Ano 49 • Nº 470 • Mai-Jun 2013
Europa € 3,90
Brasil R$14,90

www.sabereletronica.com.br

SABER ELETRÔNICA

http://twitter.com/editora_saber

Industrial

LEDs Os substitutos das lâmpadas tradicionais

Veja nesta edição circuitos LED Drivers eficientes que duram mais, esquentam menos e não atraem mosquitos pois não irradiam UV ou IR



Trabalhos Práticos com Arduino

Como usar um Display LCD e como controlar um Motor de Passo

Fonte de Corrente Microcontrolada para indústria

Controle baseado em FPGA: Milhões de Transistores sob seu Comando

Como escolher o Sensor Ideal para seu Sistema de Medição

ISSN 0101-6717

Mais de 3 milhões de componentes eletrônicos oferecidos.
MOUSER ELECTRONICS
br.mouser.com

br.mouser.com
Distribuimos semicondutores e componentes eletrônicos para Engenheiros de Aplicação e Desenvolvimento e Projetistas

Distribuidor autorizado

Acesso instantâneo.

Mais de 3 milhões de componentes eletrônicos oferecidos por mais de 450 fornecedores líderes reconhecidos da indústria.



Mouser é sua fonte autorizada para os mais novos semicondutores e componentes eletrônicos para os seus projetos mais inovadores.



br.mouser.com skype Assistência em Português

Os mais novos produtos para os projetos mais inovadores®

MOUSER ELECTRONICS
a tti company

Editora Saber Ltda.
Diretor
Hélio Fittipaldi

ELETRÔNICA
www.sabereletronica.com.br
twitter.com/editora_saber

Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi

Conselho Editorial
João Antonio Zuffo

Redação
Rafaela Turiani

Revisão Técnica
Eutíquio Lopez

Designers
Carlos C. Tartaglioni,
Diego M. Gomes

Publicidade
Caroline Ferreira,
Marileide de Oliveira

Colaboradores
Bill Messner,
Dawn Tilbury,
Eutíquio Lopez,
Filipe Pereira,
Francisco Bezerra Filho,
Guilherme Yamamoto,
Gustavo Peixinho,
José A. Palazzi,
Luke Milner,
Mark Cantrell,
Renan Azevedo

PARA ANUNCIAR: (11) 2095-5339
publicidade@editorasaber.com.br

Capa
Arquivo Editora Saber

Impressão
EGB Gráfica e Editora

Distribuição
Brasil: DINAP
Portugal: Logista Portugal tel.: 121-9267 800

ASSINATURAS

www.sabereletronica.com.br
fone: (11) 2095-5335 / fax: (11) 2098-3366
atendimento das 8:30 às 17:30h

Edições anteriores (mediante disponibilidade de estoque), solicite pelo site ou pelo tel. 2095-5330, ao preço da última edição em banca.

Saber Eletrônica é uma publicação bimestral da Editora Saber Ltda, ISSN 0101-6717. Redação, administração, publicidade e correspondência: Rua Jacinto José de Araújo, 315, Tatuapé, CEP 03087-020, São Paulo, SP, tel./fax (11) 2095-5333.

Associada da:

anatec
www.anatec.org.br
Associação Nacional das Editoras de Publicações Técnicas, Dirigidas e Especializadas

Editorial


Hélio Fittipaldi

A energia elétrica é um dos insumos mais preciosos no mundo. Com o progresso e aumento da população, a tendência é de sua escassez, e assim, tem havido nos últimos anos uma procura tecnológica por outras fontes de geração.

