser blindado) para servir de fonte de roncões. Abra o volume do amplificador até ouvir o ronco de 60Hz claramente e com o filtro acionado ajuste P1 até notar uma boa atenuação do ronco.

O ajuste também pode ser feito com base na observação da forma de onda obtida num osciloscópio.

Feito o ajuste, o filtro está pronto para uso. Se a intercalação do filtro com a fonte de sinal provocar distorções ou perdas nos sinais é porque as características do filtro não se adaptam às da fonte, não devendo o mesmo ser usado nestas condições.

## LISTA DE MATERIAL

### Semicondutores:

- Q1 - BC549 - transistor NPN de baixo ruído

### Resistores: (1/8W, 5%)

- R1 - 82 k ohms
- R2, R4 - 22 k ohms
- R3 - 10 k ohms
- R5 - 15 k ohms
- R6, R7 - 470 k ohms
- R8 - 27 k ohms
- P1 - 47 k ohms - trimpot

### Capacitores:

- C1 - 4,7 uF/12V - eletrolítico
- C2 - 150 nF - cerâmico ou poliéster
- C3, C4 - 82 nF - poliéster
- C5 - 100 uF/12V - eletrolítico
- C6 - 10 uF/12V - eletrolítico

### Diversos:

- J1, J2 - jaques RCA - ver texto
- B1 - 9V - bateria
- S1 - Interruptor simples
- Placa de circuito impresso, caixa para montagem, fios blindados, conector de bateria, fios, solda etc.



# SENSIRION

## SENSORES DE QUALIDADE DO AR DA SÉRIE SEN5X



Transfer Multisort Elektronik Sp. z o.o.  
Łódź, Poland, [export@tme.eu](mailto:export@tme.eu)

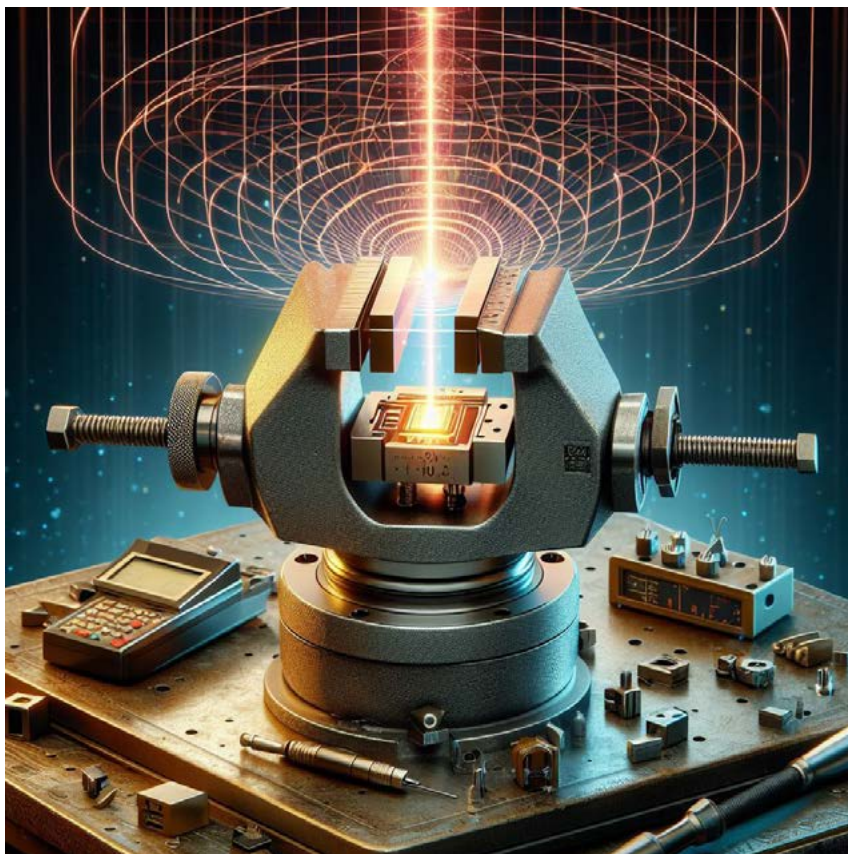
Find us on the most popular social media:



[tme.eu](https://tme.eu)

**YOU NEED IT, WE HAVE IT!**

■ ■ ■ ■ [tme.com](https://tme.com) ■ ■



# COMPRESSOR DE ESCALA PARA MONITORIA DE TENSÃO

≡ Newton C. Braga

Descrevemos uma simples montagem que pode ajudar a aproveitar um instrumento analógico numa aplicação prática. O que este circuito faz é ampliar uma escala na região da tensão monitorada e comprime a mesma escala na região próxima a zero.

Com isso, obtemos maior precisão na manutenção de uma tensão numa carga. O instrumento usado como exemplo é um miliamperímetro comum de 1 mA de bobina móvel e o aparelho é ideal para monitoração da tensão da rede de 110 V ou 220 V.

## A IDEIA

Um dos problemas dos voltímetros comuns que utilizam um miliamperímetro de bobina móvel é a sua linearidade, que reduz a precisão em torno de uma determinada tensão que deve ser fixa.

Como o que precisamos num caso de monitoria é uma precisão maior em torno do valor desejado, não importando o restante da escala, uma

solução interessante para o problema é a utilização de um compressor de escala.

O circuito que apresentamos “comprime” uma escala na sua extremidade inferior, ou seja, próximo de zero, possibilitando assim uma ampliação com maior precisão em torno de um valor monitorado.

Este circuito é ideal para o caso em que se deseja manter fixa a tensão sobre uma carga a partir de uma rede de alimentação de 110 V ou 220 V, por exemplo. Uma das aplicações possíveis seria intercalá-lo entre um estabilizador de tensão e a carga (figura 1), ou simplesmente junto à rede para monitoria.

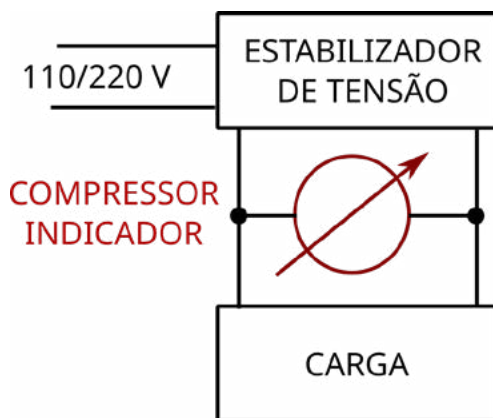


Figura 1 – Sugestão de uso

Todos os componentes utilizados são comuns e o circuito serve tanto para a rede de 110 V como 220 V. Evidentemente, baseado nos cálculos que daremos, você poderá fazer as devidas modificações para operação em outras tensões.

### O CIRCUITO

A ideia básica do nosso projeto é utilizar um diodo zener para modificar a linearidade de resposta de um instrumento, com uma conseqüente alteração de seu fator de escala.

O circuito básico é mostrado na figura 2, e consiste numa ponte de medida em que em um dos braços ligamos o dispositivo não linear, que é o diodo zener.

Para esta ponte temos uma indicação dada por:

$$U_0 = k \times U_e$$

Onde  $k$  é o fator de escala,  $U_0$  é a tensão sobre o instrumento e  $U_e$  a tensão de entrada. No ponto de junção do zener com o instrumento (X) a tensão se mantém inalterada, mesmo quando a tensão de entrada varia,

O resistor  $R_3$ , em série com o zener, estabiliza a corrente no circuito por motivos óbvios. No ponto Y de junção dos resistores  $R_1$  e  $R_2$  ajusta-se a tensão de modo que se obtenha um zero no instrumento com valores de entrada próximos da tensão que se deseja monitorar.

Com a variação da tensão de entrada, a tensão na junção de  $R_1$  e  $R_2$  variará de tal forma que teremos uma deflexão rápida do instrumento que chegará ao fim de escala. Assim, ajustando o ponto de nulo em

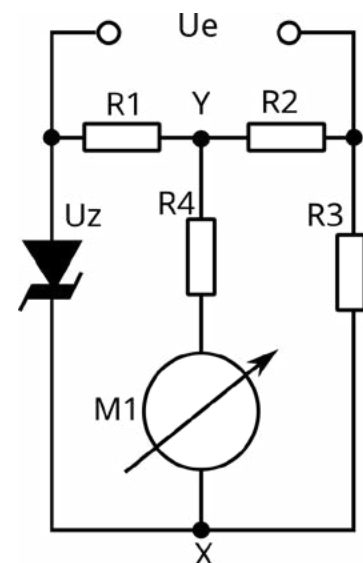


Figura 2 – Circuito básico

90 V, para uma rede de 110 V teremos uma deflexão de fim de escala com 130 V ou pouco mais.

A figura 3 mostra o ponto da curva característica do diodo zener em que trabalhamos.

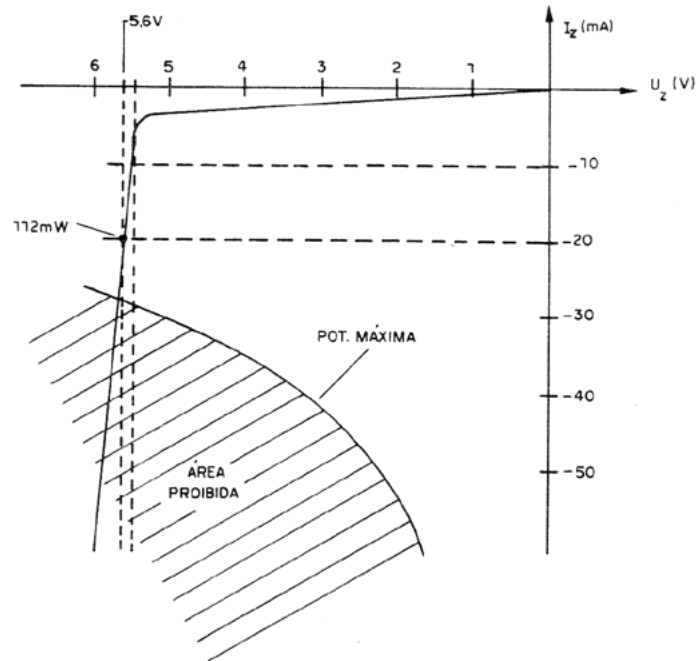


Figura 3 – Ponto escolhido da curva do zener

Esta curva serve de base para determinação dos elementos empregados no nosso circuito. Conforme podemos ver, numa ampla faixa de correntes, de 10 a 50 mA, os valores se mantêm constantes.

Podemos então fixar o ponto de operação em 5,6 V e 20 mA, o que nos leva a uma dissipação de:

$$P = 5,6 \times 0,02 = 0,112$$

$$P = 112 \text{ mW}$$

O diodo usado é de 400 mW, o que está dentro das especificações: O cálculo de R3, para uma tensão máxima de entrada de 130V, 5,6 V sobre o diodo zener e corrente desejada de 20 mA, é dado por:

$$R3 = (U_{\text{máx}} - U_z) / I_z$$

$$R3 = (130 - 5,6) / 0,02$$

$$R3 = 62209$$

A dissipação neste componente será dada por:

$$P = U \times I$$

$$P = 124,4 \times 0,02$$

$$P = 2,48 \text{ W}$$

No circuito final usaremos para este elemento um potenciômetro de ajuste de fio de 10 k x 5 W, em série com um resistor de 1k. O divisor de tensão formado por R1 e R2 deve também ser percorrido por uma corrente de 20 mA.

Assim, partimos inicialmente do fato de que R2 deve ter em seus terminais a mesma tensão do zener, ou seja, 5,6 V. Seu valor será dado então por:

$$R2 = U_z / I$$

$$R2 = 5,6 / 0,02$$

$$R2 = 280 \text{ ohms}$$

A ligação de um resistor fixo de 100 ohms em série com um trimpot de 220 ohms permite ajustar facilmente o ponto correto de funcionamento. A dissipação destes elementos pode ser baixa, pois:

$$P = 5,6 \times 0,02$$

$$P = 0,112$$

$$P = 112 \text{ mW}$$

Já para R1 o valor é dado por:

$$R1 = (U_e(\text{mín}) - 5,6) / 0,02$$

$$R1 = (90 - 5,6) / 0,02$$

$$R1 = 84,4 / 0,02$$

$$R1 = 4\,220 \text{ ohms}$$

Sua dissipação será de:

$$P = 84,4 \times 0,02$$

$$P = 1,68 \text{ W}$$

Um potenciômetro de fio de 10 k em série com um resistor de 1 k permitirá o ajuste no ponto correto. Para calcular o resistor em série com o instrumento (R4) devemos partir da tensão máxima no divisor. Esta tensão vai ocorrer quando a tensão de entrada for de 130 V no nosso caso:

$$U1/U2 = 280/4\,500$$

$$U1/130 = 280/4\,500$$

$$U = 8,08 \text{ V}$$

Assim, a tensão no miliamperímetro de 0-1 mA será de:

$$U_m = 8,08 - 5,6$$

$$U_m = 2,48 \text{ V}$$

Para uma corrente de 1mA de fundo de escala, isso representa uma resistência total de:

$$R4 = 2,48 / 0,001$$

$$R4 = 2\,480 \text{ ohms}$$

Na prática usamos um trimpot de 4k7 em série com um resistor de 1 k. Neste caso, a dissipação será bem pequena, conforme pode ser calculado. De posse de todos os valores calculados podemos facilmente partir para o circuito definitivo e a montagem.

## **MONTAGEM**

Na figura 4, temos o diagrama completo do aparelho.

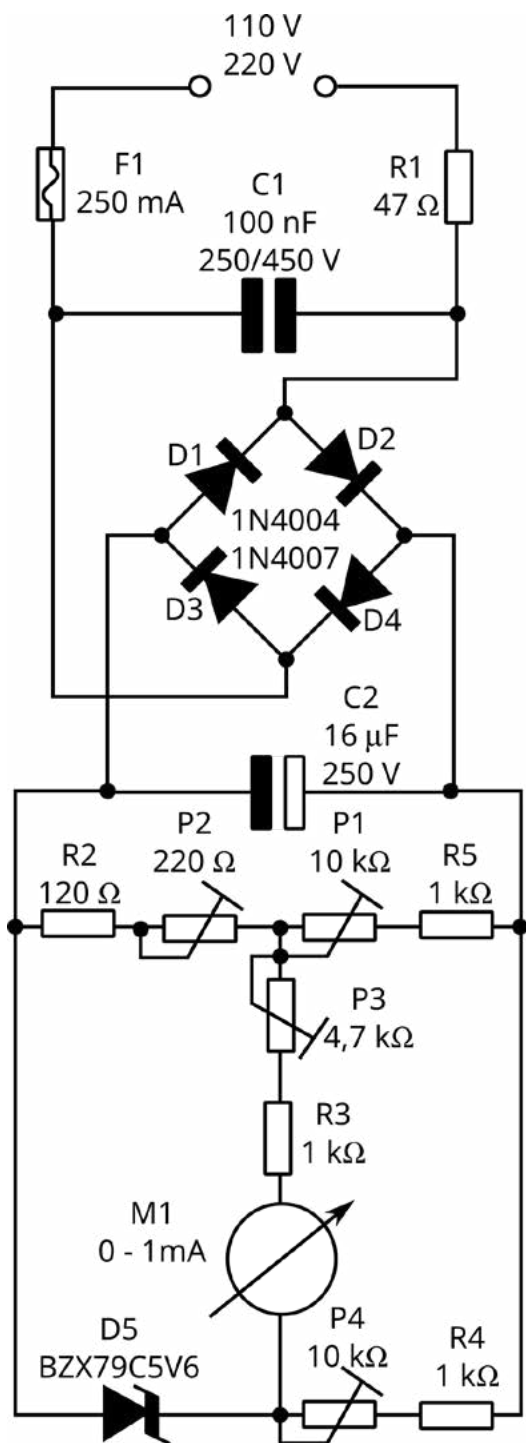


Figura 4 – Diagrama completo do aparelho

Na figura 5, temos uma sugestão de uma placa de circuito impresso.

O capacitor C1 deve ser de poliéster com uma tensão de trabalho de pelo menos 250 V se a rede for de 110 V. Se for de 220 V deve ser de pelo menos 450 V. Os díodos da ponte serão os 1N4004 ou 1N4007 se a rede for de 110 V.

Para a rede de 220 V só podemos usar os 1N4007. C2 é um eletrolítico de alta tensão, de 250 V se a rede for de 110 V e 450 V se a rede for de 220 V. Os demais componentes foram calculados e estão especificados na parte referente ao funcionamento e na lista de material.

O miliamperímetro é do tipo de bobina móvel de 0-1 mA. Para outros fundos de escalas devemos proceder a novos cálculos para os componentes.

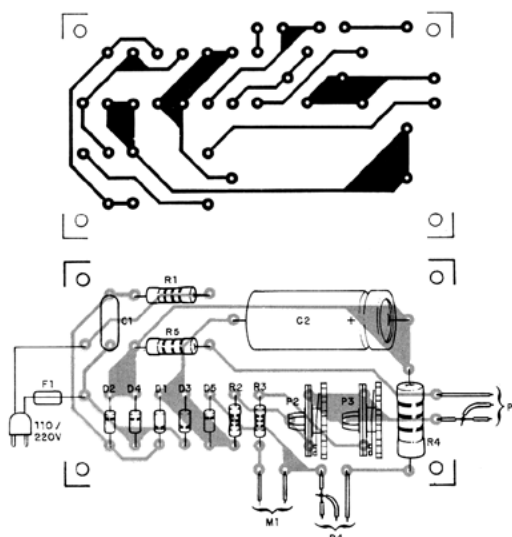


Figura 5 – Placa de circuito impresso para a montagem

## AJUSTE E USO

Inicialmente, coloca-se P4 numa posição que corresponda a aproximadamente metade de seu curso, para que a corrente em D5 seja da ordem de 20 mA. Aplica-se uma tensão de 100 V na entrada (a monitoria pode ser feita com um multímetro comum na escala de tensões alternadas).

Esta aplicação pode ser feita com a ajuda de um transformador estabilizador de tensão manual. Ajusta-se inicialmente P4 para se obter uma leitura nula no instrumento M1. Depois, aplica-se uma tensão de 130 V na entrada e ajusta-se P3 de modo a se obter a tensão de fundo de escala do instrumento.

P1 deverá estar também ajustado para meio giro. Um retoque é feito depois, com a aplicação de 100 V na entrada e ajuste de P1 e P2 para aproximadamente 5,6 V na junção de P1 com P2. Desenha-se no instrumento, posteriormente, o ponto da escala que corresponde aos 110 V. Comprovado o funcionamento e feitos os ajustes, o aparelho pode ser instalado definitivamente.



Observe que podemos usar um multímetro digital na escala de corrente apropriada, eventualmente com um resistor em paralelo devidamente calculado, para obter a mesma monitoria digital.

#### LISTA DE MATERIAL

D1I a D4 - 1N4004 ou 1N4007 - diodos de silício - ver texto

D5 - BZX79C5V6 - diodo zener de 5V6 x 400 mW

M1 - 0-1 mA - instrumento de bobina móvel

F1 - 250 mA - fusível

C1 - 100 nF x 250 V - capacitor de poliéster

C2 - 16 uF X 250 V - capacitor eletrolítico

P1, P4 - 10k x 5 W - potenciômetros de fio

P2 - 220 ohms - trimpot

P3 - 4k7 - trimpot

RI - 470 x 1 W - resistor (amarelo, violeta, preto)

R2 - 120 ohms x ½ W - resistor (marrom, vermelho, marrom)

R3 - 1 k x 1/8 W - resistor (marrom, preto, vermelho)

R4 - 1 k x 2 W - resistor (marrom, preto, vermelho)

Diversos: placa de circuito impresso, fios, caixa para montagem, suporte para fusível, solda etc.



# Muitos distribuidores fazem todo tipo de promessas

Simplemente temos um site invejado por todo o setor



**MOUSER**  
ELECTRONICS

COMPRE  CONFIANÇA



# ALARME COM CÓDIGO

≡ **Claudio Santiago Junior**

O artigo descreve a montagem de um alarme automotivo temporizado bastante eficiente que, apesar de ter sido montado pelo autor há um bom tempo, usa componentes ainda disponíveis e de fácil obtenção.

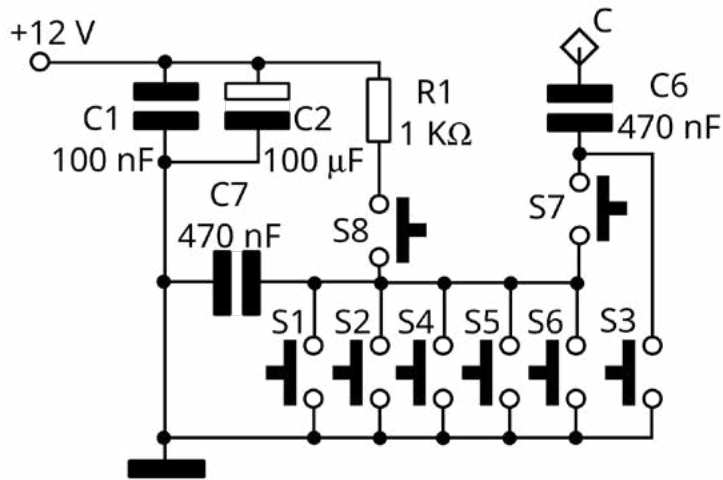
Esse circuito de alarme é ativado por um código ao sair do ambiente e desativado por outro ao entrar. Pode ser instalado no carro ou residência.

Na figura 1, temos o diagrama completo do alarme e na figura 2, o diagrama do oscilador.

## COMO FUNCIONA

A base do projeto é o SCR1 TIC 106 onde temos em sua comporta (gate) os sensores ligados em série.

Estando a chave CH1 aberta e Q1 em estado de corte, se algum dos sensores for aberto o SCR1 dispara saturando Q2 que carrega C5 através de R8 até o ponto de disparo do SCR2 (aproximadamente 12 segundos). Este por sua vez satura Q3 alimentando o oscilador astável C12 que controla Q4 acionando o relé de modo intermitente.



**Código**  
 Sair: CH1  
 Posição B - S5,S9

Entrar: CH1  
 Posição A - S8, S7, S3

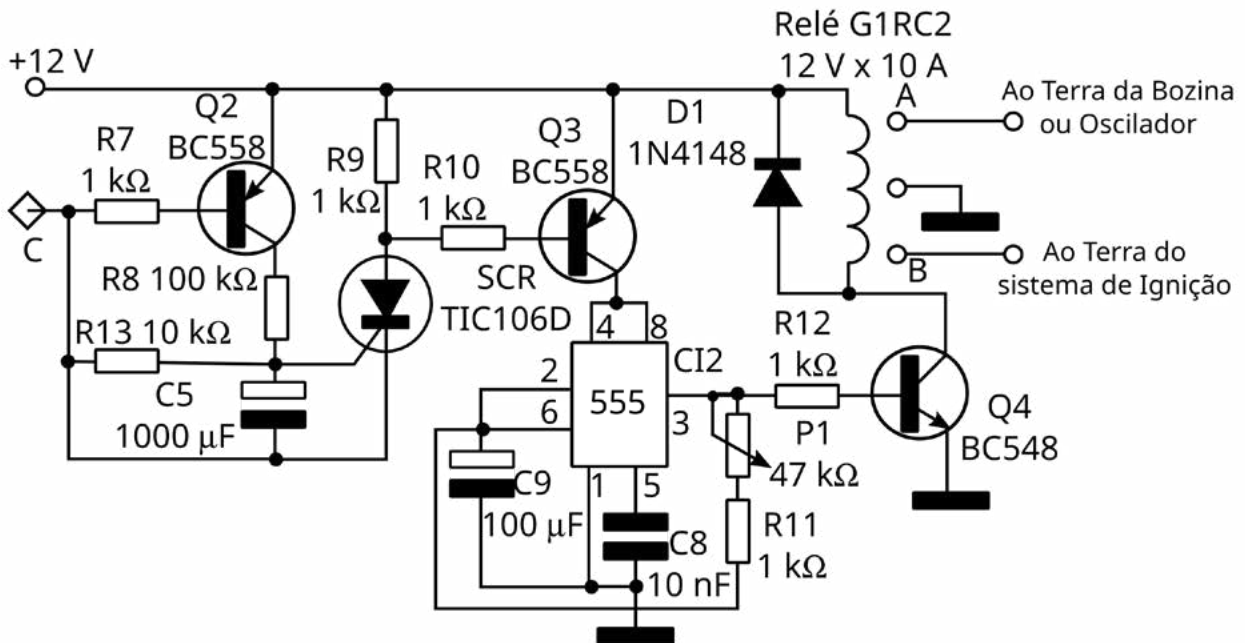
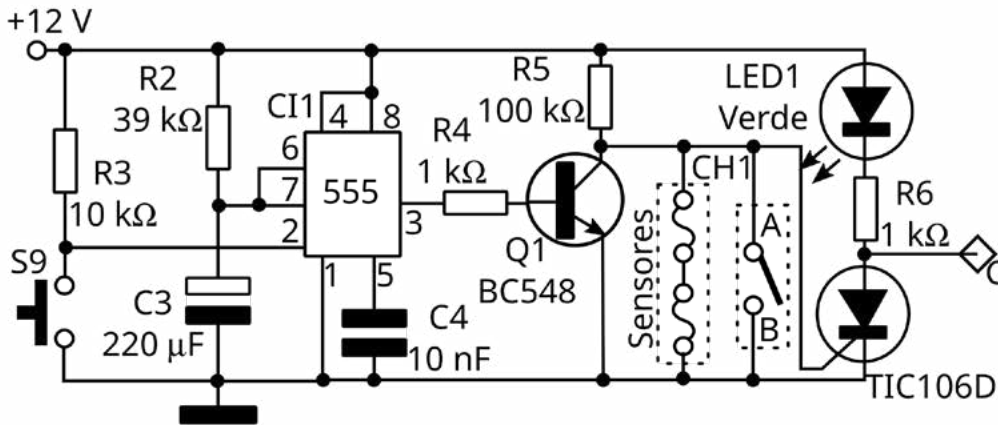


Figura 1 – Diagrama do alarme

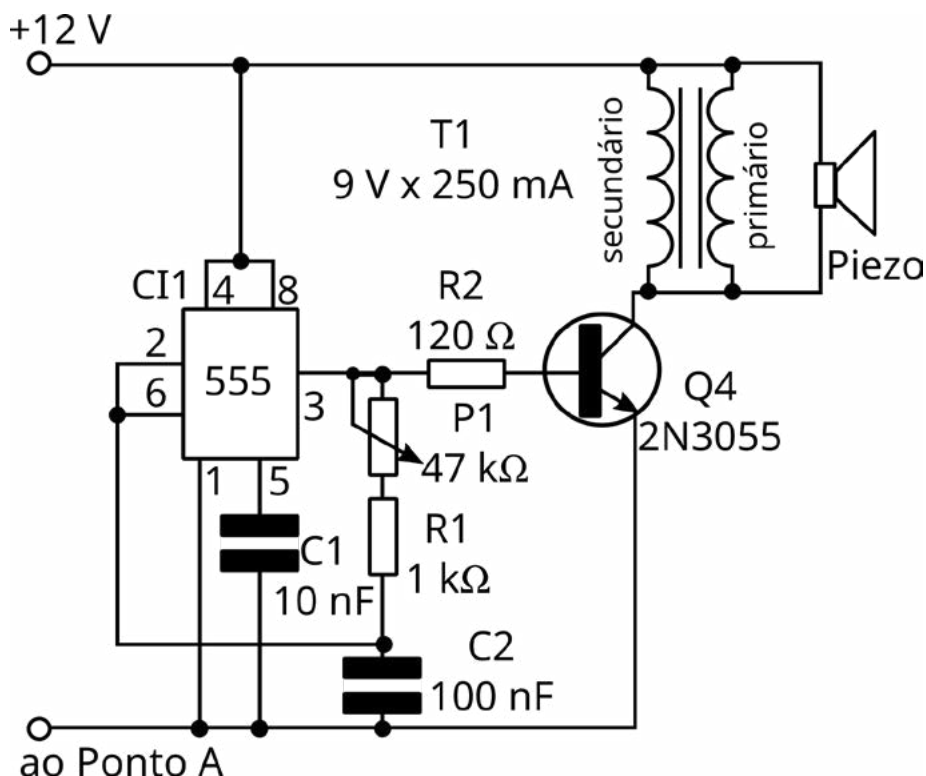


Figura 2 - Diagrama do oscilador

No terminal normalmente aberto do relé será ligado um dispositivo sonoro, enquanto o contato normalmente fechado pode ser utilizado para um sistema de bloqueio de ignição.

Ao ser pressionado S9 a saída do oscilador monoestável formado por CI1 vai ao nível alto saturando Q1 por um determinado tempo calculado para que possamos abrir CH1 sair e fechar a porta (aproximadamente 10 segundos). Passado esse tempo o alarme estará ativado e ao entrar será necessário fechar CH1 e digitar em sequência os interruptores do tipo normalmente aberto S8 que carrega C7, S7 que carrega C6 e S3 que se descarrega entre os terminais de anodo e catodo do SCR1 que reseta e corta a alimentação do circuito formado por Q2 e SCR2 evitando seu disparo ou fazendo o reset.

### PROVA E USO

Todo o conjunto deve estar instalado no interior do local onde se deseja proteger (carro ou residência) deixando acessível e visível somente CH1 e o teclado.

Ao ligar a alimentação pela primeira vez independentemente da posição de CH1 e da situação dos sensores das portas o SCR1 irá disparar por conta do transiente, observe que o led verde irá acender e o alarme irá disparar dentro de aproximadamente 12 segundos.

Feche a chave CH1 e pressione sequencialmente S8, S7 e S3 o LED verde deverá apagar e o alarme estará pronto para o uso.

Para ativar o alarme pressione S9, abra CH1, saia e feche a porta (esse procedimento deve ser feito em menos de 10 segundos).

Ao retornar abra a porta, o led verde irá acender, então feche CH1 e pressione sequencialmente S8, S7 e S3 para desativar. Esse

procedimento deve ser feito em menos de 12 segundos se desejar desativar antes que o alarme dispare.

#### NOTA

Após desenvolvimento e ensaios na bancada, passei o circuito para uma placa de circuito impresso definitiva e instalei em um carro que era de meu uso diário. (figura 3)

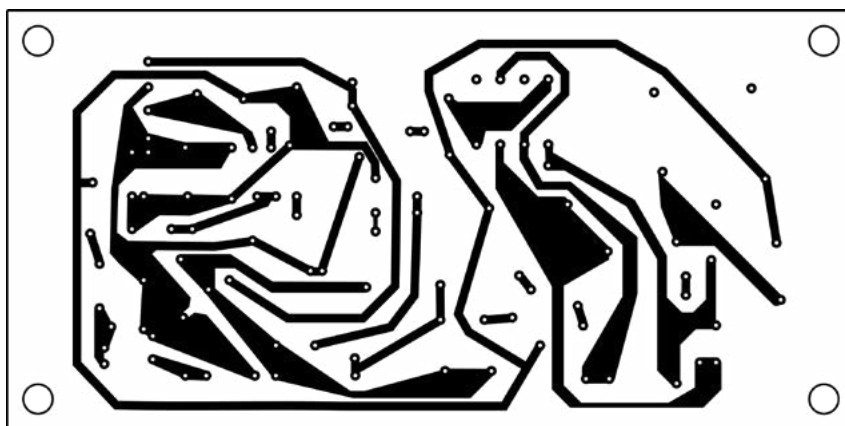


Figura 3 - Sugestão de placa

A placa de circuito impresso foi instalada no interior do painel e conectada através de um chicote aos sensores, chaves, buzina e bloqueio de ignição.

O circuito apresentou funcionamento perfeito, sem falhas, sob todas as condições adversas de temperatura que ocorre dentro de um veículo.

O conjunto de chaves do tipo normalmente aberto utilizado para o teclado e os respectivos capacitores C7 e C6 para desativar o alarme podem ser substituídos por uma ampola reed switch para acionamento através de um pequeno ímã ou mesmo um único interruptor de pressão do tipo normalmente aberto ligado diretamente em paralelo com os terminais anodo e catodo do SCR1, desde que fiquem escondidos em local estratégico.



Figura 4 - Foto da montagem

Os sensores das portas podem ser feitos com ampola reed switch ou interruptores de pressão.

Segue a foto do protótipo que ficou instalado e funcionando em meu veículo por mais de três anos. Retirei para guardar quando troquei o carro). Pode ainda ser útil para muitos dos leitores.

Observe na foto da placa de circuito impresso no lado dos componentes a linha pontilhada identificada como J1 é um jumper que conecta a furacão junto ao pino 1 do circuito integrado 555 (CI2) até a furacão junto ao terminal do capacitor de 10nf(C4).

A alimentação de 12 Vcc pode vir de algum ponto da caixa de fusíveis do carro ou de uma bateria de 12 volts protegida com fusível e sistema de carregamento para o caso de uso residencial.

### **Lista de material:**

- 02 - Circuito integrado NE 555
- 02- SCR TIC 106 (qualquer sufixo)
- 02- Transistor BC 548
- 02- Transistor BC 558
- 01- Diodo 1N4148
- 01- LED verde
- 08- Resistores 1 k × 1/8W
- 02- Resistores 10 k × 1/8W
- 01- Resistor 39 k × 1/8W
- 02- Resistores 100 k × 1/8W
- 01- Trimpot de 47 k
- 02- Capacitores eletrônicos 100uF × 16V
- 01- Capacitor 1000uF × 16V
- 01- Capacitor eletrolítico 220uF × 16V
- 02- Capacitores poliéster 10nf
- 01- Capacitor cerâmico 100nf
- 02 - Capacitores poliéster 470nf
- 01- Chave liga/ desliga
- 01- Relé 12V × 10 A
- Diversos:
- Placa de circuito impresso
- Solda
- Fios
- Interruptores ou ampola reed switch para os sensores das portas.
- 01- Interruptores de pressão do tipo normalmente aberto para o teclado ou ampola reed switch para ligar em paralelo ao SCR1 se desejar fazer o reset utilizando um pequeno imã.

# Para o seu Projeto



Desde da produção de PCBs, aquisição de componentes eletrônicos, insumos, montagem e diversos produtos e serviços, a Revista **IPESI Eletrônica & Informática** apresenta anunciantes de qualidade que abrangem todas as etapas do seu projeto eletroeletrônico.

REVISTAS  
**IPESI**

[www.ipesi.com.br](http://www.ipesi.com.br)



# PRÉ-AMPLIFICADOR VALVULADO COM “TONE STACK” FENDER

≡ MSc. Eng. Antonio Carlos Gasparetti

## INTRODUÇÃO

A busca pelo timbre perfeito na guitarra é uma jornada incessante para os músicos e engenheiros de áudio. Neste contexto, a combinação de um pré-amplificador valvulado em versão pedal para guitarra, equipado com a icônica válvula 12AU7 e um “tone stack” Fender, promete oferecer uma nova dimensão de possibilidades sonoras. No entanto, para garantir um desempenho de alta qualidade, é essencial incorporar circuitos mistos de eletrônica de estado sólido para as fontes de alimentação. Embora haja diferenças mais específicas entre um equalizador e um “tone stack”, optamos por batizar nossa etapa de controle como equalizador.



Este artigo se propõe a explorar essa fusão entre o vintage e o moderno na eletrônica musical. Ao integrar a riqueza tonal das válvulas com a estabilidade e eficiência dos circuitos de estado sólido, busca-se alcançar um equilíbrio ideal entre calor, clareza e controle. Analisaremos os aspectos técnicos, desafios e benefícios dessa abordagem, demonstrando como ela pode auxiliar a forma como os guitarristas interagem com seu equipamento e exploram novos sons.

### Importante:

Os circuitos projetados envolvem tensões elevadas e perigo de choque elétrico. Se você não está treinado ou capacitado tecnicamente ou fisicamente para manipular tais tensões, este projeto não deve ser montado por você.

### DIAGRAMA DE BLOCOS E ANÁLISE

Para entendermos melhor o funcionamento do pré-amplificador vamos analisar primeiramente o diagrama em blocos em figura 1 para uma compreensão sistêmica do projeto.

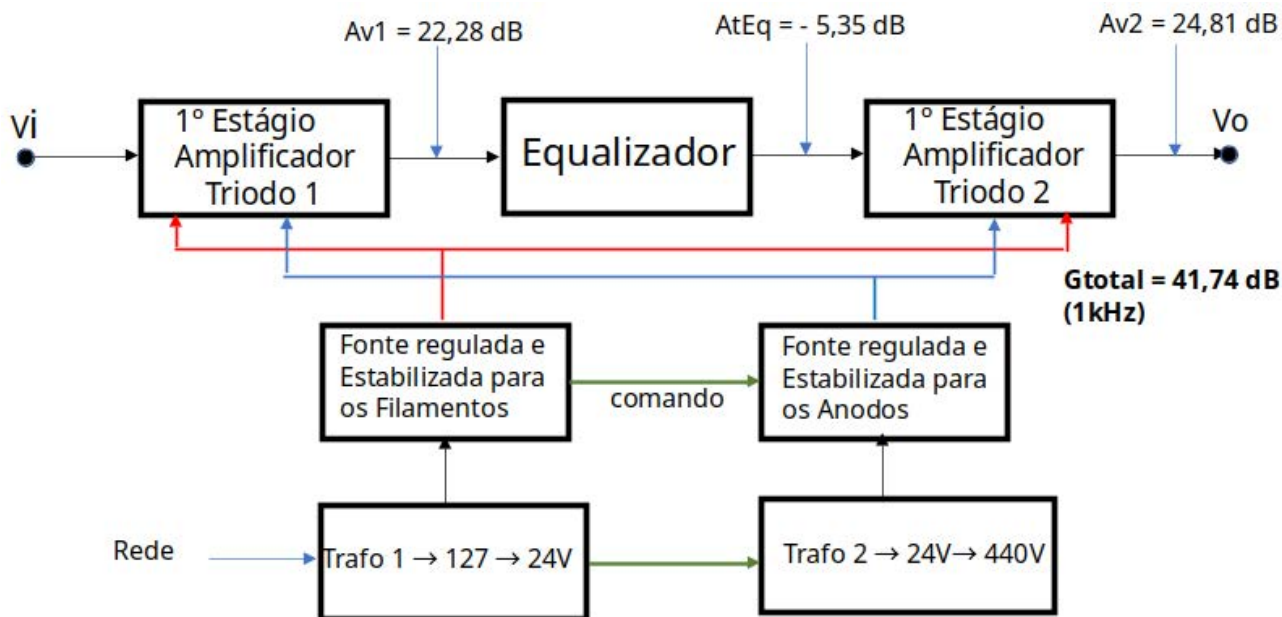


Figura 1 - Diagrama em blocos do sistema do pré-amplificador

### DIAGRAMA EM BLOCOS

No primeiro estágio deste pré-amplificador, um dos triodos da válvula 12AU7 [1] proporciona um ganho de tensão de 22,28 dB a uma frequência de 1 kHz, considerando os controles do equalizador Fender ajustados a meio curso. Este estágio alimenta o próximo bloco do circuito, que consiste em um “tone stack” Fender. Aqui, o sinal é suavemente atenuado em torno de 5,35 dB, permitindo ajustes nas frequências do sinal.

Posteriormente, o sinal equalizado é encaminhado para o segundo estágio do pré-amplificador, onde é amplificado com um ganho de 24,81 dB. Combinado com o ganho do primeiro estágio, isso resulta em

um ganho total de 41,74 dB. É importante ressaltar que todas as medições de ganho foram realizadas a uma frequência de 1 kHz, com os controles do equalizador Fender ajustados a meio curso.

Além dos componentes de áudio, o diagrama em blocos também mostra uma fonte de alimentação regulada e estabilizada, responsável por fornecer energia para os filamentos da válvula. Esta fonte inclui um comando para acionar uma segunda fonte de tensão para os anodos da válvula, garantindo um funcionamento estável e eficiente do pré-amplificador.

A distribuição de energia da rede é realizada por dois transformadores ligados “back to back”, com 24 volts provenientes do TR1 alimentando o enrolamento de 12V do TR2. Essa configuração visa alcançar uma tensão mais próxima de 440VAC, adequada para o funcionamento do pré-amplificador valvulado com a carga em funcionamento.

### ANÁLISE DO AMPLIFICADOR

Para analisarmos o circuito do amplificador, vamos explorar o diagrama da figura 2.

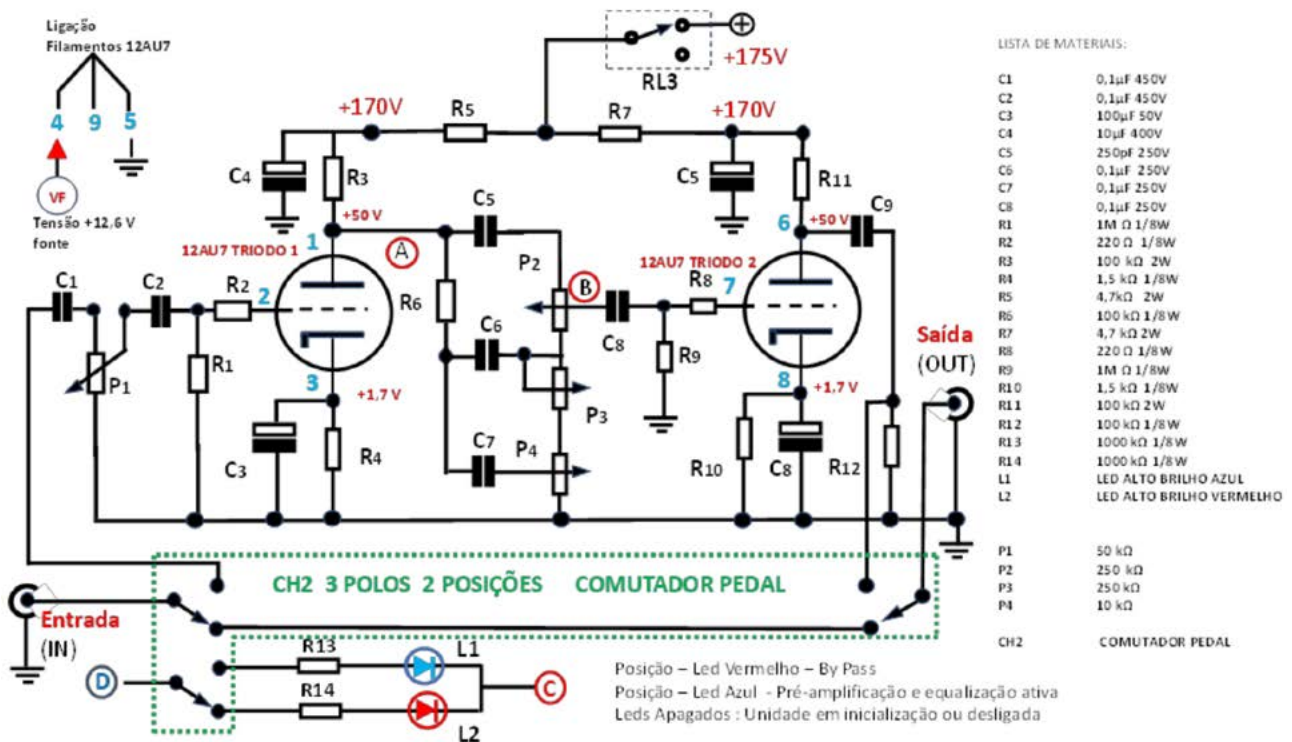


Figura 2 - Diagrama eletrônico do pré-amplificador

Para analisar o circuito do pré-amplificador vamos considerar que o circuito esteja alimentado e operacional. Partindo da entrada encontramos a chave CH2, normalmente utilizado em pedais de guitarra com 3 polos x duas posições. Na situação em repouso a chave está na posição indicada na figura, ligando a entrada diretamente à saída. Esta é a condição de “by-pass”, ou seja, o sinal que entra no pré-amplificador é direcionado para saída sem interferência do circuito. Isto permite ao músico operador inserir o modulo ou retirar do “stack” de pedais, inserindo a pré-amplificação conforme o músico operador assim o desejar.

Nesta posição a chave CH2 aciona o led na cor vermelha, indicando que o circuito está em “by-pass”. Observe que este caso só irá acontecer se o circuito já passou pelo processo de inicialização da alimentação e está com alimentação do filamento e do anodo ativas.

Com CH2 na posição alternativa a da figura o circuito passa a atuar recebendo o sinal de entrada e submetendo-o ao circuito. Observe que a chave aciona o led azul, indicando a operação, lembrando novamente que o led estará aceso somente se as condições de alimentação do circuito estiverem satisfeitas.

Na primeira etapa da esquerda para direita do diagrama encontramos o primeiro tríodo da 12AU7 em configuração catodo comum, típica para amplificação de sinais. P1, regula o nível de sinal de entrada (volume). O sinal passa pelo circuito de condicionamento de sinal, R1, R2, C1, C2 e P1 e alimenta a grade do tríodo via pino 2. No anodo, recolhemos o sinal amplificado com ganho em tensão em torno de 13. C3 é um capacitor de desacoplamento AC, enquanto C4 e R5 são um filtro passa baixa com corte em torno de 60 Hz, diminuindo eventuais ruídos provenientes da alimentação.

Entre os pontos A e B, encontramos uma configuração utilizada para controle de tons e equalização de faixas de frequência conhecida como “tone stack” Fender. [2] [3] O circuito é um misto de filtros arranjados em pilha (por isso o nome “stack” em inglês). P2 controla os sinais de frequência alta (agudos) na controlada, P3 controla os sinais de frequência baixa (graves) e P4 os sinais médios da faixa. Na figura 3 temos uma análise básica deste circuito com destaque dos tipos de filtro associados e as respostas nas faixas de frequências. Na figura 3 temos a esquerda uma análise básica do stack e a direita a resposta em frequência para alguns ajustes de P2; P3 e P4.

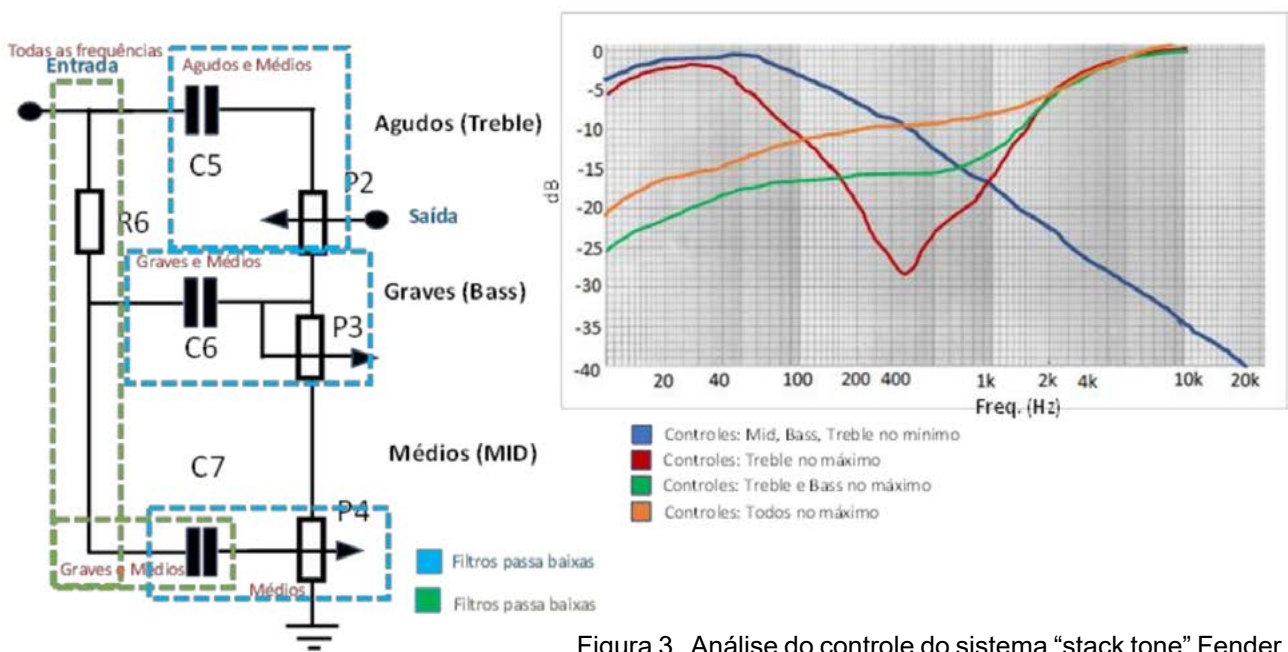


Figura 3. Análise do controle do sistema “stack tone” Fender.

Na segunda etapa após o ponto B encontramos o segundo o tríodo da 12AU7 em configuração catodo comum, típica para amplificação de sinais com C8, R8 E R9 acoplando a saída do sistema de equalização à entrada do 2º estágio de amplificação. A saída deste estágio é coletada

no pino 6 da 12AU7 que via C9 termina em uma carga de 100k ohms, embora a impedância do anodo seja predominante no processo em AC. O capacitor C5 e o resistor R7 tem a mesma finalidade de filtrar ruídos abaixo de 60 Hz. A polarização dos tríodos foi levada ao valor mínimo para poupar as fontes de alimentação. Os filamentos dos tríodos foram ligados em série (pinos 4 e 5) para compatibilizá-los com a fonte de alimentação. Através da tela do osciloscópio da figura 4 podemos visualizar o desempenho do circuito [5], com ganho próximo a 42,2 dB e com a curva de resposta na figura 5.

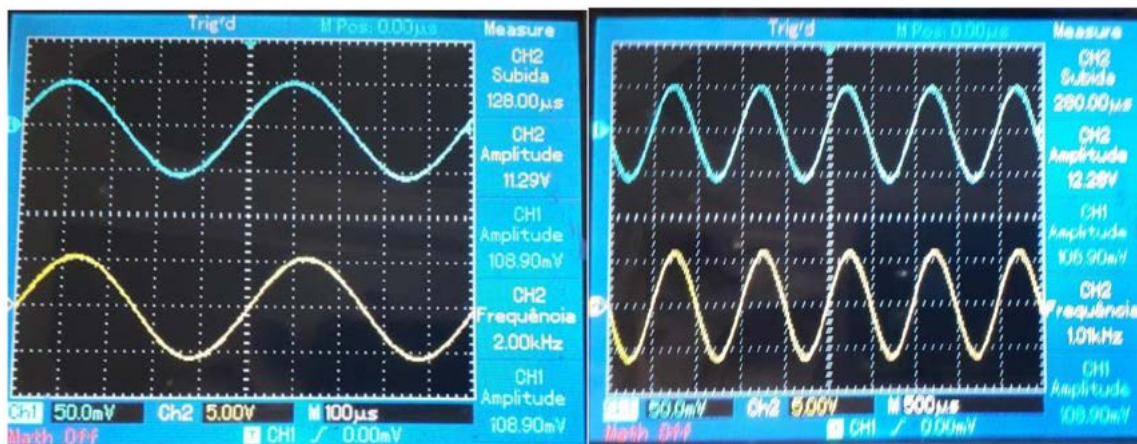


Figura 4 - Comportamento da entrada e saída do pré-amplificador - volume máximo

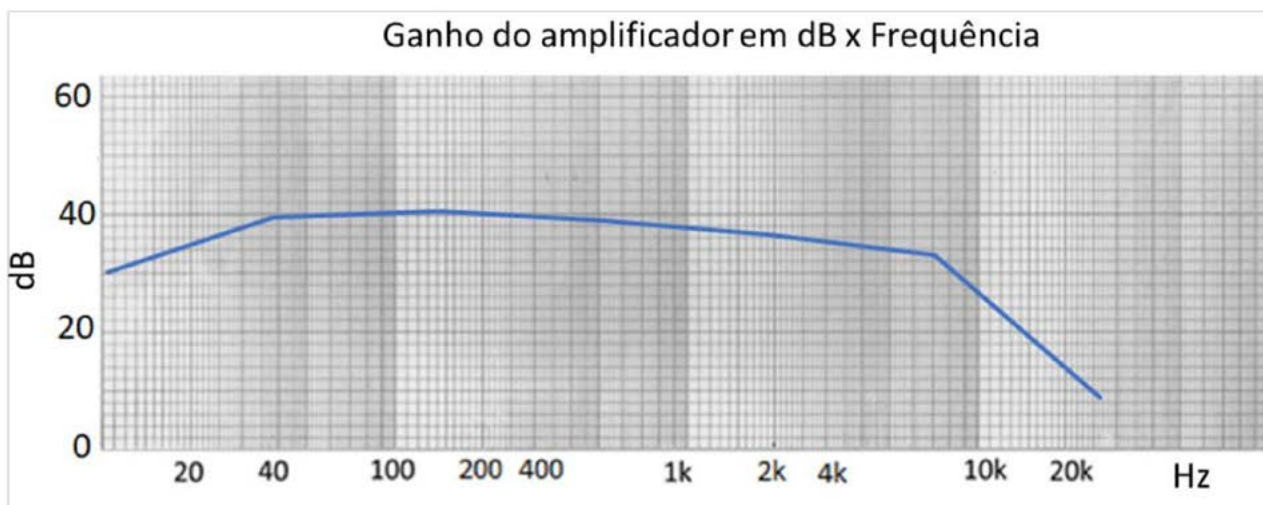


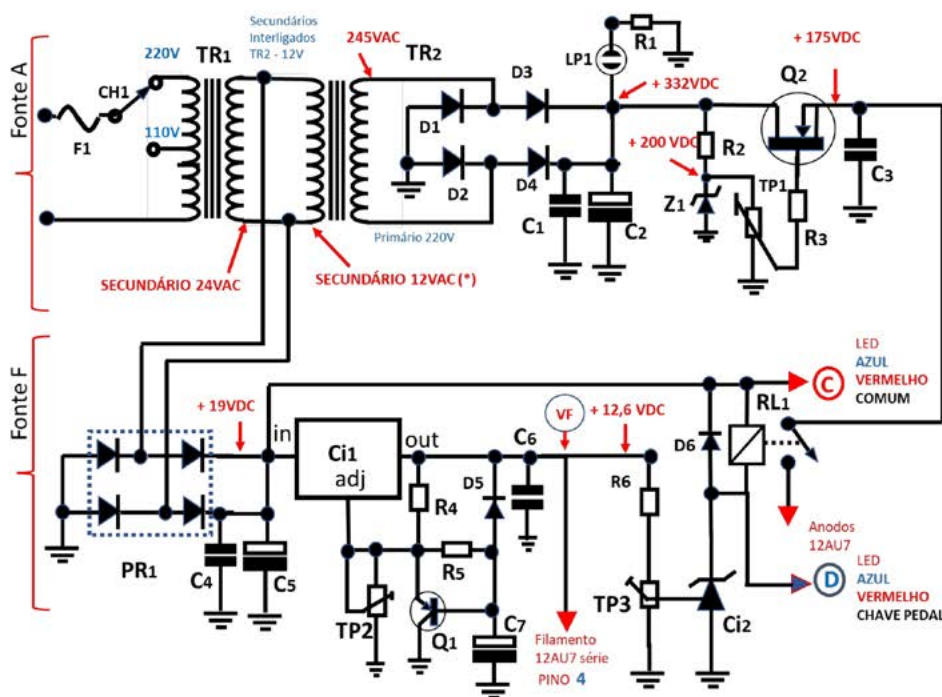
Figura 5 - Curva de resposta do pré-amplificador

**FONTES DE ALIMENTAÇÃO DO CIRCUITO**

As fontes de alimentação são os blocos críticos desse projeto uma vez que vários requisitos técnicos devem ser atendidos, tais como: potência adequada para sustentar o circuito, baixo nível de ondulação da tensão das fontes (“ripple”), boa capacidade de regulação e estabilização, capacidade de aumentar a longevidade da válvula, imunidade a ruído, boa dissipação de calor e tamanho reduzido.