Ao mesmo tempo, o poder público e a sociedade de maneira geral tentam economizar de diversas formas. A mais recente, aqui no Brasil, foi o fim do uso das tradicionais lâmpadas incandescentes, grandes consumidoras de energia e causadoras também de grande desperdício. Muitos consumidores, na substituição dessas lâmpadas aderiram às fluorescentes, que são muito econômicas no consumo de energia, mas de vida breve e com a desvantagem de serem contaminadoras do meio ambiente. Além disso, há o circuito eletrônico (reator) que vive queimando, e também, a não observância por parte dos consumidores do fator de potência próximo de 1, dando preferência àqueles mais baratos com valor = 0,5 que desperdiçam 50% da energia elétrica em forma de calor.

Assim chegamos ao mundo dos LEDs, que evoluíram nos últimos anos em sua eficiência e passaram a ser usados em decoração, na iluminação pública, faróis de automóveis e agora para iluminar ambientes de trabalho e residências. Claro está que este é um mercado enorme, e você que nos lê pode aproveitar a oportunidade montando um negócio neste ramo, ou mesmo se beneficiando com o uso em sua casa.

Dada a importância deste fato é que resolvemos chamar a atenção, colocando os LEDs na capa desta edição e publicando circuitos de referência de fábrica para o conhecimento do público técnico. Quando esta edição estiver circulando, deveremos estar com o novo portal da Saber Eletrônica na internet para sua visitação. Ele está mais ágil e com o novo *design* mais agradável e moderno. Conforme você acessa do PC, do tablet, do televisor ou do smartphone, ele detecta o formato da tela, o aparelho e se reconfigura para sua melhor visualização. Visite-nos!

Submissões de Artigos
Artigos de nossos leitores, parceiros e especialistas do setor serão bem-vindos em nossa revista. Vamos analisar cada apresentação e determinar a sua aptidão para a publicação na Revista Saber Eletrônica. Iremos trabalhar com afinco em cada etapa do processo de submissão para assegurar um fluxo de trabalho flexível e a melhor apresentação dos artigos aceitos em versão impressa e online.

Atendimento ao Leitor: atendimento@sabereletronica.com.br

Os artigos assinados são de exclusiva responsabilidade de seus autores. É vedada a reprodução total ou parcial dos textos e ilustrações desta Revista, bem como a industrialização e/ou comercialização dos aparelhos ou ideias oriundas dos textos mencionados, sob pena de sanções legais. As consultas técnicas referentes aos artigos da Revista deverão ser feitas exclusivamente por cartas, ou e-mail (A/C do Departamento Técnico). São tomados todos os cuidados razoáveis na preparação do conteúdo desta Revista, mas não assumimos a responsabilidade legal por eventuais erros, principalmente nas montagens, pois tratam-se de projetos experimentais. Tampouco assumimos a responsabilidade por danos resultantes de imperícia do montador. Caso haja enganos em texto ou desenho, será publicada errata na primeira oportunidade. Preços e dados publicados em anúncios são por nós aceitos de boa fé, como corretos na data do fechamento da edição. Não assumimos a responsabilidade por alterações nos preços e na disponibilidade dos produtos ocorridas após o fechamento.