Boa parte destes requisitos podem ser atendidos por fontes lineares, porém o problema de tamanho dos transformadores, consumo e geração de calor tornam-se pontos críticos para a idealização deste tipo de fonte.

No entanto, conseguimos adequar a maioria dos requisitos, no projeto de fonte. O circuito encontra-se na figura 6.



LISTA DE MATERIAIS:

C1	0,1µF 600V
C2	150 µF 450V
C3	0,1µF 600V
C4	0,1µF 600V
C5	2220 µF 50V
C6	0,1µF 250V
C7	100 µF 50V
R1	2,2MΩ 1/8W
R2	4700 Ω 5W
R3	150Ω 1W
R4	270Ω 1/8W
R5	50 kΩ 1/8W
R6	10 kΩ 1/8W
TP1	100 kΩ
TP2	5,0 kΩ
TP3	100 kΩ
Q1	2N3906 PNP
Q2	IRF840
Z1	1N5388 - 200V 5W
D1 à D6	1n4004
PR1	Ponte retificadora 4A
CI1	REGULADOR LM 317
CI2	KA 433 PSR
TR1	12V 250 mA
TR2	12V 250 mA
LP1	Neon miniatura
F1	2A
CH1	COMUTADOR 110/220V

LED AZUL VERMELHO COMUM  
LED AZUL VERMELHO CHAVE PEDAL

Fontes de Alimentação Pré Amplificador/ Eq. Fender

### ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO DAS FONTES

Para facilitar a análise dividimos o circuito em duas partes: Fonte F e Fonte A. A seção chamada Fonte F é responsável por alimentar os filamentos e a Fonte A é responsável por alimentar os anodos da válvula. O design do projeto das fontes considerou a premissa de alimentar os filamentos através do processo de “soft start” [4], subindo a tensão de filamento de maneira suave até atingir a tensão de operação dos filamentos. Tão logo a tensão atinja a tensão dos filamentos o circuito comanda um relé que aplica a tensão mais elevada aos anodos, evitando estressar o dispositivo.

#### Análise da Fonte F.

O transformador TR1 é de 250mA, 12+12 V, sendo que os 24 VAC são aplicados na ponte retificadora PR1 sendo que a filtragem é feita por C4 e C5. A tensão DC resultante é aplicada ao regulador CI- LM317 configurado para operar um circuito de partida suave [4], através do circuito RC composto por R5 e C7. A carga de C7 controla o transistor Q1 que irá cortar com a carga completa de C7, enviando a tensão ajustada em TP2. Para o caso deste circuito a tensão deverá ser ajustada em 12,06V. Esta tensão deve comandar o CI2 que, com a tensão de referência provida por R6 e TP3 irá conduzir e comandar o relé RL1 para fornecer a alimentação dos anodos da 12AU7. A figura 7 ilustra através da tela do osciloscópio o processo de soft-start e a comutação do relé RL1. O tempo de aquecimento dos filamentos está em torno de 60 segundos.

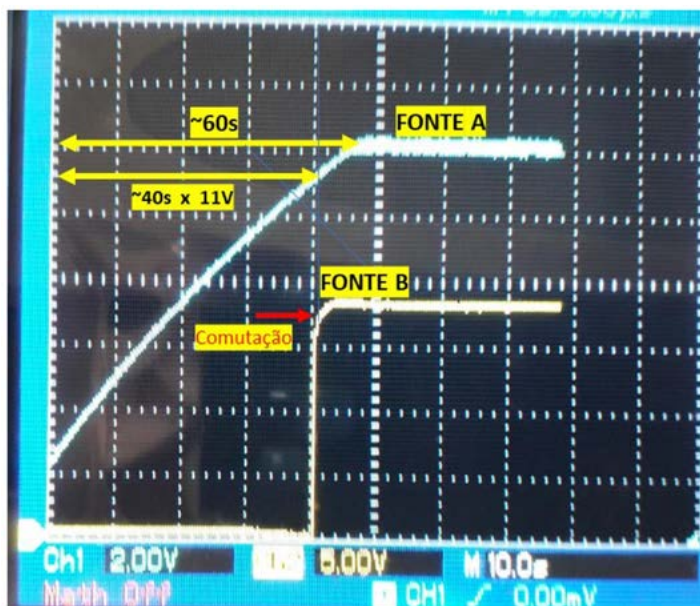


Figura 7 - Curva de “soft-start” da fonte F e a comutação da fonte A

### ESQUEMA DE LIGAÇÃO ENTRE OS TRANSFORMADORES

Fazem-se necessários o detalhamento da ligação dos transformadores. Como já mencionado a ligação foi feita no tipo “back to back” ou seja, a REDE ELÉTRICA vai para o PRIMÁRIO de TR1 cujo secundário deriva para a fonte F e é ligado ao secundário de TR2 para subir a tensão no primário novamente para ~440 V ac. Para isso o secundário de TR1 com 24 volts alimenta o secundário de 12 Volts de TR2 dobrando a tensão no primário de TR2. Os transformadores devem ser de no mínimo de 250 mA. Na figura 8 temos o diagrama de ligação.

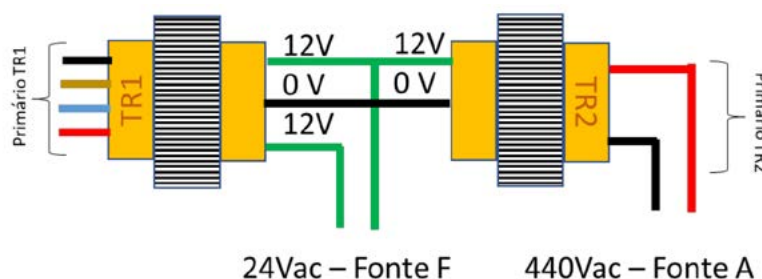


Figura 8 - Esquema de ligação dos transformadores

### ANÁLISE DA FONTE A

A fonte A é alimentada através do transformador de 12+12V onde o secundário será alimentado por 24 Volts AC, porém em um enrolamento de 12V, obtendo-se no primário ~440VAC o qual será aplicado na ponte formada por D1, D2, D3 e D4 e filtrado por C1 e C2. A lâmpada LP1 indica a presença de tensão elevada no circuito, devendo ser alerta para que o circuito não seja manipulado sem os devidos cuidados com a luz acesa. Analisando R2, Z1, TP1, R3 E Q2 compõem o circuito de estabilização. TP1 deverá ser ajustado para que a saída da fonte atinja 175 V. O diodo Z1 é um diodo de 200V 5W que fornece a referência de tensão ao circuito.

### Qualidade da tensão das fontes

Na figura 9, temos a medição via osciloscópio da tensão de “ripple” das fontes com carga no modo estático e o cálculo do fator de ripple [7], bem aceitáveis para as condições do projeto.

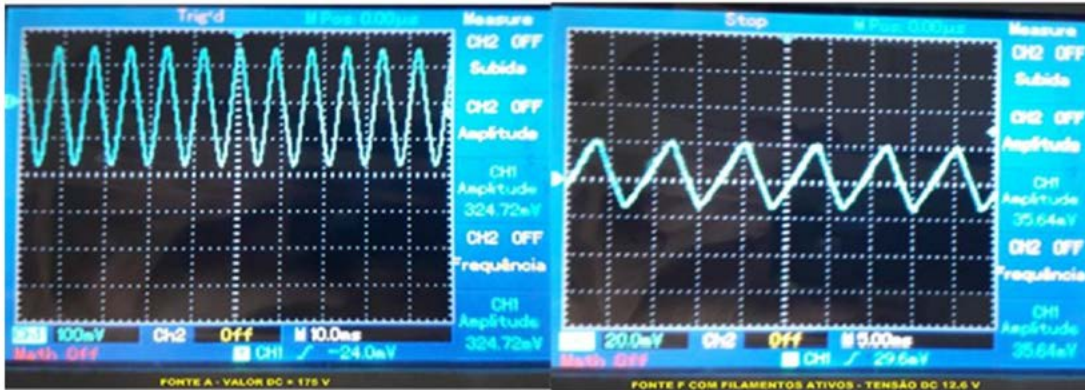


Figura 9 - Tensões de “ripple” obtidas das fontes de alimentação

### CALCULANDO O FATOR DE RIPPLE

$$\text{Fator de Ripple} = \frac{\Delta V}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{VDC} \cdot 100\%$$

$$\text{Fator de Ripple fonte A} = \frac{324,72 \text{ mV}}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{175V} \cdot 100\% = 0,05\%$$

$$\text{Fator de Ripple fonte F} = \frac{35,64 \text{ mV}}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{12,6V} \cdot 100\% = 0,08\%$$

### MONTAGEM FINAL

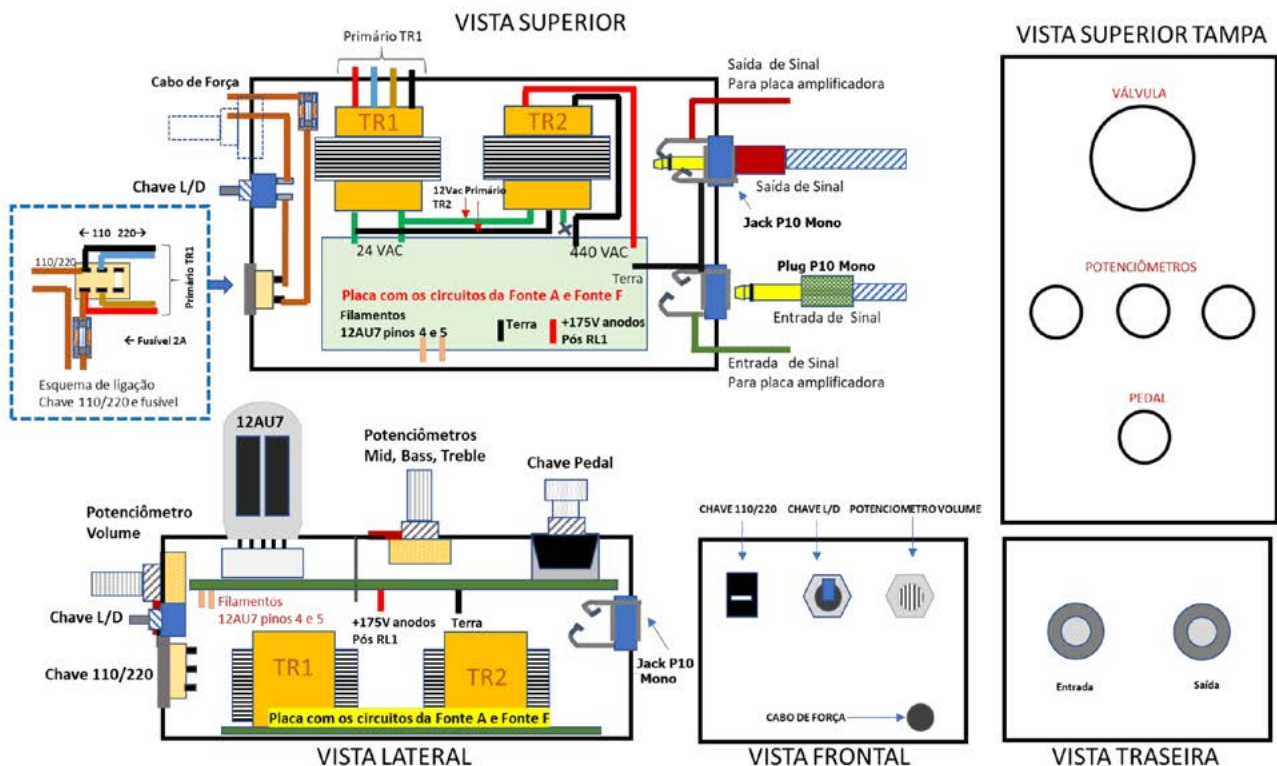


Figura 10 - Vistas dos componentes acondicionados na caixa e ligações.

Na figura 10, temos todas as vistas e conexões entre a placa das fontes e a placa amplificadora, além dos transformadores, jack's de acesso à entrada e a saída controle de volume, liga e desliga além do esquema de ligação para a chave de 110 e 220V. A caixa utilizada tem as dimensões 5 x 8 x 13 cm.

Os leds para indicação de funcionamento usam o próprio bulbo da válvula 12AU7 para conduzir as luzes dos leds vermelho ou azul para fora da caixa. Sendo assim para entender como funciona e como devem ser montados, na figura 11 temos o esquema de montagem. Preferencialmente o leitor pode deixar na placa de circuito impresso as posições dos leds (recomendado). Porém se o leitor optar por outra técnica de montagem, a disposição dos leds mostrados na figura devem ser obedecidos.

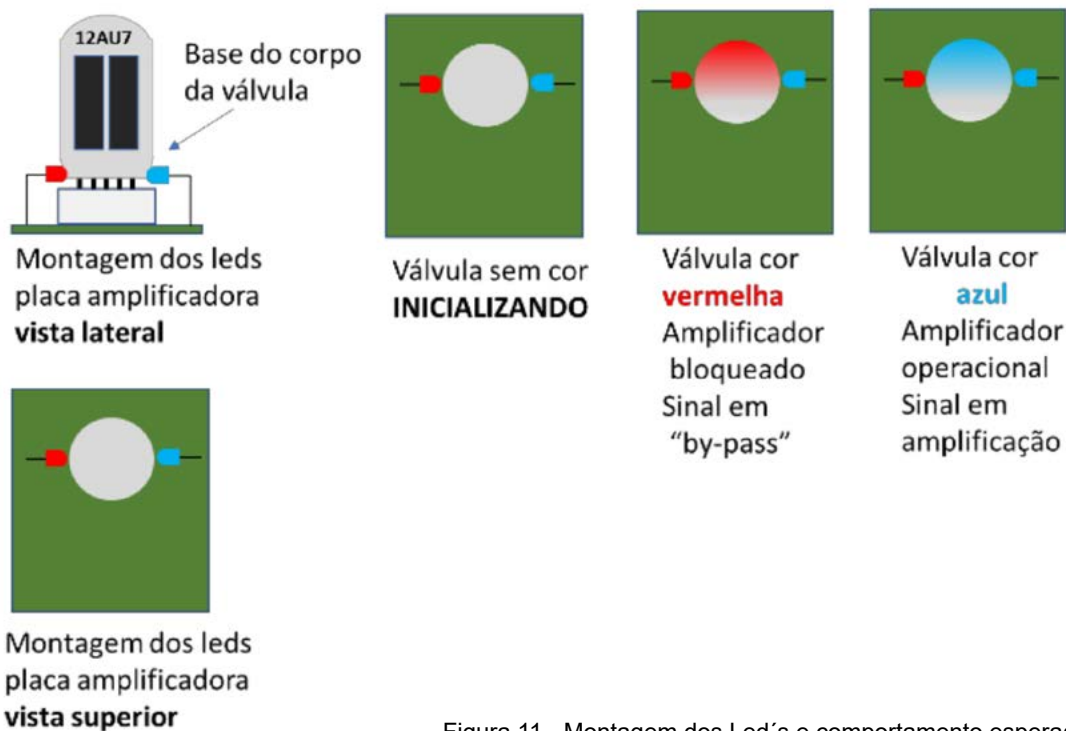


Figura 11 - Montagem dos Led's e comportamento esperado

Na figura 12, temos as fotos dos componentes do projeto e vista da montagem final para melhor orientação do leitor que deseje montar o projeto.

## TESTES

Depois de tudo montado e conferido, vamos aos ajustes. Os ajustes inicialmente devem ser feitos sem a válvula estar inserida no soquete.

Os circuitos ao serem energizados, farão com que a fonte F comece o processo de "soft- start" que irá tomar cerca de 1 minuto para sinalizar a tensão adequada de 12,6 V no filamento e energizar os anodos das válvulas. Você pode acompanhar a carga através de um multímetro ou osciloscópio. Ajuste TP2 para a tensão adequada dos filamentos em + 12,6V. Ajuste TP3 para que o led azul acenda e vc ouça o RL1 sendo acionado (click).



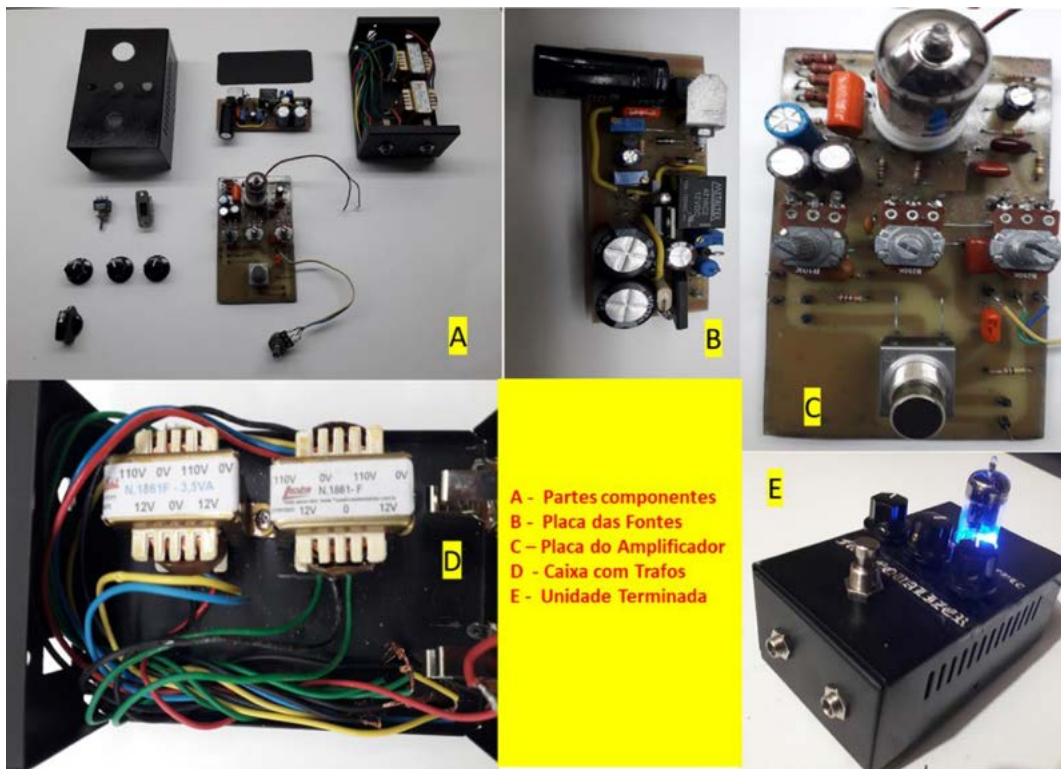


Figura 12 - Fotos dos componentes e partes do projeto

A - Partes componentes  
 B - Placa das Fontes  
 C - Placa do Amplificador  
 D - Caixa com Trafos  
 E - Unidade Terminada

Ajuste TP1 para obter +175 Volts no pino S do transistor IRF 840. Observe antes se LP1 está acesa. Caso não esteja, desligue o circuito e revise novamente todo o circuito. Tome cuidado com essa operação, pois o circuito não admite erros com a ponta do multímetro e cuidado com as cargas residuais nos capacitores. Sempre haverá perigo de choque elétrico nessa parte do circuito, portanto use luvas isolantes, chaves isoladas de preferência não metálicas e use proteções adequadas.

Uma vez ajustados, desligue o circuito. Aguarde LP1 apagar. Insira a válvula no soquete e repita as operações ajustando as fontes, agora com carga.

Se tudo estiver ok, insira uma fonte de sinal na entrada e meça ou acople a saída a um amplificador. Confira o aterramento antes de ligar. Comute a chave CH3 para vermelho. O sinal de entrada deverá passar para saída sem qualquer interferência. Comute a chave CH3 para azul. Ajuste o volume e verifique o aumento ou diminuição do nível do sinal. Opere os controles MID, BASS e TREBLE e verifique as alterações no sinal de entrada. Estando todos os testes ok, o pré-amplificador está liberado para o uso.

### Importante

- 1 - O leitor poderá adicionar proteções metálicas ao lado da válvula evitando eventuais acidentes e destruição da mesma [6].
- 2 - Garanta boa ventilação aos circuitos, principalmente aos transformadores.
- 3 - Este projeto envolve tensões elevadas para operação da válvula, em atendimento aos requisitos de projetos informados no "datasheet" do dispositivo. Sendo assim SEMPRE tome cuidado ao manipular os circuitos. Recomenda-se cautela e sempre aguarde o circuito descarregar.

### BIBLIOGRAFIA

- [1] 12AU7 / ECC82 Datasheet JJ Electronic (Formely Tesla) Slovak Republic -
- [2] E. J. JAMES, B.Sc. SIMPLE TONE CONTROL CIRCUIT Wireless World February, 1949 PG 48 -50
- [3] Williams, Ian Tone Stack for Guitar Amplifier Reference Design - TI-DU887-April 2015 pg 7-9; Copyright © 2015, Texas Instruments Incorporated
- [4] Texas Instruments Incorporated LM317 3-Terminal Adjustable Regulator Datasheet , SLVS044Y - SEPTEMBER 1997 - REVISED APRIL 2020 - Copyright © 1997-2020, Texas Instruments Incorporated
- [5] Radiotron Designer's Handbook, F. Langford-Smith, Amalgamated Wireless Valve Company Pty. Ltd 4º Ed 1957
- [6] Sporer E.N. Low Voltage Vacuum Tube Pre-Amplifier for Guitar From User Needs to a Commercialized Product Department of Product and Production Development CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Göteborg, Sweden 2011
- [7] Rosa Marcelo O. Prof. Dr. Cálculos para Retificação de Onda Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR - 10 de ago. de 2011



# CONHEÇA O TVS - TRANSIENT VOLTAGE SUPPRESSOR

≡ **Newton C. Braga**

A utilização de dispositivos sensíveis em equipamentos eletrônicos exige cuidados especiais na proteção contra transientes e surtos que podem chegar pela linha de alimentação. Um dispositivo de vital importância para a proteção de circuitos contra transientes é o TVS ou Transient Voltage Suppressor (Supressor de Tensões Transientes). Neste artigo explicamos o que vem a ser este componente, sua utilização e como analisar suas especificações técnicas.

Uma maneira simples de se evitar que transientes (pulsos de alta tensão e curta duração) vindos pela rede de energia cheguem aos circuitos alimentados, é cortá-los com a ajuda de algum dispositivo que entre em condução sob certa tensão.

Embora os diodos zener comuns possam ser usados em alguns casos, eles não são os dispositivos apropriados para esta finalidade, tanto pela sua velocidade de reposta como pela quantidade de energia que podem manusear.

Para cumprir esta função, entretanto, podem ser utilizados diodos zener com características especiais, com a capacidade de trabalhar energias muito mais elevadas e com velocidade de resposta muito maior.

Existem então componentes, destinados especificamente à proteção de equipamentos alimentados pela rede de energia de corrente alternada. Eles são denominados TVS ou Transient Voltage Suppressors possuindo uma curva característica e símbolos mostrados na figura 1.

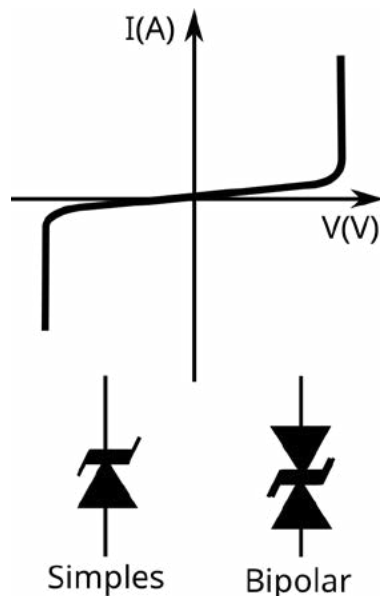


Figura 1 - O TVS - Curva característica e símbolos

Os TVS comuns devem ser capazes de dissipar a energia que aparece num pulso de alta tensão ou num trem desses pulsos (surto), o que exige que eles sejam montados em invólucros especiais. Como os pulsos são de curta duração, as energias devem ser convertidas em calor em um espaço de tempo muito pequeno, e dissipadas rapidamente para que a temperatura não se eleve a um nível que possa causar a destruição do componente.

Um TVS comum deve ser capaz de dissipar potências na faixa de 400 a 5000 W, que correspondem a níveis de energia de 0,55 a 2,1 joules, num intervalo de tempo típico de 1 milissegundo, mais que a duração maior prevista para os pulsos de transientes que normalmente aparecem nas aplicações práticas.

As tensões de trabalho ou “de avalanche” estão na faixa de alguns volts até algumas centenas de volts.

#### **Especificações:**

Na utilização de um TVS as especificações devem ser levadas em conta e, neste caso, são bastante semelhantes às dos diodos zener.

Temos então as seguintes especificações principais:

Breakdown Voltage ou Tensão de Ruptura (Vbr) - É a tensão em que o dispositivo entra na condição de avalanche, ou seja, torna-se condutor. Para o TVS comum esta tensão é especificada para uma corrente de 1 mA. Eventualmente pode aparecer com valores mínimos e máximos.

Working stand-off reverse voltage - ( $V_{br}$ ) - Trata-se da tensão inversa de trabalho. Se bem que também seja especificada por  $V_{br}$ , ela tem uma pequena diferença em relação à anterior. Trata-se da tensão em que o dispositivo começa a conduzir e uma corrente de fuga pode ser medida. Esta tensão é normalmente 10% menor que a tensão de ruptura inversa, indicada no item anterior. Esta corrente de fuga pode variar chegando a valores de até 1 mA, caso em que esta especificação se iguale à anterior. As correntes de fuga típicas destes dispositivos são da ordem de 5 microampères.

Maximum peak pulse surge current ( $I_{ppm}$ ) - É a corrente máxima de surto que o dispositivo pode suportar sem que ocorram danos. Este parâmetro é indicado normalmente para um pulso de determinada forma de onda e de duração da ordem de 1 milissegundo.

Maximum Clamping Voltage ( $V_c$ ) - É a tensão máxima que aparece sobre o dispositivo quando ele está conduzindo a corrente máxima de surto.

Maximum Breakdown-voltage Temperature Coefficient - Esta especificação é dada em porcentagem de  $V_{br}$  por grau Celsius de temperatura. Com ela mede-se a variação das especificações da tensão de ruptura em função das variações de temperatura.

**APLICAÇÕES**

Damos a seguir alguns circuitos de aplicação dos TVS na proteção de diversos tipos de dispositivos.

**a) Proteção de computadores**

Na figura 2 damos uma aplicação típica dos TVS em um circuito sensível que contém CPUs, memórias e dispositivos de entrada e saída de sinais (portas) por onde podem entrar transientes perigosos.

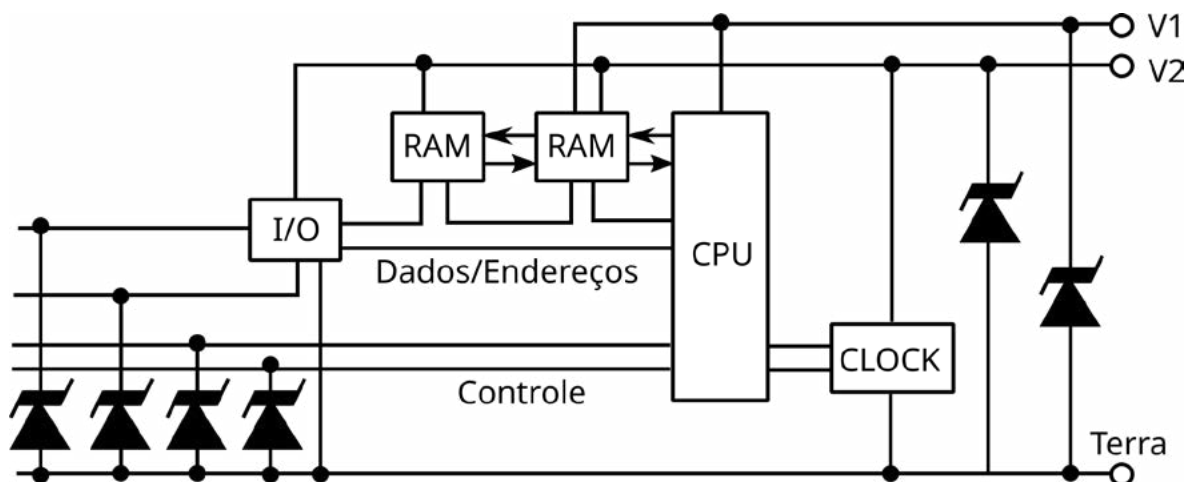


Figura 2 - Proteção de computadores.

Este circuito, em especial, protege os computadores e outros aplicativos em que dispositivos da mesma família sejam usados contra descargas eletrostáticas que possam lhe causar danos. A proteção também funciona na operação de ligar e desligar o aparelho, quando transientes e surtos podem ser gerados.

Usando TVS típicos é possível proteger o circuito contra descargas de até 10.000 volts, que desenvolvam correntes de até 60 ampères em 10 microssegundos.

Os supressores nas linhas de alimentação permitem manter o funcionamento do circuito mesmo quando os transientes vêm pela linha de alimentação.

### b) Proteção de UARTs

Na figura 3 temos o modo de empregar supressores na proteção de modems onde os transientes que podem aparecer nas linhas de comunicações são uma ameaça para a integridade do circuito.

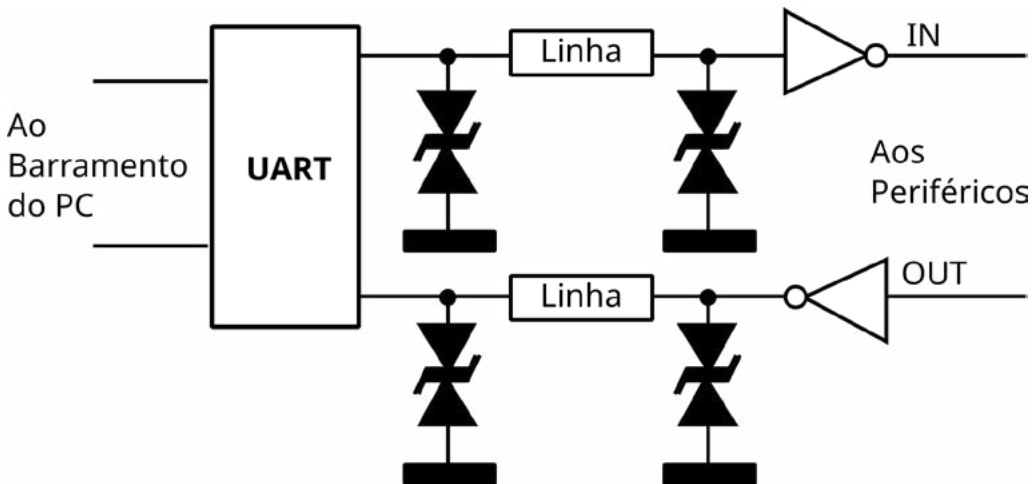


Figura 3 - Proteção de UARTs.

O que acontece nestes casos é que a alta imunidade dos circuitos usados na comunicação serial limita também sua capacidade de dissipação de energia. Isso significa que a sua proteção é parcial e que transientes elevados causam a destruição dos componentes, já que os diodos usados na função de proteção não conseguem fazer sua dissipação. Com a utilização de TVS, conforme mostra este circuito, temos um aumento considerável na capacidade de absorção de energia. Tipos de baixa capacitância, que não afetem a transmissão/recepção dos dados devem ser preferidos nesta aplicação.

### c) Proteção de memórias

Na figura 4 temos o modo de usar os TVS na proteção de linhas de dados de memória, evitando que dispositivos MOS sejam afetados por oriundos da fonte de alimentação.

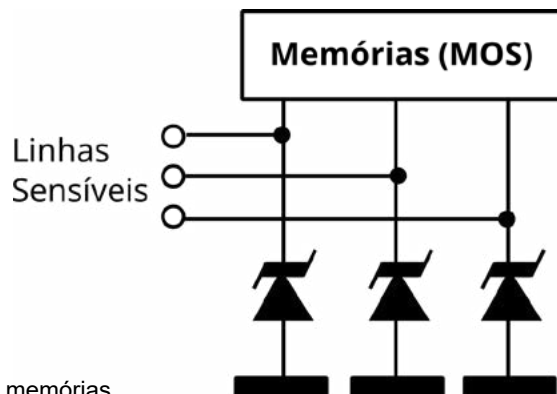


Figura 4 - Proteção de memórias.

Isso permite que tais circuitos sejam alimentados por uma mesma fonte que sirva também para alimentar os circuitos TTL.

**d) Proteção para circuitos Totem-Pole**

Os circuitos lógicos com saída totem-pole, de acordo com a figura 5, tendem a gerar picos de transientes que podem ser prejudiciais ao funcionamento de um equipamento.

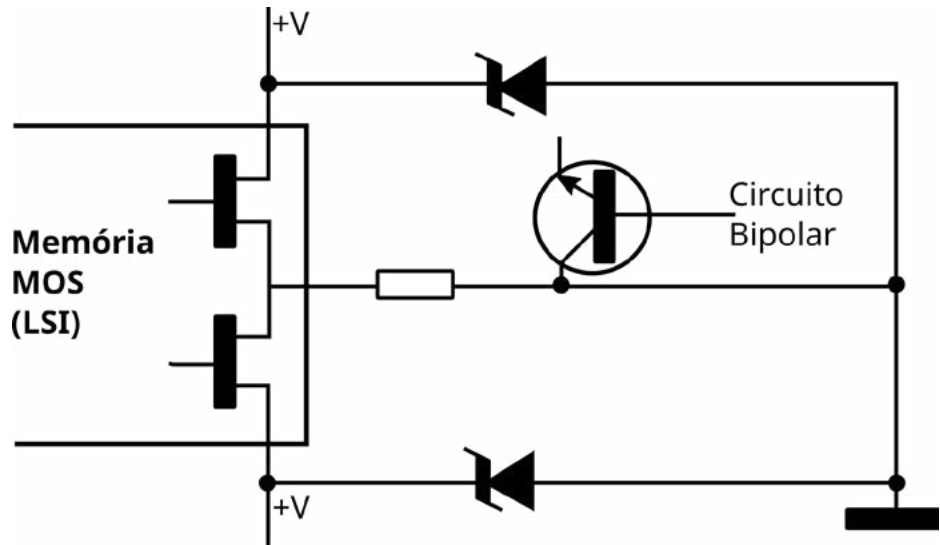


Figura 5 - Proteção de circuitos Totem-pole

Conforme mostra a mesma figura, o uso de supressores de transientes TVS pode absorver os picos de transientes evitando que eles se propaguem pelo circuito. Os diodos existentes nos circuitos integrados para suprimir estes pulsos têm normalmente correntes limitadas, não fornecendo, portanto, o mesmo nível de proteção que os TVS.

**e) Fontes de alimentação**

Na figura 6 mostramos a utilização de TVS em proteção de fontes de alimentação, evitando a entrada de transientes antes mesmo da retificação.

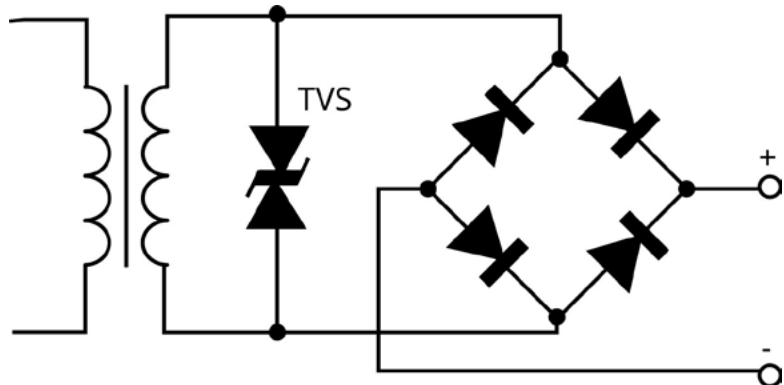


Figura 6 - Proteção de fonte

Na figura 7 ilustramos como o TVS pode ser usado para proteger os diodos de uma fonte de alimentação contra a tensão de ruptura inversa, evitando a queima do componente em caso de transientes elevados. O

TVS se torna condutor antes que a ruptura inversa seja alcançada com um transiente, absorvendo sua energia.

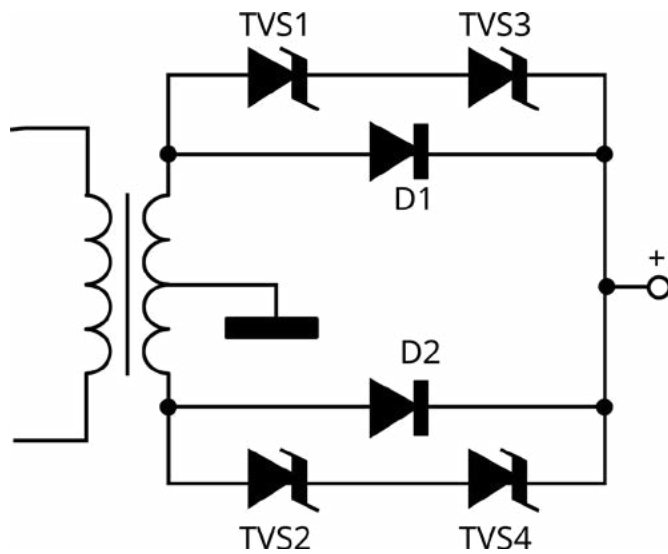


Figura 7 - Proteção contrarruptura inversa

Uma outra forma de empregar o TVS numa ponte de diodos, onde apenas um é necessário para proteger os 4 diodos é mostrada na figura 8.

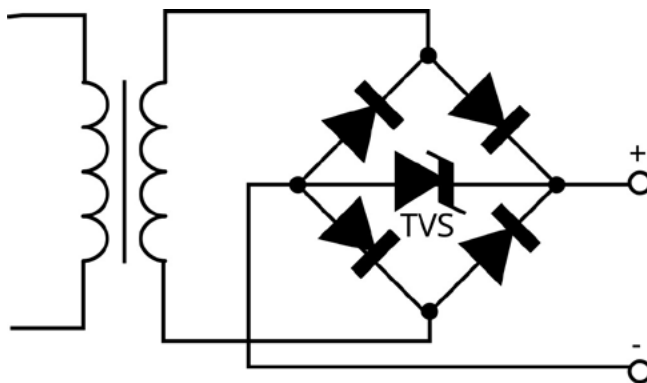


Figura 8 - Proteção de fonte com um TVS.

E, a proteção na entrada do circuito, na própria linha de alimentação, também pode ser feita com a ligação do TVS em paralelo com o cabo de energia, veja a figura 9. É usado neste caso um TVS para proteção AC com a ligação de dois em oposição.

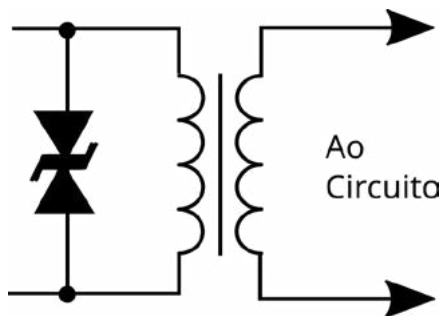


Figura 9 - Proteção direta na linha de alimentação

**f) Cargas Indutivas**

O TVS pode ser usado ainda para absorver os pulsos de transientes gerados na comutação de cargas indutivas, tais como solenóides, motores e relés.

Na figura 10 temos o modo de fazer a conexão do TVS em paralelo com a carga indutiva, com função semelhante à executada por diodos comuns, mas com as vantagens que já foram analisadas.

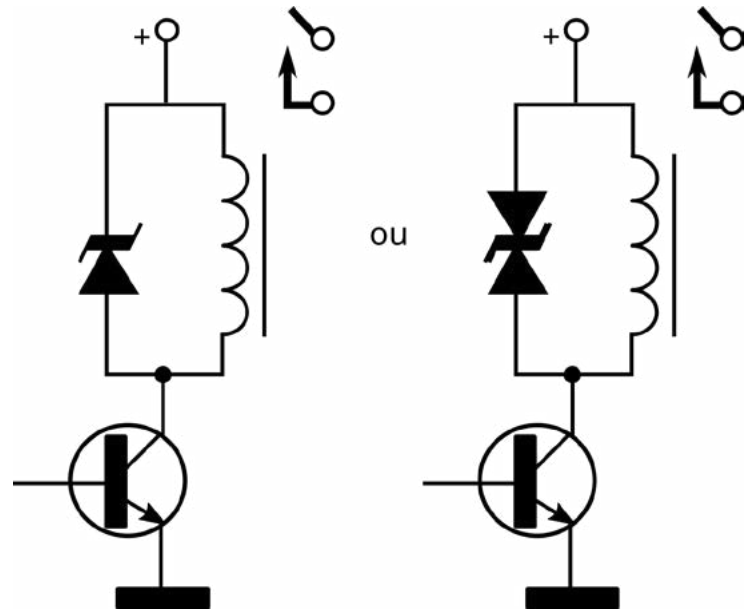


Figura 10 - Proteção em circuitos com cargas indutivas.

Observe que podemos usar tanto os tipos “bipolares” como os tipos simples, dependendo do transiente que é gerado e que deve ser absorvido.

**QUEM FABRICA TVS**

Existem diversos fabricantes de TVS que fornecem tipos numa ampla faixa de tensões e de potências de absorção. A Mouser representa muitos deles. Escolhemos alguns para que o leitor interessado consulte.

**TVS3V3L4U – Infineon**

Este componente possui diversos TVS conectados da forma como mostra a figura 11.

São TVS para 3,3 V com apenas 2 pF de capacitância para aplicações na proteção de redes Ethernet 10/100/1000.

Mais informações em:

[https://br.mouser.com/ProductDetail/Infineon-Technologies/TVS-3V3L4UE6327HTSA1?q\\_s=2wN1DOYHWdSshJXRc2McHQ%3D%3D](https://br.mouser.com/ProductDetail/Infineon-Technologies/TVS-3V3L4UE6327HTSA1?q_s=2wN1DOYHWdSshJXRc2McHQ%3D%3D)



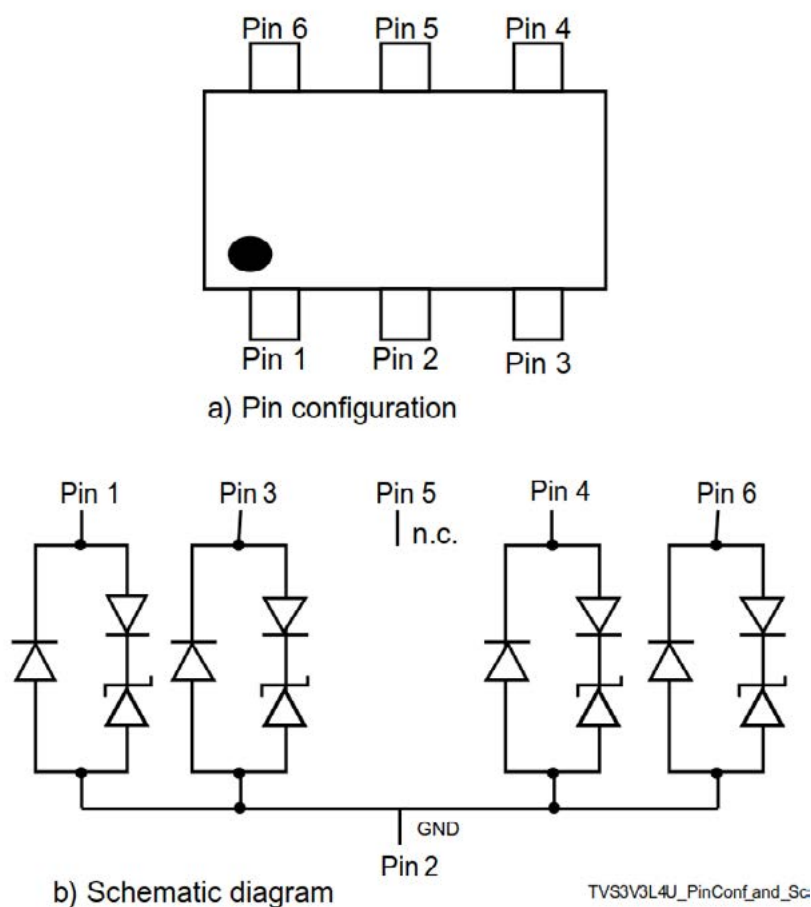


Figura 11 – O TVS3V3L5U

### PTVS2-058C-H – Bourns

Este é um TVS simples bidirecional, para tensões de 22 a 96 V com corrente de surto de 2 kA. A designação PTVS2-xC tem no X a tensão de operação.

As aplicações deste componente incluem a proteção contra centelha, parte expostas de linhas PoE, células, barramentos de alta potência. O link d Mouser podem ser obtidas mais informações, inclusive o datasheet.

<https://br.mouser.com/new/bourns/bourns-ptvs2-xc-h-tvs-diodes/>

### Série PTVSxS1UR - Nexperia

Esta série de TVs yem dissipação de 400 W (350 V para 3,3 V) em tensões reversas de 3,3 V a 64 V. O componente tem apenas 1 mm de altura e é indicado para proteção de fontes de alimentação, aplicações automotivas, industriais e gerenciamento de energia.

Mais informações, inclusive datashet podem ser obtidos na página da Mouser pelo link:

<https://br.mouser.com/ProductDetail/Nexperia/PTVS30VS1UR115?-qs=GcY6QjH1zdkc%252BCtbt7xiQQ%3D%3D>



# AMPLIFICADORES DE ÁUDIO CLASSE D

≡ Luis Carlos Burgos

Os amplificadores de áudio (convencionais) de classe A, B ou AB possuem transistores de saída funcionando em sua região linear, portanto atuam como resistores variáveis. E como qualquer resistor, ao ser atravessado por corrente elétrica aquece e desta forma, metade ou mais da energia consumida por estes amplificadores perde-se em forma de calor. Até uma década atrás estes amplificadores eram os mais usados nos circuitos de áudio dos aparelhos de consumo doméstico. Porém de um tempo para cá popularizou-se um outro tipo de amplificador de áudio, usando MOSFETs em sua saída e funcionando como chaveadores. Como neste caso os transistores atuam como chave, a potência consumida por eles em forma de calor é bem menor que no caso dos amplificadores convencionais. Tal circuito ficou conhecido com o nome de amplificador classe D, sendo atualmente o tipo dominante dos equipamentos de áudio domésticos e usados até nos meios profissionais em certos casos. Neste artigo falaremos deste amplificador com MOSFET classe D.

**Vantagens e desvantagens do Classe D** – Maior eficiência (mais potência de som / menor consumo de energia), aquece menos, porém tem qualidade sonora um pouco inferior ao amplificador convencional devido à necessidade da conversão do sinal de áudio analógico em um sinal PWM e depois a conversão do PWM novamente em áudio. Apesar disto, para os aparelhos domésticos (Minisystem, home-theater, televisores LCD/LED) a qualidade do som produzido é muito boa.

**Conversão do áudio em PWM** – O sinal analógico é misturado com uma onda em forma de triângulo, produzida por um oscilador baseado na carga e descarga de um capacitor. Tal sinal triangular fica numa faixa acima de 300 KHz (o valor mais usado é 384 KHz). Como vemos na figura 1, um comparador modula o PWM com o áudio. Quanto mais positivo estiver o áudio, maior o ciclo ativo do PWM e quanto mais negativo o áudio, menor o ciclo ativo do PWM.

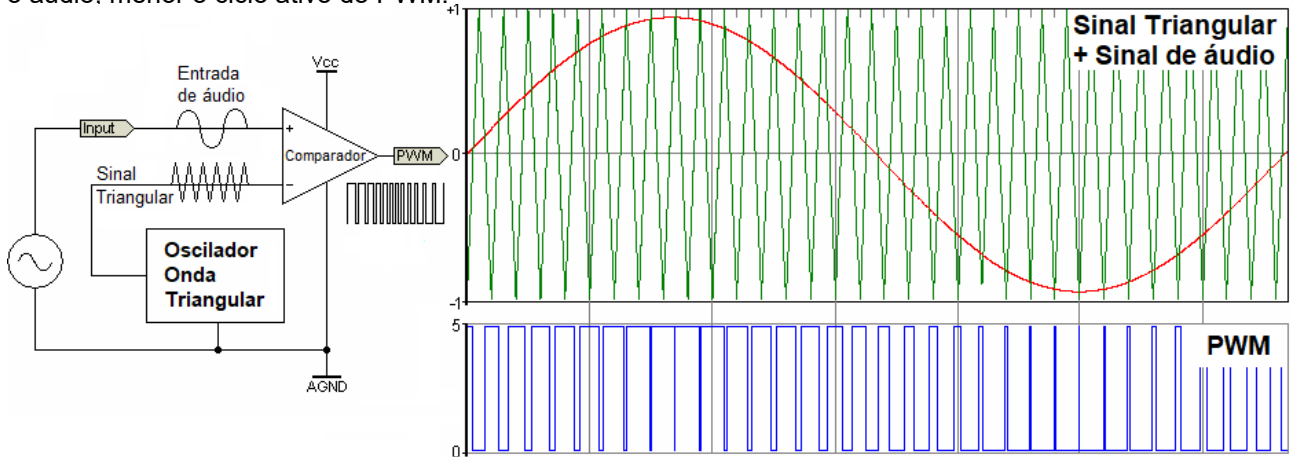


Figura 1

O áudio entra num operacional junto com o sinal triangular, e da comparação entre eles sai uma onda quadrada com ciclo ativo variável chamada PWM (modulação por largura de pulso). O sinal triangular nos amplificadores modernos é gerado dentro do mesmo CI por onde passa o áudio analógico. Pode ser no CI de saída ou num processador de áudio antes. O PWM vai ao driver para o MOSFET Q2 e para um trocador de nível a fim de acionar o MOSFET Q1. Q1 e Q2 formam um par ligados em meia ponte “single ended” (SE) ou saída simples. Os transistores

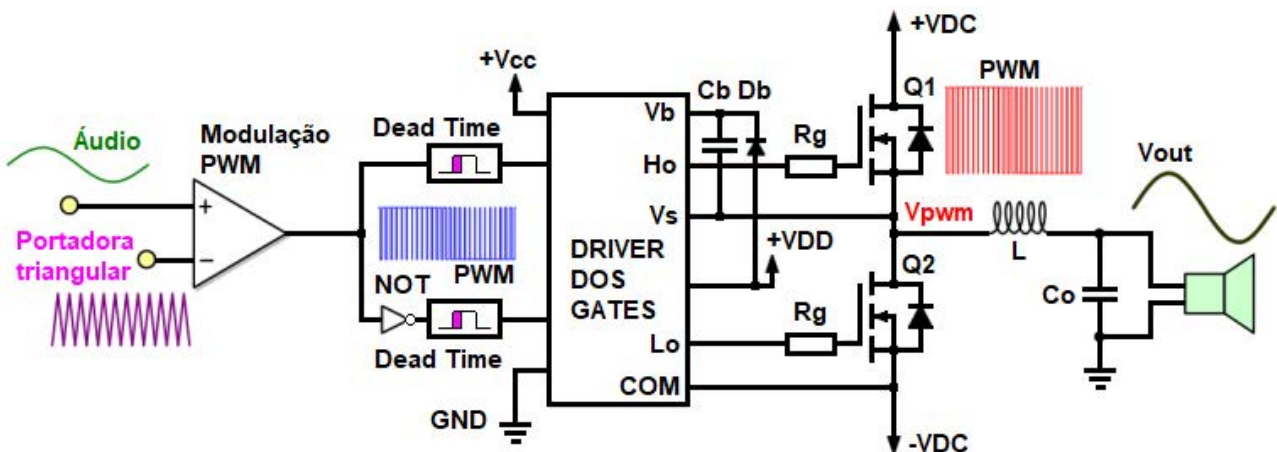


Figura 1

dão ganho de corrente e tensão ao PWM o qual será convertido novamente em áudio através do filtro passa baixa L e Co. Cb e Db formam o circuito “bootstrap” com a função de aumentar a tensão do gate de Q1 quando este estiver conduzindo.