índice



Sensores

14 Como escolher o sensor ideal para seu sistema de medição

Projetos

22 Construa um LED Driver eficiente para sistemas de iluminação

26 Controlador de alta potência com o CILT3763

34 Aprenda como projetar um sistema de controle: Lugar das raízes para sistemas de controle – Parte 3

Circuitos Práticos

38 Trabalhos práticos com Arduino

Desenvolvimento

42 Controle baseado em FPGA

Componentes

46 Otimizando a conversão de potência nas interfaces sensoras isoladas

Instrumentação

50 Rotação de fase e temperatura da junção nos amplificadores transistorizados

54 Fonte de corrente microcontrolada

62 Entendendo as especificações de instrumentos de RF – Parte Final

03 Editorial

06 Acontece

06 Enecsys lança plataforma de microinversor

07 Bloco metrológico de campo ultra frio 9194A

07 Novo catálogo M60.2, da Keystone, inclui novos produtos

08 Hikari Hakko mostra novidades na Feira Internacional da Indústria Elétrica, Eletrônica, Energia e Automação

09 Vendas de smartphones puxam mercado de celulares

10 Vishay Intertechnology anuncia o lançamento de novas chaves de carga

10 Texas Instruments lança o primeiro dispositivo de memória flash de 4 MB do mercado para ambientes agressivos

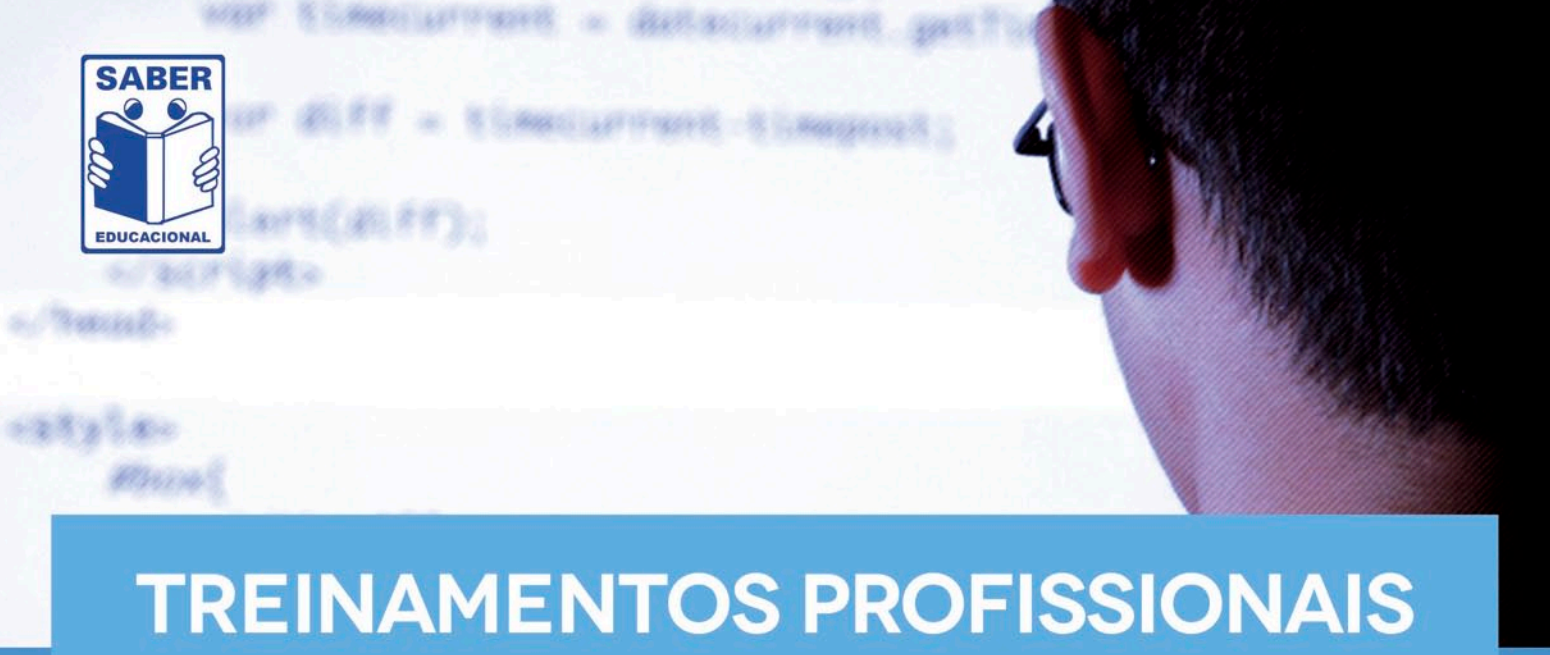
11 A fina arte da geração de sinal

12 FPT Industrial apresenta novo motor S8000 para grupos geradores

13 O novo termômetro IR Visual VT02, da Fluke, é o meio termo entre os termômetros infravermelho e os termovisores

Índice de anunciantes

Cursos Saber 05
Metering 2013 09
Keystone 13
Tato 19
Patola 19
ESC 21
Cika 25
Globtek 31
Nova Saber 53
Mouser ..... 2ª Capa
Nova Saber ..... 3ª Capa
National ..... 4ª Capa



TREINAMENTOS PROFISSIONAIS

Agora a SABER está promovendo treinamentos técnicos, fazendo aquilo que mais sabe fazer que é ensinar. Nosso diferencial é saber muito antes, as novidades tecnológicas e preparar um bom material didático teórico, nunca esquecendo da prática (que é a nossa principal característica), para passar para você, leitor.

- Treinamento Básico e Avançado de Programação de Microcontroladores em linguagem C
- Treinamento de Programação de Microcontroladores Freescale / Holtek / Infineon / Renesas
- Treinamento Prático em SMD com Estações de Solda/Retrabalho
- Treinamento de Instrumentação e Controle Aplicados em Caldeiras à Óleo

Aulas em três sedes:

SÃO PAULO - Rua Jacinto José de Araújo, 309 - Parque São Jorge - Tatuapé - Próximo à estação do Metrô Carrão

CARAPICUIBA - Av. Rui Barbosa, 540 – Piso 1 sala 40 Centro - Carapicuiba próximo à estação de trêm e também em frente de Tamboré e Alphaville.

SÃO BERNARDO DO CAMPO - SP -Rua Ângelo Dusi, 326 - Vila Dusi

CONSULTE A PROGRAMAÇÃO DE 2013

Ligue para: (11) 2095-5330 – Miriam das 10h às 16h.
Mais informações : (11) 2095-5333 - Mari das 10h às 16h.

Enecsys lança plataforma de microinversor global de próxima geração

Microinversor de segunda geração, configurável em campo, tornará irresistíveis as ofertas de módulos de corrente alternada dos principais fabricantes de painéis solares

A Enecsys Limited, principal fornecedora dos produtos microinversores para o mercado solar mundial, anunciou hoje o lançamento de sua plataforma de microinversor de segunda geração, incluindo um novo *gateway* de comunicações e serviço de monitoramento *online*.

Aproveitando seu sucesso do último ano, enquanto expandia implementações de sua plataforma de primeira geração em mercados internacionais importantes na Europa, América do Norte e Austrália, a plataforma de segunda geração oferece benefícios substanciais aos proprietários e instaladores do sistema, quando comparada com as atuais ofertas concorrentes.

Por exemplo, proprietários do sistema, integradores, instaladores e instituições financeiras que apoiam sistemas de propriedade de terceiros atribuem um alto valor à capacidade de maximizar a geração de energia. O microinversor de segunda geração da Enecsys aumenta dramaticamente a capacidade de gerar energia através de uma combinação de aumento de eficiência e maior capacidade de potência máxima de saída, rendendo até 33% mais em saída de força máxima sobre a oferta anterior da Enecsys e até 40% mais do que uma oferta considerável de um microinversor alternativo.

Esse forte desempenho é oferecido em dois pacotes distintos: um projetado especificamente para responder a oportunidades de integração entre uma grande variedade de fabricantes de painéis, que oferecem módulos integrados de corrente alternada, bem como uma versão montada em *rack* tradicional, permitindo configurações personalizadas do instalador.

O equipamento é oferecido atualmente em versões únicas, em incrementos de saída máxima de corrente alternada de 240 W até 300 W, com uma eficiência de pico do microinversor, líder do setor, de 96,5%, mantendo a inovação da tecnologia da Enecsys na vanguarda de uma capacidade máxima de geração de energia, com as mais amplas certificações globais.