**Modulação do sinal PWM** – Quando não há sinal de áudio na entrada do amplificador, o sinal PWM terá o ciclo ativo um pouco menor de 50% (há o “dead time”, pequeno período na qual os dois transistores estão desligados para não correr o risco de conduzirem ao mesmo tempo). Na saída teremos zero volt e não haverá som no falante. (figura 3)

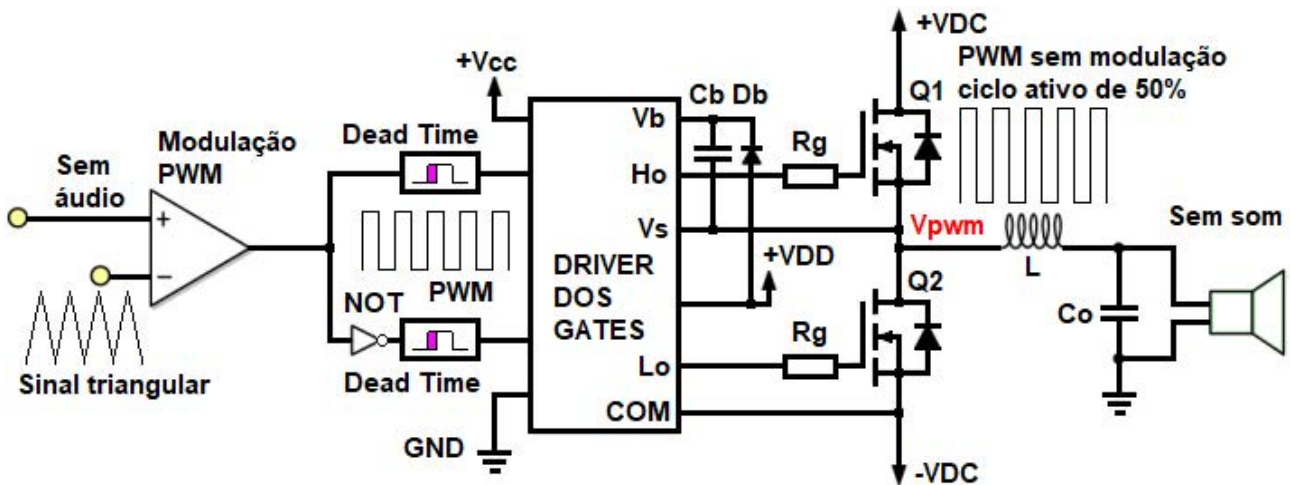


Figura 3

Quando há sinal de áudio fraco na entrada, haverá pequenos desvios no ciclo ativo do PWM, gerando uma tensão baixa na saída e um som fraco no falante. (figura 4)

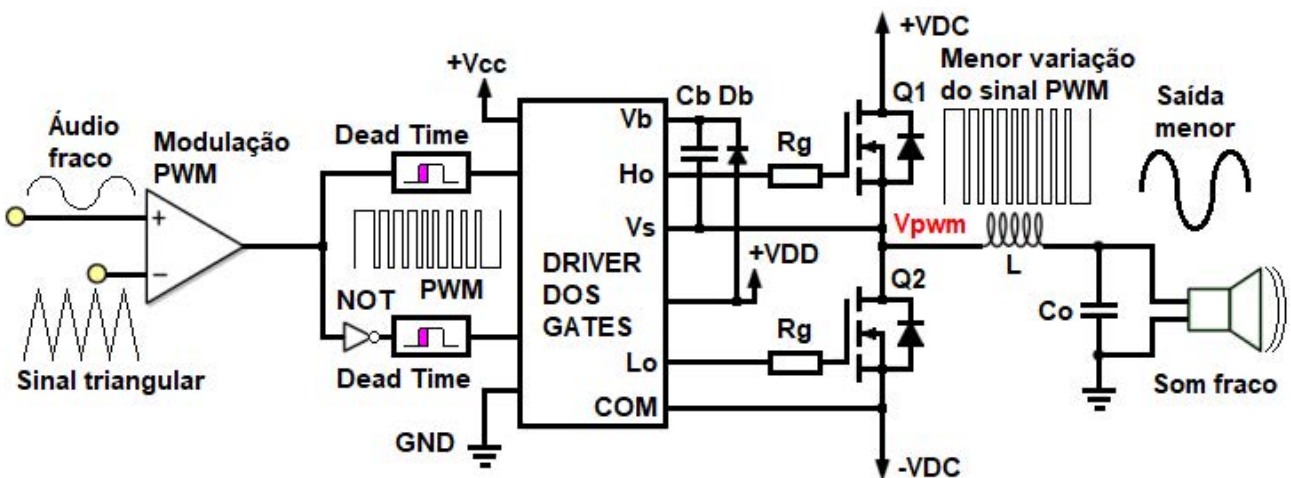


Figura 4

Quando há sinal de áudio forte na entrada, teremos grandes desvios no ciclo ativo do PWM, gerando assim uma tensão maior na saída e um grande volume sonoro no falante. (figura 5)

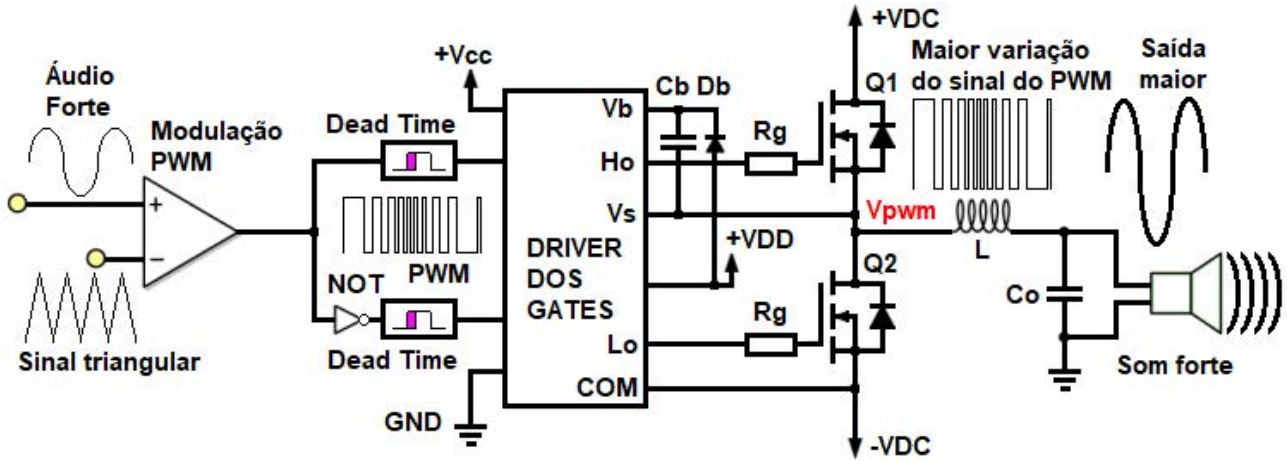


Figura 5

**Topologias dos amplificadores classe D**

“**Single Ended**” (SE) – Ou saída simples, os MOSFETS são ligados num dos terminais do alto falante. O outro terminal vai conectado ao terra do aparelho. Existem dois tipos de “single ended”.

**SE assimétrico** – É alimentado por uma única fonte e os MOSFETS estão conectados ao falante através de um capacitor eletrolítico de 1000  $\mu\text{F}$  ou mais, conforme podemos ver na figura 6.

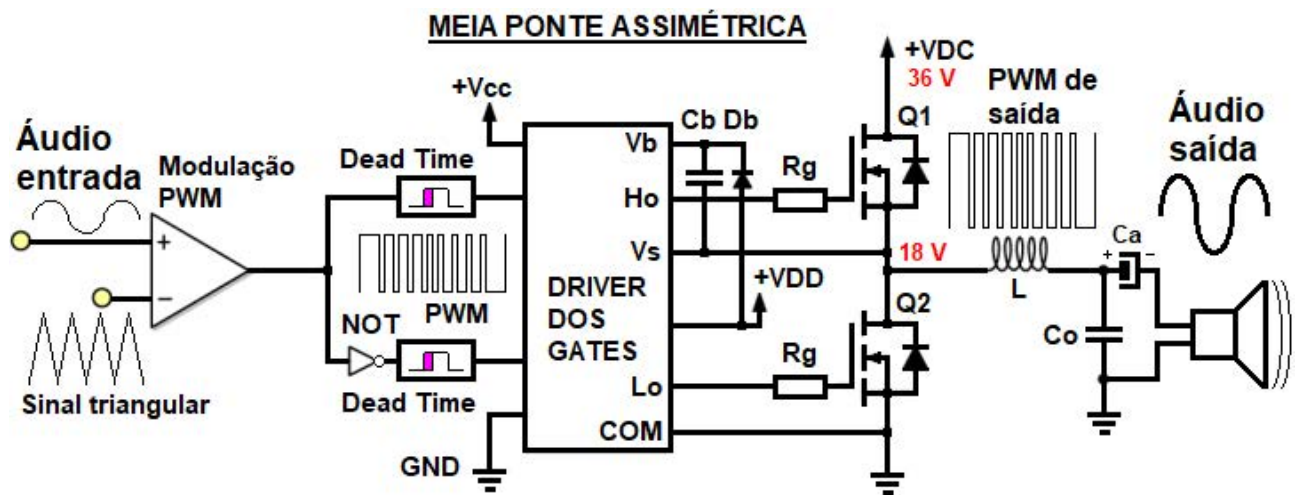


Figura 6

Com uma alimentação de 36 V, há uma tensão contínua média de 18 V entre os MOSFETS na ausência de áudio, sendo então necessário o capacitor de acoplamento Ca.

**SE simétrico** – É alimentado por duas fontes e não há necessidade do capacitor em série. (figura 7)

Como há duas alimentações simétricas +B e -B, no meio dos MOSFETS teremos 0 V e não há a necessidade do capacitor em série. Os amplificadores SE ou meia ponte, como estes apresentados, são úteis

para aparelhos de potência sonora relativamente baixa, porém mesmo assim não são muito usados na prática.

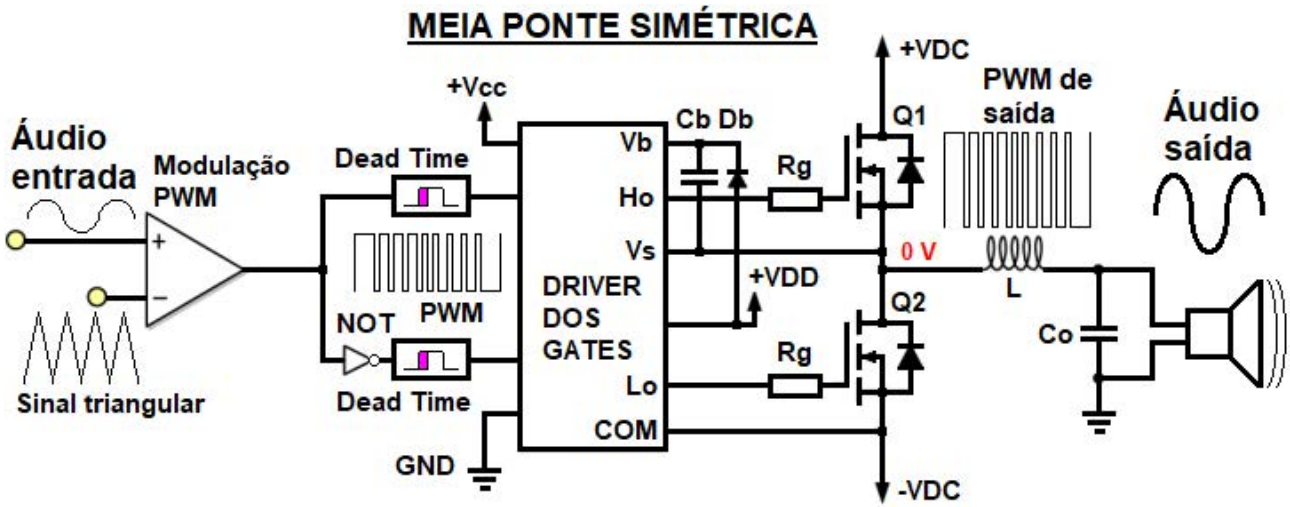


Figura 7

“Bridge Tied Load” (BTL) – Carga ligada em ponte ou ponte completa é o tipo mais utilizado nos equipamentos de som da atualidade. (figura 8)

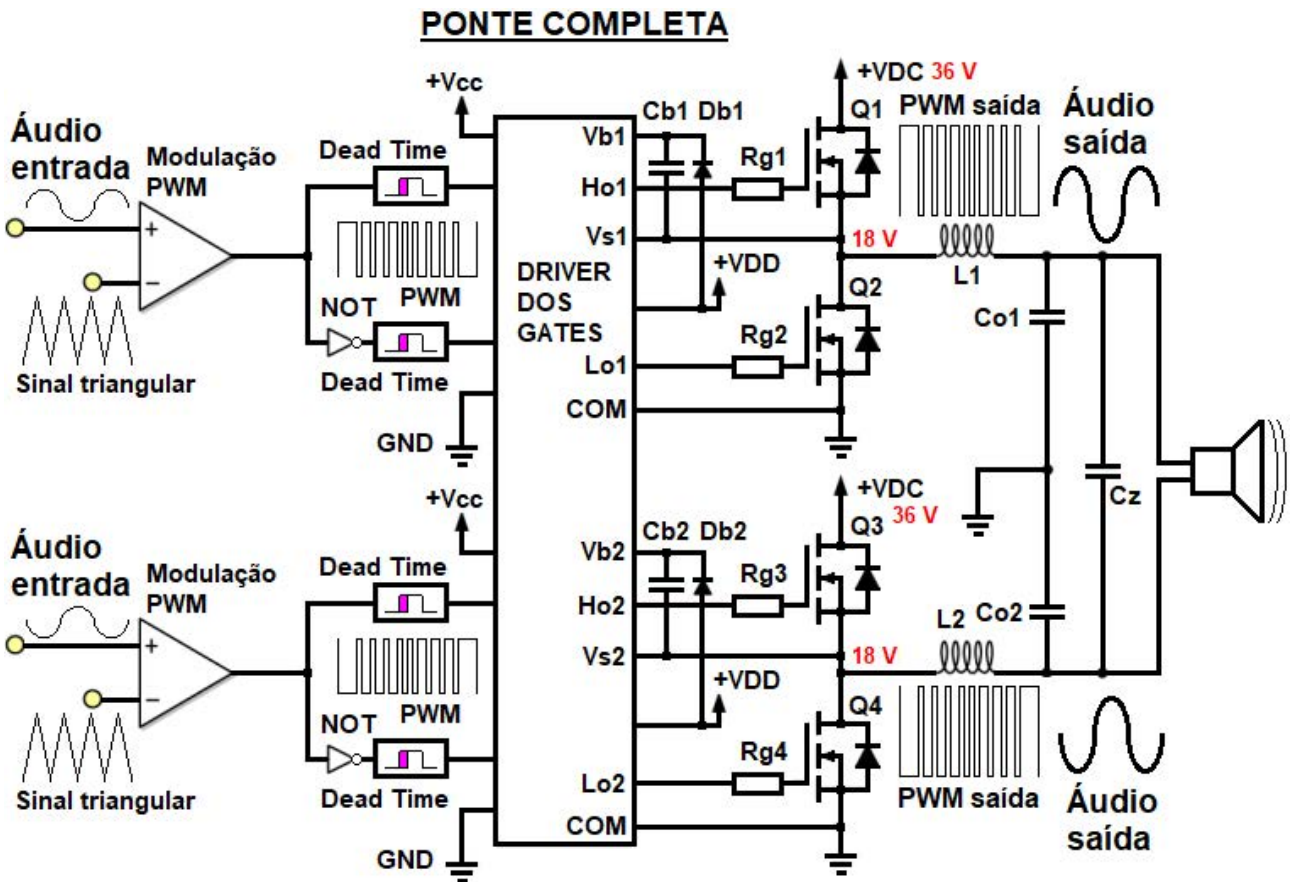


Figura 8

Temos dois pares de MOSFETs: Q1-Q2 e Q3-Q4. Cada terminal do alto falante está ligado no meio de um dos pares. Como a tensão contínua em cada par é a mesma, não haverá corrente contínua circulando

pelo alto falante. A grande vantagem deste circuito está em somar as potências dos pares individualmente para o falante. Por exemplo: Se cada par pode entregar 50 W de potência para o falante, os dois podem entregar 100 W com a mesma tensão de alimentação. Normalmente estes pares de MOSFETs estão dentro do mesmo CI, junto com mais 4 pares para o outro canal de áudio. Portanto um CI com 8 MOSFETs de potência internos junto com os demais circuitos do amplificador. Temos alguns detalhes relacionados a este circuito, como os componentes externos marcados. L1/Co1 formam o filtro passa baixa do primeiro par de MOSFETs. L2/Co2 é o filtro do segundo par. Quando não há áudio, o

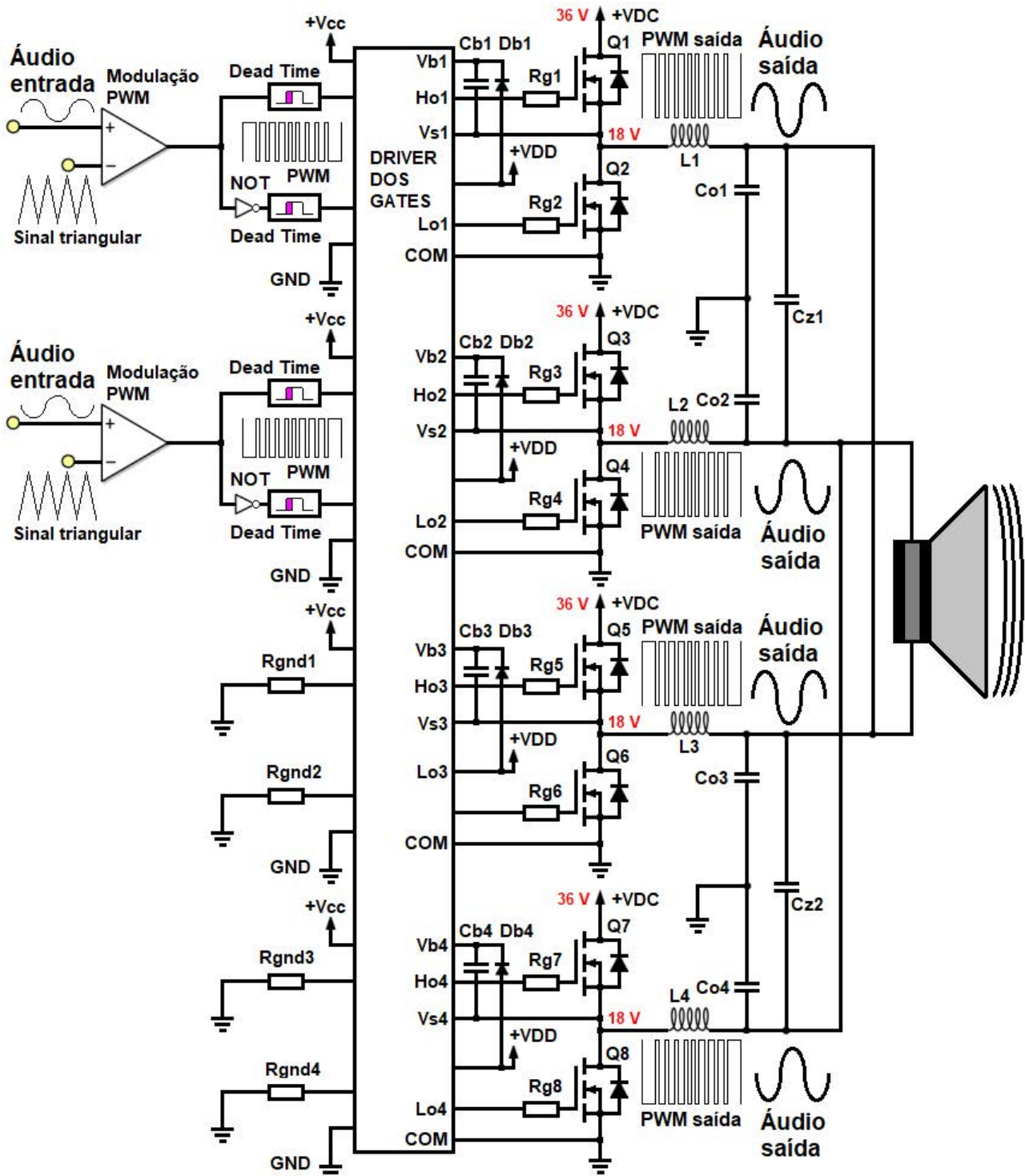


Figura 9

PWM terá ciclo ativo de quase 50% nos dois pares e a tensão em L1 e L2 será a mesma. Sem diferença de potencial entre L1 e L2 não haverá som no falante. Quando houver áudio e o ciclo ativo em L1 for maior que 50%, em L2 será menor que 50%. Assim a tensão em L1 será maior que 18 V e em L2 menor que 18 V, fazendo circular corrente elétrica variável no falante e reproduzir o som. Quando L1 tiver ciclo ativo menor que o L2, a corrente vai fluir pelo alto falante no sentido inverso reproduzindo desta forma o semiciclo negativo do áudio. O capacitor Cz é o filtro “Zobel” que elimina a oscilação parasita de alta frequência da bobina do alto-falante. As saídas Rg alimentam os gates dos MOSFETS com tensão do PWM e corrente relativamente alta para carregar e descarregar das capacitâncias dos gates, fazendo desta forma os transistores funcionarem. Cb e Db formam os circuitos “bootstrap”.

**“Parallel Bridge Tied Load” (PBTL)** – Também chamada de ponte completa em paralelo e como o próprio nome sugere, as saídas de dois pares são ligadas em paralelo com a saída dos outros dois pares num único alto falante. Assim teremos 8 transistores MOSFETS compondo este circuito. (figura 9)

Este tipo de circuito é bem útil quando necessitamos de alta potência de saída para os falantes como por exemplo 200 W ou mais. Os pares Q1-Q2 são sincronizados com Q5-Q6 e estão ligados num dos terminais do falante. Os outros dois pares estão no outro terminal. Alguns minisystems de alta qualidade usam a saída PBTL para alimentar os falantes de maior potência como os woofers e sub-woofers e a saída BTL para alimentar os falantes de menor potência, mid range e tweeters.

#### **DETALHES CONSTRUTIVOS, SINAIS E POLARIZAÇÃO DO AMPLIFICADOR CLASSE D**

Os atuais amplificadores classe D estão dentro de um único CI de potência (MOSFETs, drivers, circuitos de controle e proteção). Veja um exemplo na figura 10.

O CI de saída possui três alimentações: VPWR ou PVCC (30 V ou mais) que alimenta os MOSFETs de saída, GVDD (12 a 15 V) que alimenta os drivers dos gates e o VDC, VCC ou VDD (5 a 15 V) que alimenta os circuitos de controle, proteção, entradas e saídas para os drivers. Este CI representa um dos canais de áudio (tem dois iguais). As saídas dos MOSFETs estão ligadas em BTL (ponte) nos terminais dos falantes com o filtro passa baixa L1/L2 em série e Co1/Co2 em paralelo. O CI recebe o sinal PWM modulado pelo áudio e em fases opostas em cada entrada. Os sinais PWM menores controlam os MOSFETs inferiores e os maiores, após passar pelo “level shift”, controlam os MOSFETs superiores. Há também dois pinos de falhas ligados internamente em coletor aberto, ou seja, com tensão de 3,3 a 5 V em condições normais. O pino OTW (“Over Temperature Warning”) detecta excesso de calor produzido pelo CI para ativar o transistor interno e zerar este pino, assim o microprocessador geral desliga a fonte. O pino “CLIP” detecta falha em algum circuito, daí este pino vai a nível baixo para o microprocessador principal desligar a fonte. Veja a seguir um CI STA517 contendo 4 pares de MOSFETs em dois canais para ligação em ponte (BTL). A chapa metálica por cima deve fazer contato com um dissipador de calor (figura 11), pois embora de classe D, o CI esquenta.