Microinversor de segunda geração, da Enercsys Limited

A tecnologia do microinversor da Enecsys habilita, portanto, o uso de muitos módulos de 60 células de alta potência, fornecendo geração máxima de energia no menor espaço. Além disso, uma solução de cabeamento simplificada possibilita maior produtividade do instalador, portanto com instalações mais rápidas, porém de menor custo. As versões do microinversor montadas em rack receberam certificados em mercados importantes na Europa, América do Norte e Austrália.

"Os segmentos do mercado mundial de energia solar para telhados de residências e comercial leve continuam robustos e ainda com pouca penetração, e o microinversor de próxima geração da Enecsys é bem adequado para alimentar o crescimento com seu aumento de potência para até 300 W CA", disse o presidente e CEO da Enecsys, Mike Fister. "A instalação é rápida e foi simplificada pela capacidade do sistema da Enecsys de autoconfiguração automática nos protocolos da grade local através do gateway da Enecsys, baseado no país real da instalação", afirmou.

O microinversor vem com um gateway da Enecsys de próxima geração, possibilitando configurações e *upgrades* perfeitos em campo, junto com o Sistema de Monitoramento da Enecsys, que dá aos proprietários e instaladores do sistema a capacidade de monitorar a produção de energia em uma base painel por painel, em tempo real, e resolver, de forma proativa e precisa, qualquer problema de manutenção.

O acondicionamento do microinversor de segunda geração da Enecsys foi significativamente reelaborado, em um novo fator de forma patenteado, com um método de montagem integrada, tornando-o extremamente apropriado para integração com parceiras OEM em famílias de produtos do Módulo CA. O acondicionamento hermeticamente fechado, junto com a incorporação contínua de componentes exclusivos de alta confiabilidade, garante uma solução confiável, apoiada por uma nova garantia de 25 anos.

Bloco Metrológico de Campo Ultra Frio 9190A, da Fluke, apresenta a melhor estabilidade de sua classe

A Fluke Calibration, líder em instrumentação e software de calibração, apresenta o Bloco Metrológico de Campo Ultra Frio 9190A, um calibrador de bloco seco, exato, pequeno, leve e com a melhor estabilidade de sua classe.

O 9190A é ideal para aplicações farmacêuticas, biomédicas e no processamento de alimentos, que demandam controle de qualidade rigoroso e conformidade com processos regulatórios, incluindo validação e calibração *in loco* dos RTDs, termopares, termômetros e outros sensores de temperatura.

Ele atende às diretrizes EURAMET CG-13 de melhores práticas de mensuração para calibradores de temperatura de bloco seco. Isto assegura que as suas especificações foram cuidadosamente definidas e testadas quanto a exatidão, estabilidade, uniformidade axial (vertical), uniformidade radial (poço a poço), efeito de carregamento e histerese.

O 9190A atende uma ampla faixa de temperatura de trabalho (de -95° a 140° Celsius), abrangendo as temperaturas mais frias e mais quentes requeridas nas aplicações farmacêuticas, biomédicas e de processamento de alimentos, e opera em temperaturas ultrafrias que, normalmente, não são disponíveis em um banho de calibração. Ele não utiliza fluidos, ideal para as salas limpas, sendo além disso, fácil de transportar e proporcionando uma capacidade de aquecimento/ resfriamento mais rápidas. O instrumento oferece a melhor estabilidade da temperatura em sua classe (±0,015 grau Celsius), proporcionando resultados consistentes e exatos.

Com a opção "painel de processo" embutida, o 9190A apresenta conectores 4-20 mA, uma entrada para termômetro de referência, uma entrada PRT/RTD de 4 elementos com exatidão de ±0,02 grau Celsius, e uma entrada específica de sensores de referência para minimizar os efeitos do gradiente axial quando um PRT de referência é alinhado com sensores curtos.



Bloco metrológico de campo ultra frio 9190A, da Fluke Calibration.

Novo catálogo M60.2, da Keystone, inclui novos produtos

A Keystone Electronics Corp. acaba de anunciar o lançamento da 2ª edição do seu Catálogo original M60, referente a Conectores e Hardware Eletrônico: o Catálogo M60.2.

Esta última edição de 152 páginas apresenta uma variedade de novos produtos e produtos atualizados, que são facilmente localizados nas seções de categorias de produtos. Tais categorias abrangem: Clipes de Bateria; Contatos & Receptáculos; Clipes de Fusíveis & Porta-fusíveis; Terminais e Pontos de Teste; Espaçadores & Isoladores; Hardware de Painéis; Pinos, Plugues, Jaques e Soquetes; PC Board Hardware e Multi-Purpose Hardware.

O catálogo tem mais de 5.000 produtos de qualidade, sendo ilustrado com desenhos detalhados, especificações e fotos de produtos tanto nos sistemas de medidas Métrico como Inglês (imperial). O M60.2 consiste em um recurso ideal para os projetistas, engenheiros, e compradores.

Além das suas linhas de produtos padronizados, a Keystone mantém um Serviço de Engenharia de Aplicações para resolver requisições especiais de seus clientes. A capacidade e facilidade de produção da empresa inclui: ferramentas de precisão & *die functions*; estampagem customizada; maquinário e montagem.

A Keystone é uma empresa certificada com ISO 9001: 2008 e que obedece ao RoHS & REACH, tendo suas indústrias principais localizadas nos EUA e com escritórios de representação no Canadá, Europa, Ásia e Austrália, bem como uma rede de distribuição global.

Hikari Hakko mostra novidades na Feira Internacional da Indústria Elétrica, Eletrônica, Energia e Automação

Empresa lança trena digital a laser, estação de solda digital, câmera termográfica e estrutura tubular modulável durante o evento

O Grupo Unicoba participou de uma das mais importantes feiras do setor, a FIEE - Feira Internacional da Indústria Elétrica, Eletrônica, Energia e Automação, em São Paulo. Representado pelo núcleo de negócios Hikari Hakko, lançou quatro produtos com aplicação em diversos segmentos.

O principal lançamento é a trena digital a laser, Hikari iHTL-70, que proporciona precisão nas medições para profissionais que necessitam de grande exatidão nos resultados, sejam agrimensores, engenheiros ou outros. O produto, voltado para mercado de construção civil, decoradores, projetistas, móveis planejados, etc. se destaca por medir a distância entre dois pontos através da medição a *laser*. A trena emite um feixe de laser em direção ao ponto, obtém de volta a informação, calcula a distância e exibe o valor no *display*. Foi desenvolvida especialmente para ambientes internos.



Trena digital a laser iHTL-70, da Hikari Hakko.

Como característica adicional apresenta as funções "Cálculo da Área e Volume", "Medições indiretas por Pitágoras", "Valores Máximo e Mínimo", "Soma e Subtração das medidas", "Memória", "Iluminação do display", "Timer", "Autodesligamento" e "Bluetooth" para transmissão de dados. O software da Trena Laser Digital Hikari iHTL-70 está disponível gratuitamente para o smartphone com sistema operacional iOS (Ipod, Iphone e Ipad) e Android, grande diferencial do produto, e permite transferir as medições feitas pela trena para o smartphone. Com o software Meterbox-iLDM é possível operar a trena remotamente, e utilizar os dados de medição em fotos.

Outras novidades, desta vez para a indústria eletroeletrônica, são a estação de solda digital Hakko FX-888D, o termovisor de câmera termográfica Hikari HTI-3000 e a estrutura tubular modulável Hikari, ideal para a confecção de estações de trabalho, bordos de linha, *flowracks* para supermercados, carrinhos de transporte, entre outras aplicações. O termovisor pode ser usado nas áreas de elétrica, mecânica, eficiência energética ou qualquer outra que necessite de análise de temperatura.