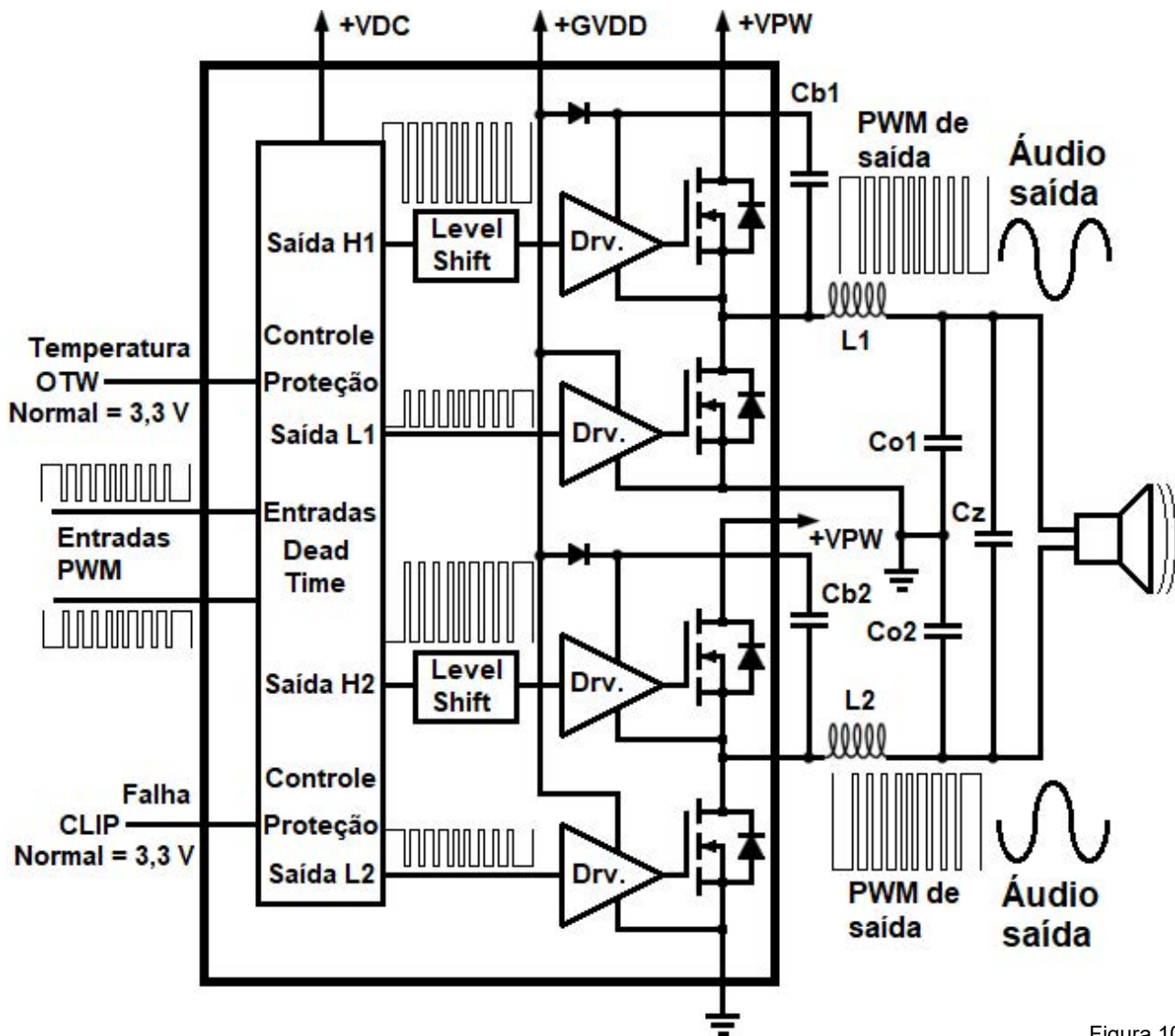


Figura 10



Figura 11

**ATIVAÇÃO DOS MOSFETS DE SAÍDA**

Para o MOSFET ligar é necessário que a tensão em seu gate esteja com 12 V acima do source (figura 12). Logo, Q2 tem o source ligado ao terra e o PWM no gate vai de 0 a 12 V. No Q1 a coisa é um pouco mais complicada. Quando ele conduz, em seu source aparece 30 V. Logo em seu gate são necessários 12 V a mais, portanto 42 V. Por isso que o sinal no gate de Q1 é bem maior que o do gate de Q2. Como vimos, estes sinais de gate são opostos para quando um transistor conduz o outro fica desligado. Há um pequeno tempo morto (“dead time”) entre 5 e 100 ns de transição entre os transistores (quando nenhum está conduzindo). Nestes exemplos mostramos o PWM como uma onda retangular perfeita, mas ela tem uma pequena rampa de subida e descida entre cerca de 20 e 50 ns.

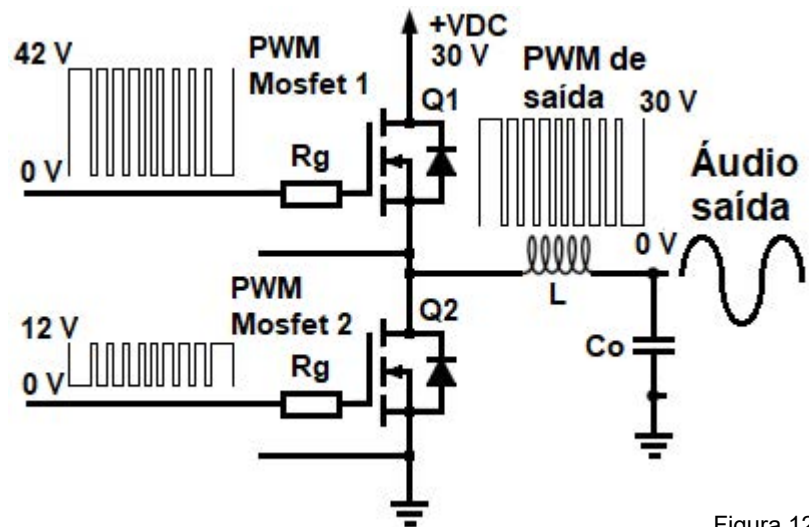


Figura 12

**“BOOTSTRAP”**

Quando o MOSFET inferior conduz, o diodo interno conduz e carrega Cb1 com 12 V. Quando o MOSFET superior conduz, a tensão de saída de 30 V soma-se à armazenada no capacitor e alimenta o driver e o gate

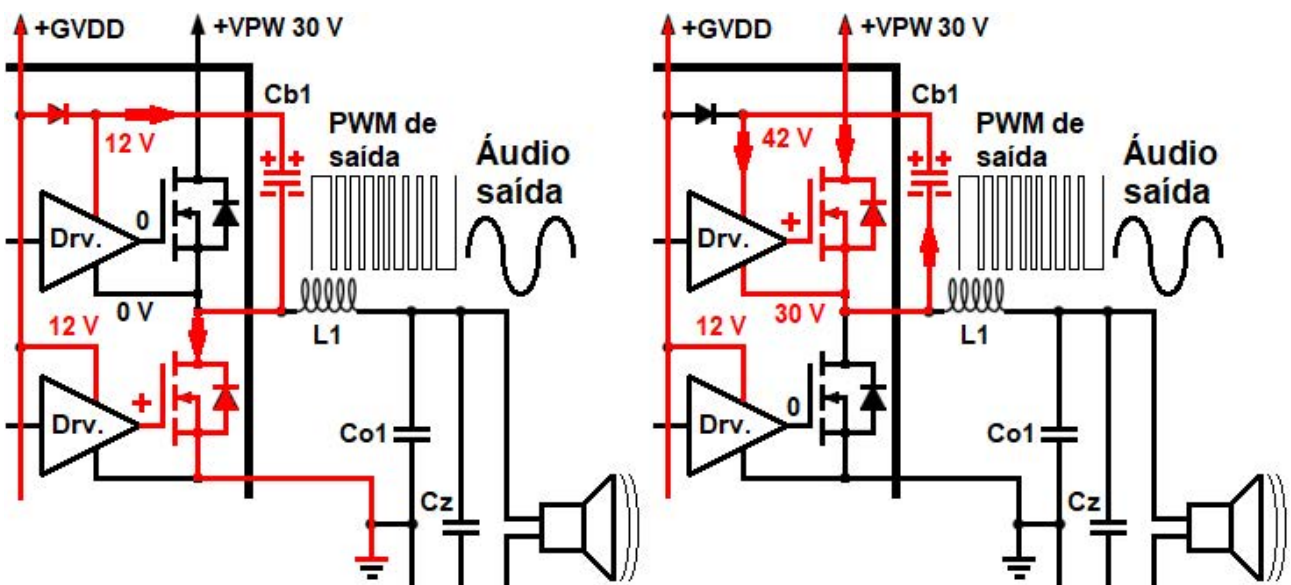


Figura 13

com 42 V. É o melhor método de se obter a tensão necessária à alimentação do MOSFET superior nos amplificadores classe D. O diodo rápido fica dentro do CI e o capacitor de poliéster ligado entre a saída e o pino de alimentação do driver. Veja o circuito na figura 13.

No QR code temos uma aula de nosso curso de som Minisystem LG CM4350 onde ensinamos os testes na saída de áudio classe D dele, mas para adquirir o curso completo vá a nossa loja virtual indicada nos links abaixo:

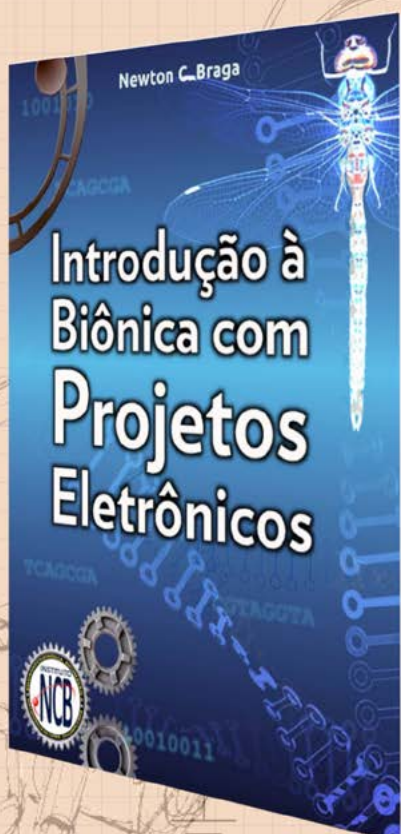


A Burgoseletronica Ltda vende cursos e livros técnicos nos endereços a seguir:

<http://burgoseletronica.com.br>

Canal no YouTube:

[www.youtube.com/c/Burgoseletronica05](http://www.youtube.com/c/Burgoseletronica05)

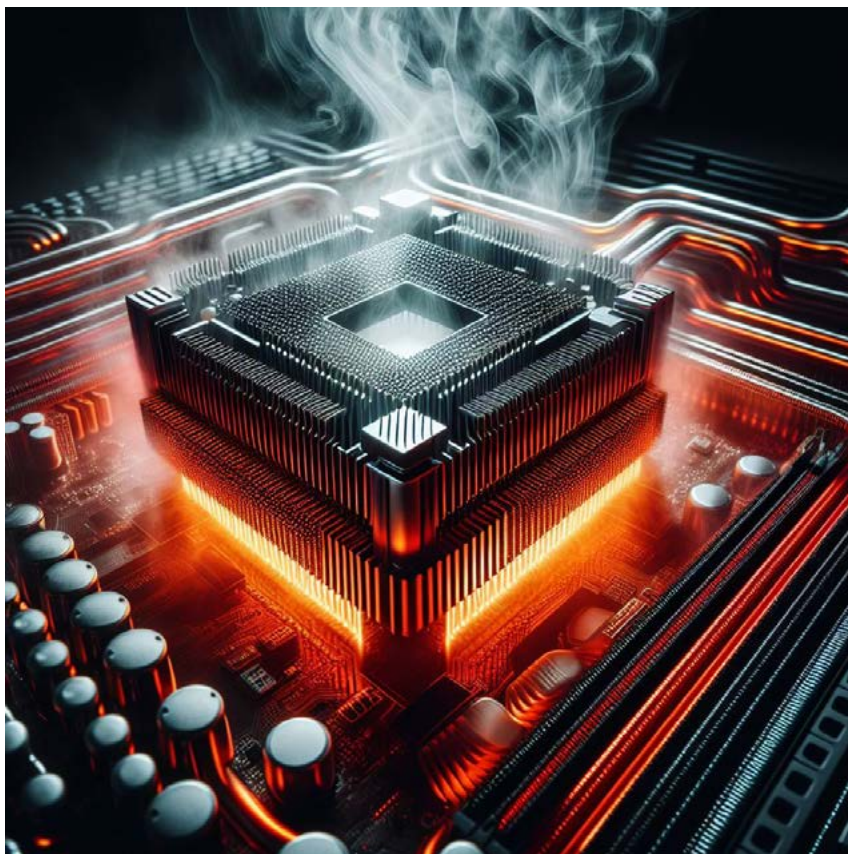


## Introdução à Biônica com Projetos Eletrônicos

Esta obra é uma introdução ao estudo da biônica (biologia + Engenharia Mecânica e Eletrônica) utilizando projetos eletrônicos práticos. Com a finalidade de ajudar um pouco os que desejam entrar de uma forma mais intensa neste maravilhoso campo das aplicações tecnológicas linkadas aos seres vivos este livro trás uma coletânea de artigos e textos importantes, selecionados numa ordem lógica, com o único objetivo de introduzir esta ciência aos estudantes e professores que desejam preparar um curso e profissionais, como também os makers que pretendem criar um produto de uma tecnologia totalmente nova quer seja para uma aplicação agropecuária, para colocar em pets, ou mesmo para usar num vestível ou num objeto de uso humano ou animal conectado à Internet.

e-Books ou Impresso  
Clique ou Fotografe o QR-Code





# CONTROLE PID DE TEMPERATURA COM UMA VENTONINHA E LEITURA DE SENSOR DE TEMPERATURA

≡ Pedro Bertoleti

## INTRODUÇÃO

Com a crescente popularidade e disponibilidade de microcontroladores no mercado, aliado aos preços cada vez mais competitivos dos mesmos, a viabilidade de soluções que fazem uso de controladores digitais é também cada vez maior. Tais controladores são muito versáteis, uma vez que estes são implementados em software, podendo ser adaptados e ajustados com simples mudanças de software. Ainda, se tais controladores forem bem ajustados e utilizados em conjunto com sensores e atuadores adequados, é possível controlar processos com grande exatidão e precisão, constituindo, portanto, uma ótima solução de controle para os mais diversos processos.

Um dos controladores mais populares e importantes é o controlador PID, largamente usado em equipamentos de todos os portes, de eletrodomésticos até grandes aplicações industriais.

Neste artigo, será apresentado o PID, juntamente com um exemplo prático de uso deste, de forma a controlar a temperatura ambiente através do controle da rotação de uma ventoinha, controle este feito em função da temperatura medida do ambiente.

## **MATERIAIS NECESSÁRIOS**

Para o exemplo prático contido neste artigo, serão necessários os seguintes itens:

- Um Arduino Nano V3, com cabo USB para alimentação e programação;
- Uma ventoinha de computador de 5V de tensão de alimentação e corrente nominal até 1A;
- Um sensor DHT22;
- Um transistor BD135;
- Um diodo 1N4007;
- Um Protoboard;
- Jumpers macho-macho e macho-fêmea;
- 1 resistor de  $10k\Omega/0.25W$ ;
- 1 resistor de  $1k\Omega/0.25W$ ;

## **CONTROLADOR PID: O QUE É?**

Primeiramente, é importante definir o que significa “PID”. O PID é um acrônimo para três termos muito importantes em um sistema de controle: Proporcional, Integral e Derivativo.

O controlador PID é um controle em malha fechada, ou seja, possui um valor alvo (setpoint) da variável de processo (grandeza controlada, como por exemplo: temperatura, vazão e pressão), e controla tal variável de processo com um atuador (exemplos: ventilador, aquecedor e válvulas), sendo que a forma ou intensidade que este atuador irá agir é regida pelo controlador PID, o qual age conforme as leituras dos sensores da variável de processo a ser controlada. O controle em malha fechada pode ser expresso na forma de um diagrama, conforme mostrado na figura 1.

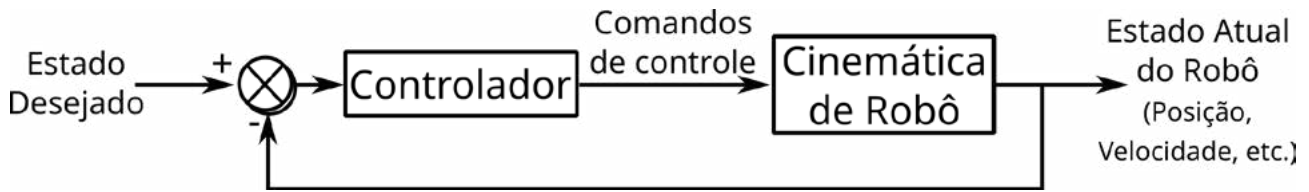


Figura 1 - Diagrama do controlador PID

O controlador PID continuamente dosa cada um dos seus termos - Proporcional, Integral e Derivativo - de forma que a grandeza controlada tenha seu valor o mais próximo possível do setpoint.

Para explicar como o PIS funciona, uma boa maneira é usar analogias. Como analogia, imagine que você possui um ventilador em sua casa, o qual usa para se refrescar em dias de calor. Se está muito calor, você aumenta a velocidade do ventilador até que uma temperatura que você julga agradável seja atingida. Entretanto, se começar a ficar frio, você diminui a velocidade do ventilador. Esse ciclo de aumento e diminuição da velocidade é continuamente repetido por você, de forma que a temperatura ambiente sempre permaneça agradável conforme deseja. Nesta situação, sem perceber, você faz manualmente um controle PID, sendo que cada elemento desse controle é:

- A grandeza controlada (ou seja, a variável de processo) é a temperatura ambiente;
- O sensor de temperatura é sua pele, na qual informa ao seu cérebro se a temperatura ambiente está quente ou fria;
- O atuador é o ventilador, o qual permite ter sua rotação variada em alguns níveis, para esfriar mais ou esfriar menos o ambiente;
- O valor de temperatura que você julga agradável é o setpoint do processo;
- O controlador PID é seu cérebro, já que com base na sensação térmica que sua pele lhe informa, o cérebro determina como o atuador (ventilador) deve agir, seja de forma mais ou menos agressiva (= maior rotação ou menor rotação), para fazer com que a variável de processo (temperatura) atinja o setpoint desejado.

Ainda considerando esta analogia, os termos Proporcional, integral e Derivativo podem ser descritos por:

- Proporcional: é equivalente ao quão agressivamente você aciona o atuador. Se você deseja que o ambiente seja refrescado rapidamente (seja a partir do momento que você ligou o ventilador pela primeira vez ou em qualquer momento que a temperatura ambiente esteja acima da desejada), você tende a deixar o ventilador nas maiores rotações possíveis. Entretanto, se você quer que o ambiente esquente rapidamente (quando a temperatura ambiente ficou muito fria devido ao ventilador), você pode mudar a rotação do ventilador para as mais baixas ou, em alguns casos, até mesmo desligar o ventilador. Logo, quanto maior for o termo Proporcional (ou, de forma mais técnica, o ganho proporcional), mais brusca será a mudança de rotação quando necessária.
- Integral: esse termo está relacionado a sua tolerância de tempo para que a temperatura se estabilize no valor do setpoint. Se o ambiente está muito quente, você sobe a rotação do ventilador

e aguarda algum tempo para verificar se a temperatura diminuiu e se estabiliza no valor de setpoint. Se após esse tempo ainda está quente, significa que o erro (diferença entre a temperatura atual e o setpoint) está grande (e, ainda, positivo), portanto o ventilador precisa girar mais rápido; já se a temperatura ficou abaixo da desejada, significa que o erro também está grande (porém, negativo), mas nesse caso o ventilador precisa ter sua rotação diminuída para que o setpoint de temperatura seja atingido. Nessas situações, você inconscientemente está avaliando o erro ao longo do seu tempo de tolerância e agindo conforme o setpoint desejado. Matematicamente, isso pode ser expresso pela integração dos valores de erro ao longo do tempo.

- Derivativo: aqui, é avaliado o quão rápido a temperatura varia ao longo do tempo. Se o ventilador que você está usando é muito forte, a temperatura tende a cair rapidamente, e como consequência você diminui a velocidade do ventilador para que a temperatura ambiente chegue o mais perto possível do setpoint, sem risco de ficar muito abaixo dele. No caso contrário, ou seja, se você usar um ventilador muito fraco, a temperatura vai cair mais lentamente, e você tem como ação aumentar a velocidade do ventilador para que a temperatura ambiente chegue o mais perto possível do setpoint, sem risco de ficar muito acima dele.

Matematicamente, isso pode ser representado pela taxa de variação da temperatura (grandeza controlada) ao longo do tempo, ou seja, a derivada da temperatura ambiente no tempo.

Nota-se, portanto, que cada termo - Proporcional, Integral e Derivativo - age sobre a grandeza controlada (temperatura ambiente) de uma forma distinta e, se todas estas ações forem combinadas, tem-se um controle completo da variável de processo. O controlador PID faz justamente isso: calcula cada um destes termos, os combina (soma) e age no atuador conforme o resultado calculado.

Matematicamente, a saída do controlador PID pode ser calculada pela fórmula da figura 2.

$$u(t) = K_p \times e(t) + K_i \times \int_{t=0}^t e(t)dt + K_d \times \frac{de(t)}{dt}$$

Figura 2 - Fórmula da saída do controlador PID

Onde:

- $u(t)$ : sinal de saída no instante  $t$  (resultado do cálculo de PID)
- $K_p$ : ganho proporcional
- $K_i$ : ganho integral
- $K_d$ : ganho derivativo
- $e(t)$ : erro no instante  $t$
- $t$ : instante a ser processado

Em linhas gerais, o que um controlador PID faz é continuamente obter medições da variável de processo, calcular seu erro (e, também, a somatória / integração deste erro ao longo do tempo devido), calcular a variação da grandeza controlada (derivada) no tempo devido e, por fim, calcula o valor PID, o qual será usado para decidir como agir no atuador.

## AJUSTE DO CONTROLADOR PID

Agora que você já compreende, em linhas gerais, o que é um controlador PID e como cada um de seus termos - Proporcional, Integral e Derivativo - age, é preciso saber como ajustar o controlador PID, ou seja, definir os melhores valores de ganho do controlador ( $K_p$ ,  $K_d$  e  $K_i$ ).

As etapas de ajuste encontram-se abaixo:

1.  $K_p$  (ganho proporcional): quanto maior o valor de  $K_p$ , mais agressivamente o atuador agirá e, portanto, mais bruscas serão as mudanças de valores da variável de processo. Ainda, se  $K_p$  for excessivamente grande, a grandeza controlada poderá nunca atingir o setpoint, mas sim ter seu valor oscilando de forma bastante significativa em torno do setpoint desejado. Logo, é preciso iniciar o ajuste do ganho proporcional com valor baixo (próximo ao unitário, por exemplo) e ir subindo gradativamente até que seja percebido que o setpoint é quase atingido e que o valor da da variável de processo não apresente oscilação ao redor do valor do setpoint.
2.  $K_i$  (ganho integral): uma vez ajustado somente o ganho proporcional (ou seja, com  $K_i$  e  $K_d$  ainda zerados), você perceberá que sempre haverá uma pequena diferença entre o valor final da variável de processo e o setpoint desejado (ou seja, existirá sempre um offset, por menor que seja). Este offset pode ser eliminado com o uso do termo Integral do controlador PID. Logo, após o melhor ajuste do  $K_p$  (= onde o valor da grandeza fica o mais próximo possível do setpoint, sem oscilar em torno dele), deve-se colocar o ganho integral em um valor baixo (próximo ao unitário, por exemplo) e ir gradativamente ajustando este valor até que o offset seja zero (ou muito próximo de zero).
3.  $K_d$  (ganho derivativo): com  $K_p$  e  $K_i$  ajustados, é preciso testar o sistema em várias condições, de forma a verificar se em algum caso de uso a variação da variável de processo em um determinado intervalo de tempo é muito brusca para as necessidades do processo controlado. Em caso positivo, inicie o valor do ganho derivativo com um valor abaixo do unitário e vá ajustando gradativamente até que o comportamento observado seja eliminado. Em linhas gerais, é comum não haver necessidade de aplicar o termo derivativo, o que significa dizer que o valor de  $K_d$  é zero para grande parte dos casos de uso do PID. O uso de um valor de  $K_d$  muito grande pode levar a um efeito indesejado, chamado overshoot da variável de processo. O overshoot ocorre quando o valor da variável de processo fica muito maior que o setpoint por alguns ciclos de controle, principalmente nos primeiros. Esse comportamento pode ser perigoso, pois pode sobrecarregar o atuador e levar danos dele, resultando na perda de controle PID do processo. Logo, é prudente utilizar o ganho derivativo com moderação.

Conforme observado, o processo de ajuste do controlador PID é, na prática, bastante empírico e dependente do processo em que está sendo feito o ajuste. Portanto, o controlador deve ser ajustado sempre que ocorrer a mudança de qualquer elemento do processo (mudança de sensor e atuador, além da ocorrência de manutenções preventivas e corretivas, por exemplo). Da mesma forma, ao se trocar o atuador por outro de marca e/ou modelo diferentes, é prudente reajustar os ganhos, de forma a ter o controlador PID funcionando da melhor forma possível.



## VISÃO GERAL DO PROJETO

Para exemplificar o uso do controlador PID, este artigo conta com um projeto de controle de temperatura, utilizando como atuador uma pequena ventoinha (de tensão de operação de 5V e corrente nominal de operação de até 1A). Como sensor da variável de processo (nesse caso, temperatura), é utilizado um sensor DHT22. Como placa de desenvolvimento, é utilizado um Arduino Nano V3, facilmente encontrado no mercado.

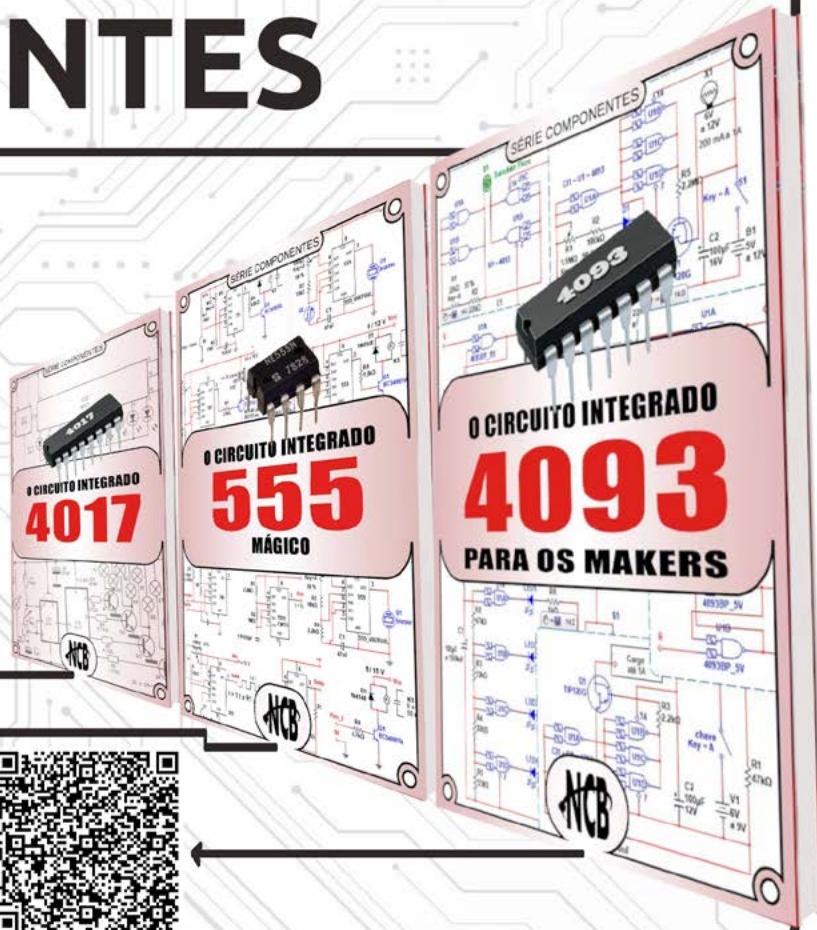
De forma geral, o projeto funciona conforme descrito a seguir:

1. O sistema é iniciado e o setpoint (= temperatura desejada) do controlador PID é definido;
2. A temperatura ambiente é lida do sensor DHT22;
3. São calculados os termos Proporcional, integral e Derivativo, com base no erro da temperatura atual em relação ao setpoint estabelecido;
4. Os termos são somados, resultando na saída do controlador PID;
5. A saída do controlador PID é convertida em um sinal PWM, o qual controla a rotação do motor da ventoinha, com o objetivo de atingir o setpoint de temperatura;
6. O ciclo do item 2 ao 5 se repete continuamente.

# SÉRIE DE LIVROS COMPONENTES

Conheça o funcionamento e os principais circuitos onde os componentes mais utilizados do mercado são aplicados.

No formato  
e-Book e Impresso



**CIRCUITO ESQUEMÁTICO**

O circuito esquemático do projeto é apresentado na figura 3.

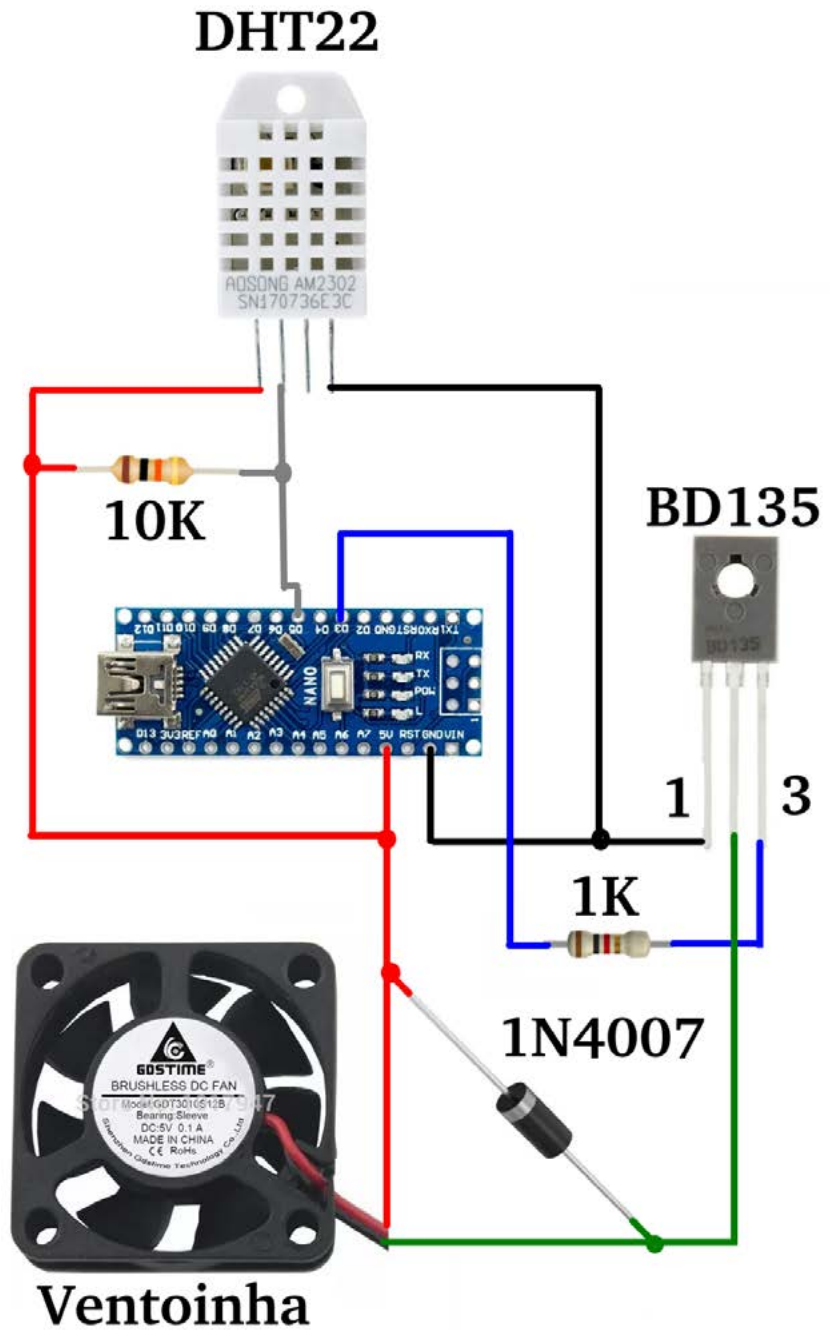


Figura 3 - circuito esquemático do projeto

É importante mencionar que, para o circuito mostrado na figura 3, a corrente de consumo nominal da ventoinha precisa, obrigatoriamente, ser de até 1A, dadas as especificações do transistor BD135 que age como drive da ventoinha. Se desejar controlar uma ventoinha de corrente nominal superior a 1A, é preciso substituir o transistor BD135 por um que seja compatível com a corrente nominal da ventoinha desejada.

## INSTALAÇÃO DA BIBLIOTECA PARA O DHT22 NA ARDUINO IDE

A biblioteca do DHT22 pode ser obtida gratuitamente em: <https://github.com/adafruit/DHT-sensor-library>. Para baixar e instalar a biblioteca e suas dependências, siga o procedimento abaixo:

1. Acesse o repositório da biblioteca (<https://github.com/adafruit/DHT-sensor-library>) e baixe-a clicando em “Clone or Download” e depois em “Download ZIP”. Salve o arquivo ZIP baixado em uma pasta conhecida / de fácil acesso para você.
2. Agora, na Arduino IDE, instale a biblioteca baixada. Para isso, clique no menu “Sketch”, depois em “Incluir Biblioteca” e, por fim, clique em “Adicionar biblioteca .ZIP”.
3. Na janela que abrir, busque pelo arquivo da biblioteca que você baixou (conforme passo 1 deste procedimento) e clique em “Abrir”.
4. Ainda há uma biblioteca a ser instalada: a biblioteca Adafruit Unified Sensor Driver. Esta biblioteca é uma dependência da biblioteca o sensor DHT22 (ou seja, ela é necessária para o funcionamento dela). Portanto, primeiramente, é preciso baixar a biblioteca no repositório oficial dela: [https://github.com/adafruit/Adafruit\\_Sensor](https://github.com/adafruit/Adafruit_Sensor). A forma de baixar é a mesma vista no passo 1 deste procedimento.
5. Uma vez baixada, esta biblioteca deve ser instalada da mesma forma que foi explicada nos passos 2 e 3 deste procedimento.

## CÓDIGO-FONTE

O código-fonte deste projeto pode ser visto abaixo. Fique atento às seguintes observações:

- a. As constantes do PID (no código-fonte, chamadas de KP\_CONSTANTE, KI\_CONSTANTE e KD\_CONSTANTE) foram ajustadas para a ventoinha e sensor que possui. É altamente recomendável que você ajuste tais constantes, de forma que o projeto responda da melhor forma possível ao hardware que você utilizar (sobretudo, a ventoinha).
- b. A temperatura desejada (ou seja, setpoint do controle PID) é definido no código-fonte em SETPOINT\_DESEJADO, sendo igual a 25.0°C. Se desejar alterar este valor, basta mudar o valor de SETPOINT\_DESEJADO.
- c. A temperatura máxima que o ambiente pode ter é definida em TEMPERATURA\_MAX, atualmente definida em 50.0°C. Tal valor é utilizado na normalização do controlador PID. Isso significa que, se a temperatura atingir 50.0°C, é garantido o giro máximo da ventoinha. Ajuste esse valor conforme sua necessidade.

```
/* Projeto: controle PID de ventoinha de computador, com base na temperatura medida
```

```
    Autor: Pedro Bertoleti
```

```
*/
```

```
#include <DHT.h>
```

```
/* GPIO do Arduino Nano para comunicar com DHT22 */
```

```
#define DHTPIN      5
```

```
/* Constantes do PID */
```

```
#define KP_CONSTANTE      (float)1.5
```

```
#define KI_CONSTANTE      (float)1.0
```

```
#define KD_CONSTANTE      (float)0.0
```

```
#define TEMPO_DE_AMOSTRAGEM  2000 //ms
```

```
#define TEMPERATURA_MAX      (float)50.0 /* °C */
```

```
#define SETPOINT_DESEJADO (float)25.0 /* °C */
```

```
/* Saída PWM para controle da ventoinha */
```

```
#define SAIDA_PWM_VENTONHA  3
```

```
/* A biblioteca serve para os sensores DHT11, DHT22 e DHT21.
```

No nosso caso, usaremos o DHT22. Entretanto, se você desejar utilizar algum dos outros disponíveis, basta descomentar a linha correspondente.

```
*/
```

```
//#define DHTTYPE DHT11 // DHT 11
```

```
#define DHTTYPE DHT22 // DHT 22 (AM2302), AM2321
```

```
//#define DHTTYPE DHT21 // DHT 21 (AM2301)
```

```
/* Estrutura com dados do controlador PID */
```

```
typedef struct {
```

```
    float setpoint_pid;
```

```
    float ultimo_erro;
```

```
    float integral_acum;
```

```
} TDados_controlador_PID;
```

```
/*
```

```
    Variáveis e objetos globais
```

```
*/
```

```
DHT dht(DHTPIN, DHTTYPE);
```

```
TDados_controlador_PID dados_controlador_PID;
```

```
/* Protótipos */
```

```

void configura_setpoint(float valor_setpoint);
int calc_PID(float variavel_processo, float tempo_amostragem);

/* Função: configura setpoint do controle PID
Parâmetros: valor do setpoint
Retorno: nenhum
*/
void configura_setpoint(float valor_setpoint)
{
    dados_controlador_PID.ultimo_erro = 0.0;
    dados_controlador_PID.integral_acum = 0.0;
    dados_controlador_PID.setpoint_pid = valor_setpoint;
}

/* Função: calcula a saída do controlador PID
Parâmetros: - valor da variável de processo (nesse caso, temperatura) normalizada
             - tempo de amostragem
Retorno: valor do controlador PID, em inteiro (0 a 100%)
*/
int calc_PID(float variavel_processo, float tempo_amostragem)
{
    float erro_atual = 0.0;
    float fator_P = 0.0;
    float fator_I = 0.0;
    float fator_D = 0.0;
    float valor_final_PID = 0.0;
    int valor_final_PID_int = 0;

    /* Cálculo do erro atual */
    erro_atual = dados_controlador_PID.setpoint_pid - variavel_processo;

    /* Cálculo dos fatores P, I e D */
    fator_P = KP_CONSTANTE * erro_atual;

    fator_I = dados_controlador_PID.integral_acum + (KI_CONSTANTE * erro_atual * tempo_amostragem);
    dados_controlador_PID.integral_acum = fator_I;

    fator_D = KD_CONSTANTE * ((dados_controlador_PID.ultimo_erro - erro_atual) / tempo_amostragem);
    dados_controlador_PID.ultimo_erro = erro_atual;
}

```

```
/* Calcula saída do controlador PID */
valor_final_PID = fator_P + fator_I + fator_D;

Serial.print("Saída PID calculada (float): ");
Serial.println(valor_final_PID);

/* Faz com que saída do controlador PID seja também normalizado entre
   0% e 100% e retorna resultado
*/
if (valor_final_PID > 1.0)
{
    valor_final_PID = 1.0;
}
else
{
    if (valor_final_PID < 0.0)
    {
        valor_final_PID = 0.0;
    }
}

valor_final_PID_int = (int)(valor_final_PID * 100.0);
return valor_final_PID_int;
}

void setup ()
{
    /* Inicializa serial de debug */
    Serial.begin(115200);

    /* Inicializa sensor DHT22 */
    dht.begin();

    /* Configura valor de temperatura desejado (setpoint do controlador PID) */
    configura_setpoint(SETPOINT_DESEJADO);

    Serial.println("Controle de ventoinha com PID: iniciado");
}

void loop ()
{
```

```

float temperatura_lida;
float temperatura_normalizada;
int saida_PID_int;
int saida_normalizada;

/* Le temperatura atual */
do
{
    temperatura_lida = dht.readTemperature();
} while (isnan(temperatura_lida));

Serial.print("Temperatura lida:");
Serial.print(temperatura_lida);
Serial.print("C ");
Serial.print("/ ");
Serial.print("Setpoint: ");
Serial.print(dados_controlador_PID.setpoint_pid);
Serial.println("C");

/* Normaliza temperatura */
temperatura_normalizada = temperatura_lida / TEMPERATURA_MAX;

if (temperatura_normalizada > 1.0)
{
    temperatura_normalizada = 1.0;
}

Serial.print("Temperatura normalizada: ");
Serial.println(temperatura_normalizada);

/* Executa ciclo do controlador PID */
saida_PID_int = calc_PID(temperatura_normalizada, TEMPO_DE_AMOSTRAGEM);

Serial.print("PID calculado: ");
Serial.println(saida_PID_int);

/* Comanda ventoinha em função da saída do controlador PID,
Já normalizando para 8 bits (necessário para o acionamento do PWM) */

```

```
saida_normalizada = map (saida_PID_int, 0, 100, 0, 255);
Serial.print("Saida normalizada (de 0 a 255): ");
Serial.println(saida_normalizada);

analogWrite (SAIDA_PWM_VENTONHA, saida_normalizada);

/* Aguarda o tempo de amostragem para rodar novo ciclo do controlador PID
*/
delay (TEMPO_DE_AMOSTRAGEM);
}
```

### CONCLUSÃO

Neste artigo, você teve o primeiro contato com o controle PID, de forma a compreender como ele funciona, o papel de cada uma de suas constantes (ou ganhos) na resposta do controlador PID e aprendeu como ajustar um controlador PID empiricamente. Ainda, foi mostrado um projeto prático de controle PID de uma ventoinha 5V com base na temperatura ambiente lida pelo sensor DHT22, de forma a consolidar o conteúdo mostrado no artigo.

Este projeto pode servir como base para você, leitor, fazer o controle PID de qualquer processo que desejar, bastando adaptar as constantes (P, I e D), setpoint, leitura da variável de processo (no caso do projeto: temperatura) e limites máximos e mínimos particulares conforme a variável de processo que deseja controlar.

### REFERÊNCIAS

Controlador PID Digital Parte 1 - <https://embarcados.com.br/controlador-pid-digital-parte-1/>





# aureside

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE AUTOMAÇÃO RESIDENCIAL E PREDIAL

**ACESSE O SITE**

[www.aureside.org.br](http://www.aureside.org.br)



## HÁ 20 ANOS

a AURESIDE difunde tecnologias, treina, forma profissionais e fomenta o mercado de Automação Residencial e Predial

### *Conheça os benefícios exclusivos dos associados da AURESIDE*

- Treinamentos presenciais e a distância
- Descontos em eventos
- Divulgação de Produtos e Serviços
- Comunicação e Imprensa
  - Estímulo à demanda de mercado
  - Representatividade
  - Participação
- Base de dados cadastrais
- Apoio Institucional
- Rede de Contatos





# QUEM FOI QUE INVENTOU A TELEFONIA SEM FIO?

## ≡ Hamilton Almeida

A indagação faz parte de um manuscrito antigo, arquivado no Instituto Histórico e Geográfico do Rio Grande do Sul, em Porto Alegre.

No início do século XX, o padre gaúcho Roberto Landell de Moura (1861-1928) desabafou a dor da injustiça em um caderno pautado:

*A telefonia sem fio tanto a acústica como a ondulatória luminosa e elétrica ou magnética, foi o autor destas linhas. A acústica, que consiste na transmissão da voz através do ar, ele a conseguiu mediante um aparelho com o qual ele transmitia e recebia a voz humana. A luminosa mediante os raios ou a luz abundante em raios actínicos e ultravioletas é uma propriedade do selênio por ele descoberta.*

*Assim é que o que foi Santos-Dumont para a navegação aérea quanto ao mais leve e o mais pesado, foi o autor dessas linhas para a transmissão sem fio tanto do sinal inteligente como da palavra articulada. Santos-Dumont está bem, porém o seu colega contemporâneo vive esquecido*



Marconi não inventou o rádio e sim a telegrafia sem fio: envio de sinais de código Morse. Padre Landell, em 16 de julho de 1899, realizou a mais antiga emissão de voz e sons musicais por meio de ondas de rádio, na capital paulista, para uma seleta plateia e a imprensa. Ele patenteou a sua invenção no Brasil (1901) e nos Estados Unidos (1904).

Padre Landell desenvolveu tudo sozinho e com poucos recursos. Projetou, inclusive, a transmissão de imagem, a TV. Mas nunca recebeu apoio e foi perseguido. Não foi reconhecido devidamente. Até hoje.



Patente original

# MANUAL DE MECATRÔNICA

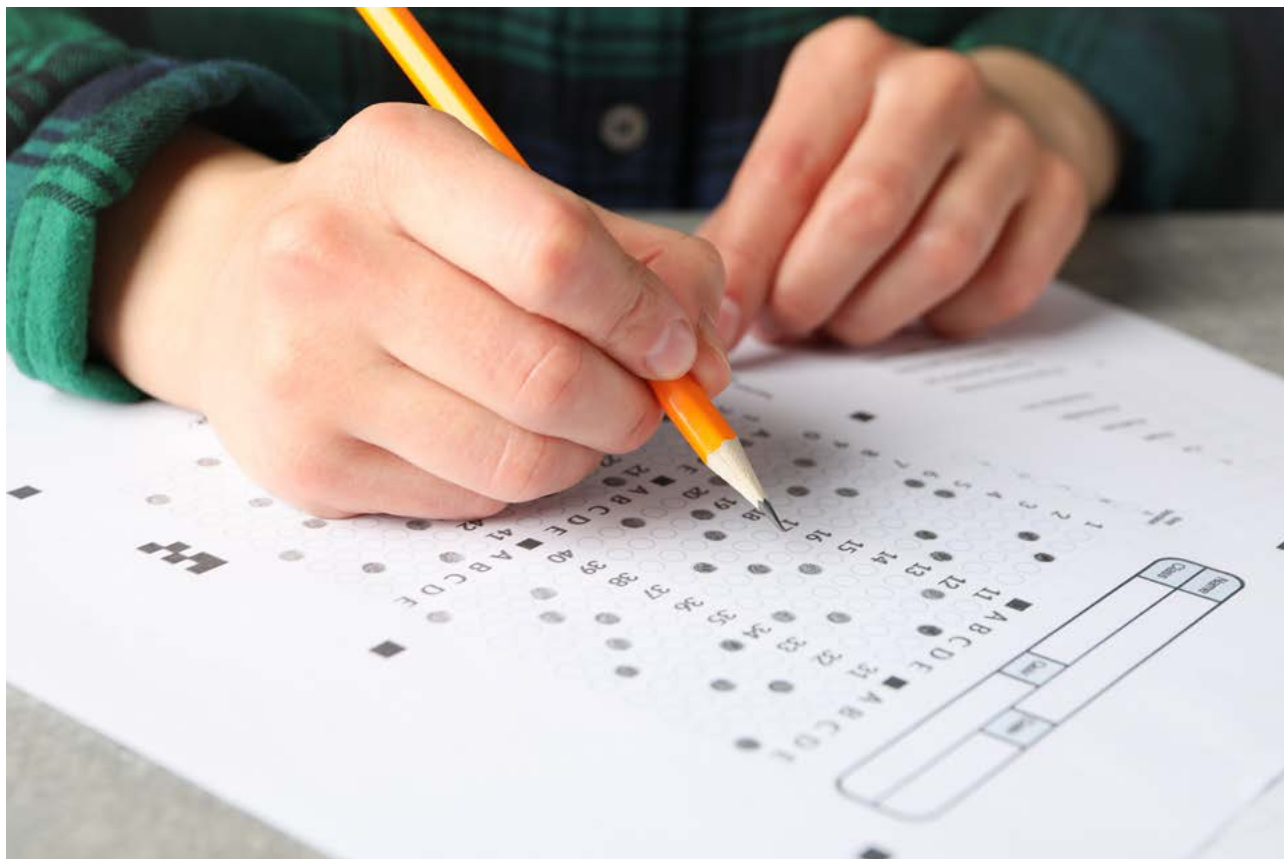
Reunimos neste livro uma enorme quantidade de informações, fórmulas e tabelas para ajudar àqueles que elaboram projetos, fazem instalações ou reparos em máquinas, circuitos, automatismos e muito mais. O autor apresenta de forma didática as ciências por trás de cada uma das áreas que envolvem a Mecatrônica.

Uma obra onde o autor nos leva passo a passo do conceito à montagem de protótipos simples utilizados no ensino da Mecatrônica.

IMPRESSO  
OU E-BOOK

+INFORMAÇÕES





# CONCURSOS - VESTIBULARES - ENEM

≡ **Newton C. Braga**

Voltamos com mais testes e questões para levar aos nossos seguidores interessados em participar de concursos, vestibulares, ENEM, ou simplesmente para avaliar seus conhecimentos. Assim, reunimos na nossa décima sexta seleção de testes que foram aplicados a concursos, ENEM, vestibulares etc. mais testes que visam nossos leitores que se habilitam a um concurso, como também para os professores que desejam ter sugestões de testes para aplicar em suas provas. Colecione estes testes, pois serão de grande utilidade para você que estuda, pretende se habilitar a uma vaga num bom emprego ou ensina eletrônica. Nosso tema desta vez é eletrônica, com componentes e circuitos.

## **Questão 1**

Qual dos recursos abaixo assinalados NÃO pode ser usado para desligar um SCR em condução, alimentando uma carga de corrente contínua?

- a. Colocar momentaneamente em curto o anodo com o catodo, através de um circuito externo ou de uma chave.
- b. Desligar a alimentação do circuito por um instante, dando tempo para que a tensão entre anodo e catodo caia a um valor abaixo do necessário à manutenção da condução.
- c. Reduzindo a corrente no circuito abaixo do valor de manutenção  $i_h$ .
- d. Aplicando um pulso negativo à comporta com intensidade suficiente para reduzir a corrente no SCR à zero.

**Questão 2**

Qual é a expressão lógica que melhor descreve o funcionamento do circuito lógico digital da figura 1?

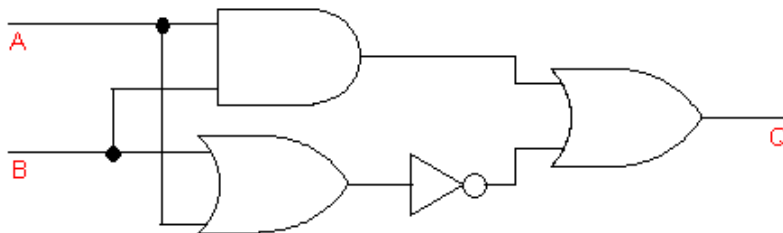


Figura 1

**Questão 3**

Qual é o nome do circuito que faz uso de 4 transistores e que é utilizado para inverter a rotação de um motor de corrente contínua?

- a. Controle PWM
- b. PLL
- c. Ponte H
- d. Ponte retificadora

**Questão 4**

No circuito dado na figura 2 lado qual é a corrente fornecida pelo gerador?

- a. 14 mA
- b. 2 mA
- c. 10 mA
- d. 3,6 mA

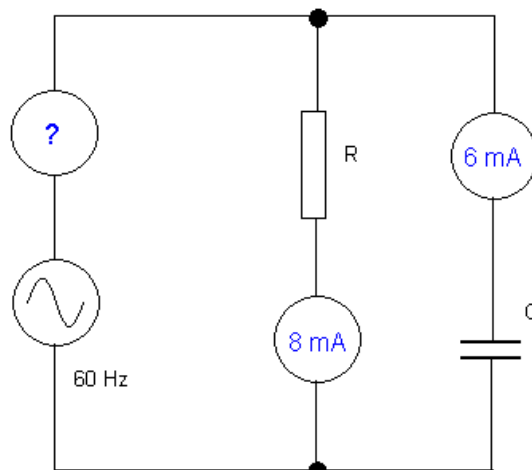


Figura 2

**Questão 5**

Um indutor, num circuito de corrente alternada apresenta uma reatância de 20 ohms. Qual será a impedância de um circuito formado por este indutor e um resistor de 30 ohms ligados em série no mesmo circuito de corrente alternada?

**Resoluções e respostas**

**Questão 1**

As respostas (a) (b) e (c) são as corretas para se desligar de forma apropriada um SCR num circuito. Por outro lado, se um Scr está em condução e for aplicado um pulso negativo ele não desliga. Se isso acontecer num circuito de corrente alternada, ou seja, for aplicado um pulso negativo quando ele estiver polarizado no sentido inverso, ele pode até sofrer danos. A resposta correta é, portanto, a (d).

**Questão 2**

Observe que temos duas respostas possíveis dependendo da aplicação do Teorema de DeMorgan. Trata-se de uma função Exclusive OR ou OU-Exclusivo.

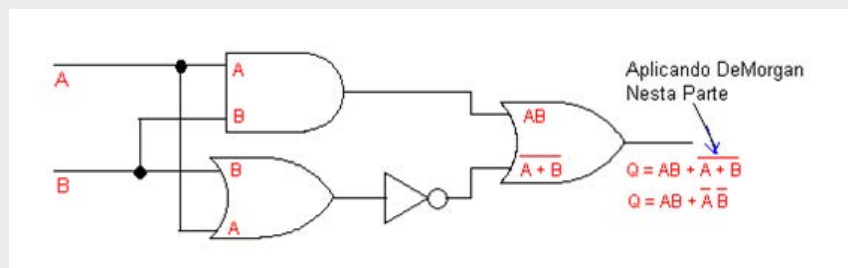


Figura 3

**Questão 3**

Resposta correta: Ponte H (C)

**Questão 4**

Basta levar em conta a defasagem entre corrente e tensão que ocorre num circuito desse tipo, conforme mostra a figura 4.

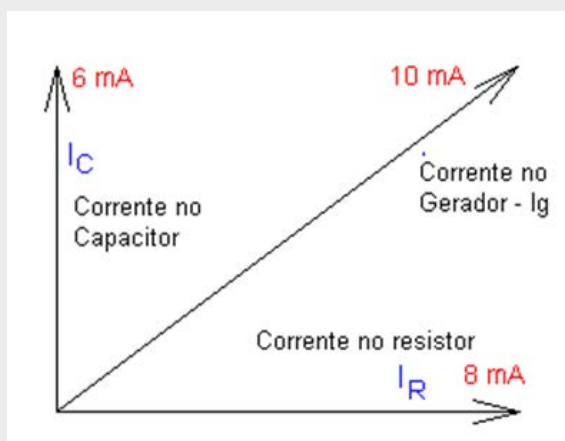


Figura 4



### Questão 5

Dados:

$X_L = 20$  ohms

$R = 30$  ohms

A fórmula usada ser:

$$Z = \sqrt{X_L^2 + R^2}$$

Aplicando a fórmula temos:

$$Z = \sqrt{20^2 + 30^2}$$

$$Z = \sqrt{400 + 900}$$

$$Z = \sqrt{1300}$$

$$Z = 36,05 \text{ ohms}$$



<b>Ficha:</b> 077	<b>Defeito:</b> Volume do som muito baixo
<b>Marca:</b> NKS	<b>Aparelho/Modelo:</b> Rádio Portátil AF-136
<b>Autor:</b> Alexandre J. Nário	

Inicialmente suspeitei do circuito integrado da saída de som. Usando o injetor de sinais no potenciômetro de volume houve a reprodução normal e sem distorções no alto falante, descartando a possibilidade de defeito na etapa de áudio. Voltei então com o injetor de sinais do potenciômetro em direção à antena, chegando até a chave comutadora AM/FM SW1A e nesse ponto o sinal enfraqueceu. Retirei a chave do circuito e diante da dificuldade de adquirir uma chave nova equivalente, desmontei-a e fiz uma limpeza nos seus contatos internos com lubrificante (WD-40). Após esse procedimento, não foi mais necessária nenhuma outra providência, pois o rádio voltou a funcionar normalmente.

<b>Ficha:</b> 079	<b>Defeito:</b> Não funciona o CD
<b>Marca:</b> Philips	<b>Aparelho/Modelo:</b> Mini System FWM185
<b>Autor:</b> Alexandre J. Nário	

Percebendo que a função CD estava totalmente inoperante e as demais funções normais, concluí que o defeito estava na alimentação desse setor. Passei a fazer medidas de tensão no conector CN204. A alimentação no pino 1 estava ausente. Analisando o setor, observei que a tensão estava presente apenas no coletor do transistor Q203 (2SD882). Esse transistor é responsável pelo chaveamento da alimentação do circuito do CD. Ao retirá-lo do circuito foi constatado que ele se encontrava aberto. Feita a sua troca, o defeito foi sanado.

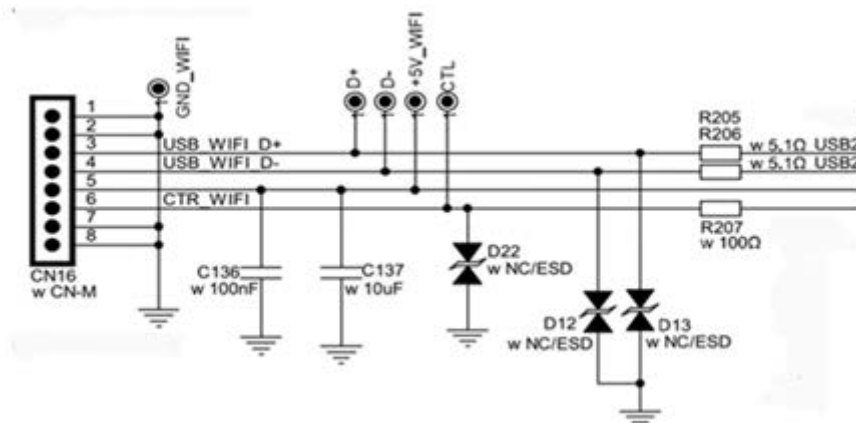
**Ficha:** 078 **Defeito:** Wi-Fi não conecta

**Marca:** Philco

**Aparelho/Modelo:** TV LED PH43E30DSGW

**Autor:** Alexandre J. Nário

A TV funcionava normalmente em todas as funções e entradas, apenas a rede Wi-Fi não estava conectando. De posse do diagrama elétrico, abri o aparelho e concentrei minhas análises no setor do Wi-Fi. A tensão no pino 5 do conector CN16 que deveria ser de +5V estava com apenas 2,8V. Testando os componentes conectados a essa malha, encontrei o capacitor eletrolítico C137 (10uF/16V) com fugas elevadas. Fiz a sua troca e a rede sem fio voltou a conectar normalmente.



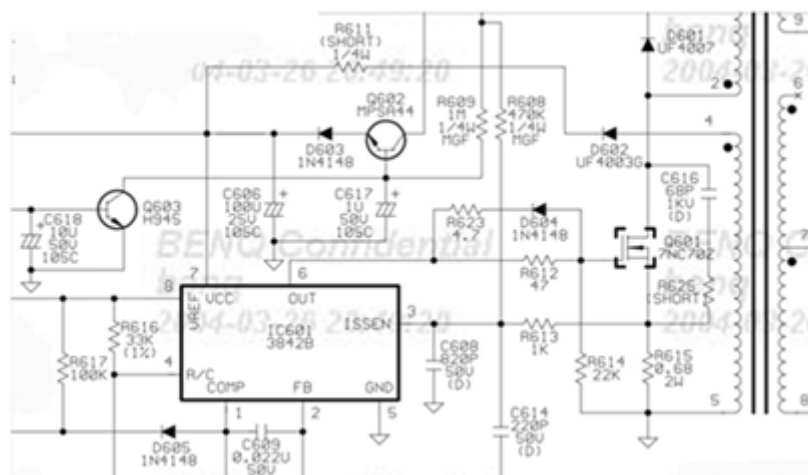
**Ficha:** 080 **Defeito:** Totalmente Inoperante

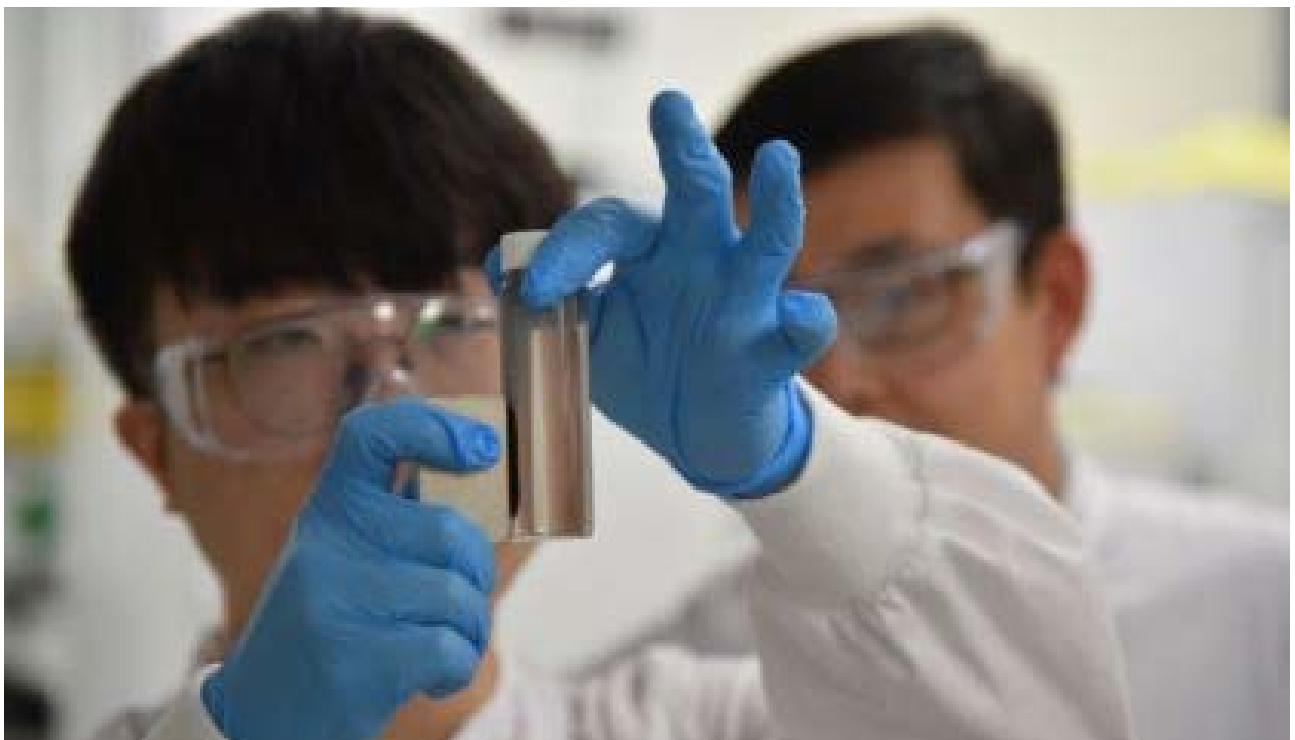
**Marca:** Benq

**Aparelho/Modelo:** Monitor LCD Q5T3

**Autor:** Alexandre J. Nário

Ao abrir o aparelho pude sentir um forte cheiro de queimado. Fiz uma inspeção visual e encontrei o integrado IC601 (UC3842B) carbonizado e o resistor R611 estourado. Testando o diodo D602 (UF4003) encontrei-o em curto. O integrado IC601 é um controlador PWM de alto desempenho, responsável pela geração de pulsos que mantém a fonte oscilando. O diodo D602 é um retificador ultrarrápido de alta eficiência, encarregado de fornecer a tensão +B (24V) para o IC601. Quanto ao resistor R611, não tinha seu valor ôhmico no diagrama. Pela sua posição no esquema, fiz a sua troca por outro resistor de baixo valor (0,33Ω). Ao substituir os três componentes, liguei o monitor em série com uma lâmpada de 150W para evitar possíveis danos ao aparelho caso existam outros curtos, mas o seu funcionamento foi restabelecido.





Um close-up de mãos enluvadas segurando um ímã contra um pequeno frasco de líquido marrom com duas faces ao fundo. O candidato a PhD Xiao Tan segura um ímã atraindo partículas de PFAS para o lado de um frasco de água contaminada, observado pelo Dr. Cheng Zhang. Imagem: Queensland University – Austrália

### FILTRO MAGNÉTICO DE ÁGUA

A notícia que colocamos é do início de 2023. Ela vem de pesquisadores da Austrália que encontraram uma forma simples e eficiente de remover substâncias tóxicas da água. A ideia que já exploramos em artigos nossos e em que até demos um circuito prático consiste em remover as impurezas pela aplicação de campos. Mas, a ideia foi aperfeiçoada no sentido de que eles conseguiram tornar as substâncias tóxicas magnéticas e assim fazer com que possam ser atraídas facilmente por um campo magnético e removidas. Assim, basta adicionar uma pequena quantidade de uma solução especial à água contaminada e as partículas contaminantes se tornam magnéticas sendo eliminadas. Os pesquisadores trabalharam com PFAS ou PER e Polifluoroalquil que é uma substância usada desde os anos 50 como repelentes de água e

óleo, mas verificou-se que trazem sérios problemas de saúde, incluindo riscos de diabetes e câncer de fígado. Pior ainda, um estudo recente descobriu que seus níveis na água da chuva em quase todos os lugares da Terra excedem as diretrizes da EPA e, ainda, essas moléculas estáveis e muito difíceis de quebrar, ganhando o apelido de “produtos químicos eternos”. Agora, pesquisadores da Universidade de Queensland desenvolveram uma técnica que pode ajudar a remover os produtos químicos PFAS da água. A equipe projetou uma solução chamada solvente de polímero fluorado magnético que, quando adicionado à água contaminada, reveste as moléculas de PFAS. Isso os torna magnéticos, então é um processo relativamente simples usar um ímã para atrair os poluentes e separá-los da água.

Veja a notícia original no link na imagem de abertura. E também está em nosso canal de vídeo Trebuchet da Tecnologia, no Youtube.

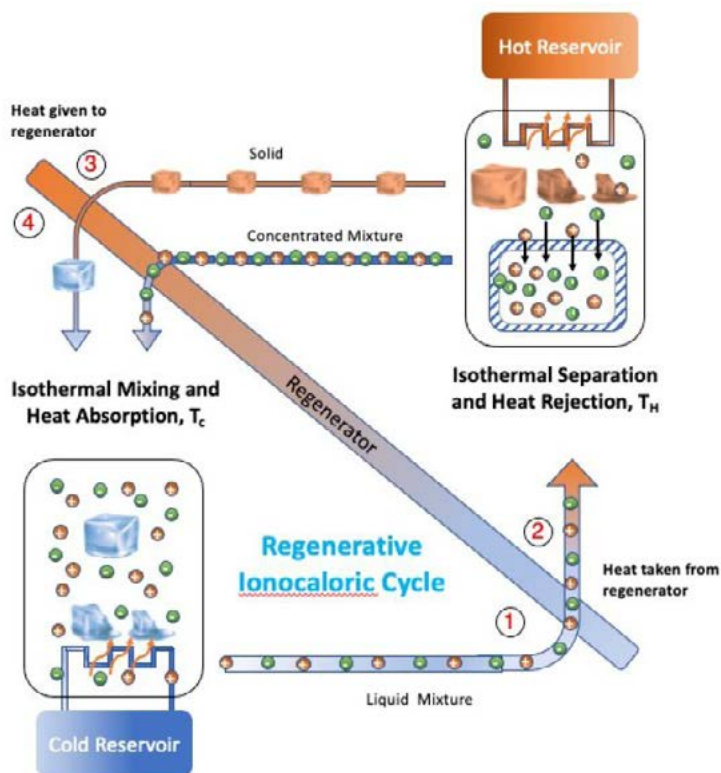


Imagem: Berkeley Lab

## NOVA TECNOLOGIA PARA REFRIGERAÇÃO

A notícia do início deste ano tem corrido pela mídia como um assunto que sempre está em alta e por isso merece ser comentado. Conforme já colocamos nesta seção, em posts e vídeos, um dos maiores problemas da tecnologia atual, que envolve o calor, é que calor é uma forma de energia difícil de se tratar, exigindo muito para se fazer sua movimentação. Por esse motivo, aparelhos como condicionadores de ar, refrigeradores, aquecedores, chuveiros são os grandes vilões do consumo de energia em nossas casas. Sempre usamos a tecnologia do compressor para tratar com o calor, e agora com o avanço da tecnologia estamos usando os transdutores de efeito Hall, mas ainda para potência relativamente baixas. Mas, a eficiência ainda não é das maiores. Mas, pesquisadores do Lawrence Berkeley National Laboratory descobriram uma nova forma mais eficiente de se obter a movimentação de calor e assim

termos refrigeradores muito mais eficientes. O processo se baseia no que se denomina ciclo ionocalórico onde se manipula os materiais para que possam usar íons para absorver e eliminar o calor em mudanças de fase do sólido para o líquido. Uma das grandes vantagens é que em lugar de usar gases, como nos sistemas atuais, o sistema usaria líquidos. Além de ser menos perigoso para o meio ambiente, ele é muito mais eficiente e fácil de trabalhar. A substância escolhida é o carbonato de etileno que é um solvente usado nas baterias de lítio-íon. No processo, uma corrente através do material consegue mudar seu ponto de fusão e com isso fazer uma troca de calor.

Veja a notícia original no link na imagem de abertura. E também está em nosso canal de vídeo Trebuchet da Tecnologia, no Youtube.

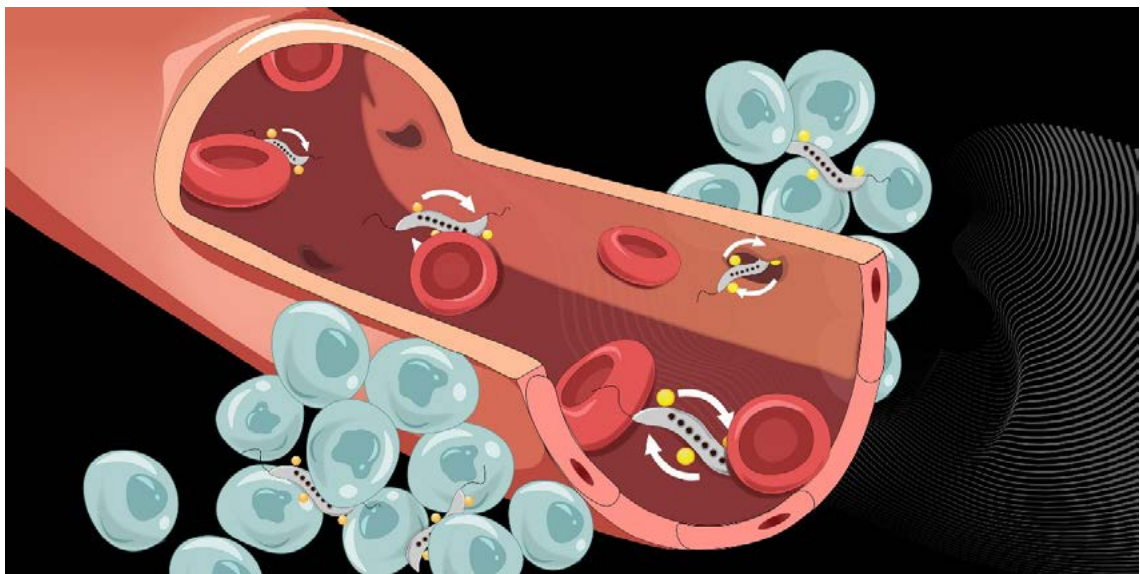


Imagem: ETH Zurich

### BACTÉRIAS MAGNÉTICAS PODEM SER DIRIGIDAS PARA COMBATER TUMORES

A ideia de se usar propriedades elétricas ou magnéticas de micro-organismo já foi explorada nesta seção e em artigos nossos diversas vezes. Por exemplo, aplicando sinais de determinadas frequências em células cancerígenas pode-se tornar suas membranas externas permeáveis deixando passar com facilidade os medicamentos. Mas, os avanços continuam, e a notícia vem da ETH Zurich da Suíça que demonstraram no início deste ano que uma bactéria magnética denominada *Magnetospirillum* que contém em seu interior partículas de óxido, pode ser controlada por campos magnéticos. Assim, com a ajuda de campos, os cientistas conseguiram fazer as bactérias controlar a água ao seu redor funcionando como micro-bombas. Partindo daí, eles analisaram a possibilidade de se usar essas bactérias para transportar medicamentos para células cancerígenas, controladas por campos magnéticos externos. Experimentos injetando a bactéria e fazendo-a entrar no sangue, elas chegaram até o tumor onde controladas pelo campo magnético entraram no seu interior. Pesquisadores da Columbia University também estão trabalhando no sentido de dotar a bactéria da capacidade de produzir toxinas anti-tumor.

Veja a notícia original no link na imagem de abertura. E também está em nosso canal de vídeo Trebuchet da Tecnologia, no Youtube.

Inscreeva-se em  
nosso canal no

YouTube

## SEGUNDAS

Projetos que  
Marcam Época

TREBUCHET  
DA TECNOLOGIA

NÚMERO 2 - AGOSTO DE 2002

Velas Espaciais

Motores Iônicos

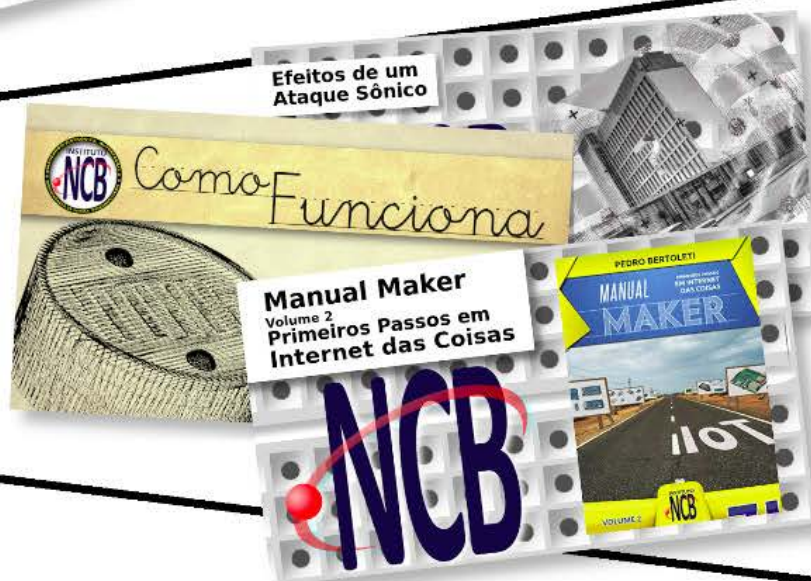


## TERÇAS

Trebuchet da Tecnologia

## QUARTAS

Diversos assuntos  
para você aprender



## SEXTAS de LIVES

Nossas Lives é um ponto de encontro para bater um papo com a turma do Chat sobre tecnologia e eletrônica



Acesse já o nosso canal.  
Inscreeva-se e ative as notificações.

<https://www.youtube.com/c/InstitutoNCBNewtonCBraga>





### MÓDULOS DE EXIBIÇÃO RIVERDI RVT50 LCD TFT DE 5,0 POLEGADAS

Os Módulos de Display LCD TFT Riverdi RVT50 5.0" são dispositivos com alto brilho e ângulo de visão total (IPS). O ângulo de visão completo permite que o usuário interaja com a tela de maneira intuitiva e natural de todos os lados. Esses módulos apresentam luminância de até 1000cd/m<sup>2</sup>, resolução de 800px x 480px, interface LVDS (6/8 bits), driver LCD ST7262-G4 e profundidade de cor de 16,7M. Os módulos de exibição RVT50 TFT operam com tensão de entrada de 3,3 V (típica) e faixa de temperatura de -20°C a 70°C. Esses módulos estão disponíveis em várias variantes, como com/sem molduras de montagem, formato de tela uxTouch/aTouch, ligação óptica/ligação aérea e capacitiva de toque/sem toque.

Saiba mais através da Mouser: <https://br.mouser.com/new/riverdi/riverdi-rvt50-tft-display-modules/>

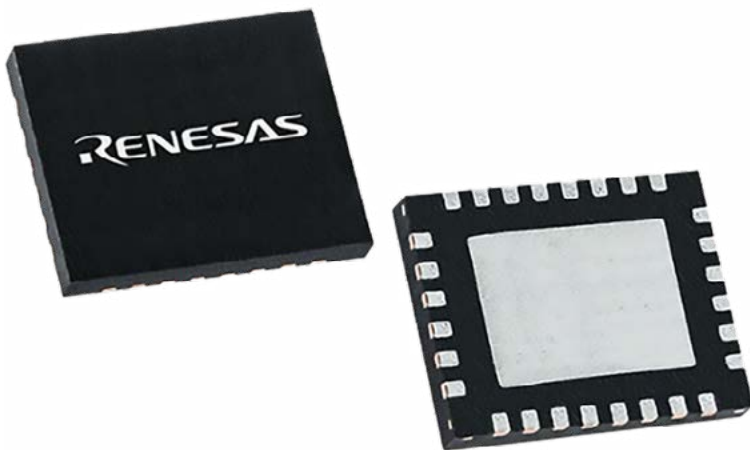


### CONTADORES DE ALTA TENSÃO ECP150B 250B E 350B DA TE CONNECTIVITY

Os contadores de alta tensão ECP150B/250B/350B da TE Connectivity oferecem uma tensão de comutação de até 1500 VCC e uma corrente contínua de até 500 A. Esses contadores são projetados para controle em ambientes de alta tensão, como sistemas de armazenamento de energia de bateria, inversores solares e aplicações de carregamento de veículos elétricos. Os contadores ECPx são hermeticamente selados com tecnologia cerâmica e apresentam alta confiabilidade na vedação, alto desempenho em resistência elétrica e baixo consumo de energia da bobina. Os contadores de alta tensão TE ECP150B/250B/350B atendem à categoria de utilização DC-1 e atendem a várias aprovações com certificação UL, TUV e CE.

Acesse o datasheet e compra pela Mouser em: <https://br.mouser.com/new/te-connectivity/te-ecp-150b-250b-350b-contactors/>

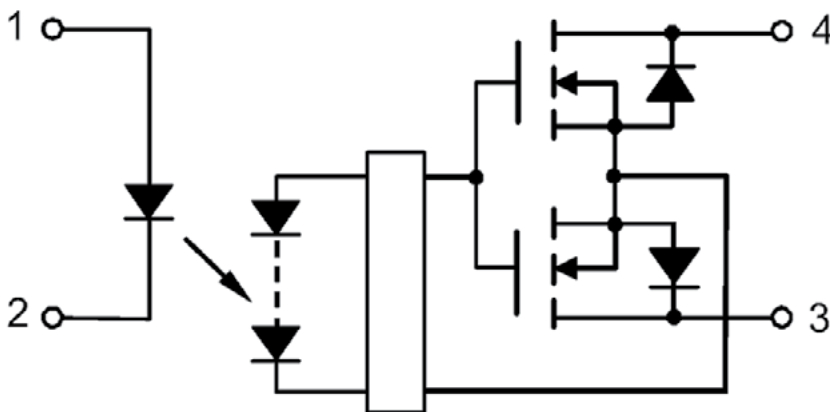




### REGULADORES DC DC RENESAS ELECTRONICS RAA211X

Os reguladores CC-CC RAA211x da Renesas Electronics suportam a maioria das linhas de alimentação industrial. Os reguladores RAA211x oferecem portabilidade de design flexível, pinagens compatíveis, a melhor precisão de regulação de carga da categoria e controle de modo de corrente de pico com compensação interna. Uma entrada LDO de polarização externa opcional pode reduzir a dissipação de energia em toda a faixa de carga. Os reguladores CC-CC RAA211x da Renesas Electronics estão disponíveis em um invólucro QFN de 4 mm x 3,5 mm ou HTSSOP.

Saiba mais na Mouser: <https://br.mouser.com/new/renesas/renesas-raa211x-dc-dc-regulators/>



### TLP3476S - FOTOACOPLADOR E FOTO-RELÉ DA TOSHIBA

O Fotoacoplador ou foto-relé Toshiba TLP3476S é um tipo de alta velocidade de comutação. O TLP3475S consiste em uma foto MOSFET opticamente acoplado a um LED infravermelho. Ele está alojado em um invólucro S-VSON4T. O TLP3476S apresenta um produto CR baixo e resistência no estado extremamente baixa, fornecendo assim uma alta corrente no estado. Além disso, o TLP3476S oferece baixa perda de inserção de um sinal de alta frequência, evitando assim a rápida degradação do sinal. O TLP3476S também apresenta baixa corrente de estado desligado e baixa capacitância no pino de saída, tornando-o adequado para aplicações de instrumentos de medição de alta frequência.

Saiba mais: <https://br.mouser.com/new/toshiba-semiconductors/toshiba-ttp3476s-photocoupler-photorelay/>

REVISTA

# Elevador Brasil

REVISTA PROFISSIONAL - Fabricantes - Conservadoras - Consultores - Construtoras



**A melhor vitrine para o seu  
produto na América Latina**

[www.elevador.com.br](http://www.elevador.com.br)