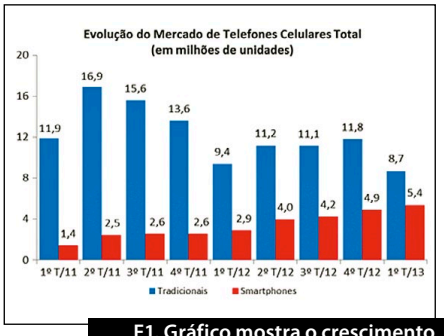
Leandro do Patrocínio, responsável pelo *marketing* dos produtos Hikari Hakko, ressalta que todos os produtos da marca são rigorosamente testados e aprovados conforme a política de qualidade e as normas vigentes. "O crescimento das marcas Hikari e Hakko ao longo dos anos é resultado de um compromisso estabelecido para produzir e oferecer os melhores produtos pelo menor custo, sempre aliado a um suporte técnico extraordinário", ressalta.

A marca se destaca pela busca incessante na inovação dos produtos e oferece a almejada qualidade, precisão e facilidade que os usuários tanto procuram. Os produtos Hikari Hakko são divididos em 3 categorias diferentes: **Soldagem Eletrônica** - ferros de soldar, estações de solda, acessórios para soldagem, ESD, estações de retrabalho para BGA e outros; **Teste e Medição** - multímetros, alicate-amperímetros, terrômetros, termômetros, osciloscópios, fontes de alimentação e demais itens de precisão; **Ferramentas** - chaves, alicates, sopradores térmicos, pistolas de cola quente, parafusadeiras, SMT Splicing (linha industrial), microscópios, lupas e uma variedade de soluções em ferramental.

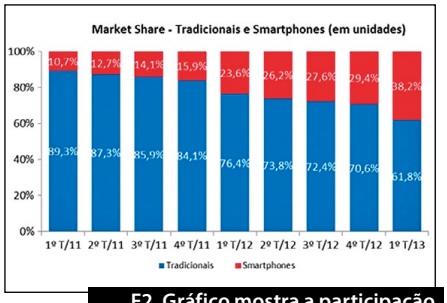
Vendas de smartphones puxam mercado de celulares

O mercado de telefones celulares cresceu 14,6% no primeiro trimestre de 2013 em relação ao mesmo período do ano passado, atingindo 14,1 milhões de unidades. É o que apontam dados da IDC, organizados pela Abinee. O desempenho positivo foi puxado pelas vendas de smartphones, que cresceram 85,7%, chegando a 5,4 milhões de unidades. Em contrapartida, os celulares tradicionais apresentaram retração de 7,3% (8,7 milhões). Veja o **gráfico 1**.

Com estes resultados, a participação dos smartphones no mercado total de celulares, em unidades, chegou a 38,2% no trimestre, enquanto a participação dos tradicionais atingiu 61,8% (**gráfico 2**).



F1. Gráfico mostra o crescimento dos smartphones e a retração dos celulares tradicionais.

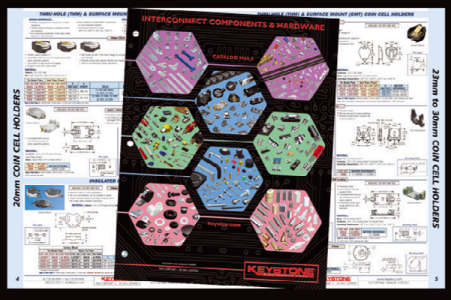


F2. Gráfico mostra a participação dos smartphones e dos celulares tradicionais no mercado.

THiNK
CATÁLOGO M60.2



O que está dentro é o que importa.



Pense Catálogo Keystone M60.2

A recém lançada 2ª Edição do Catálogo M60. Descubra todos os nossos novos produtos. Componentes SMT & THM para interconexões e ferramentas para eletrônica

Projetistas e Fabricantes

KEYSTONE ELECTRONICS CORP

O que importa é o que está do lado de dentro.

Tel: (718) 956 8900 • (800) 221-5510
e-mail: kec@keyelco.com • Web: www.keyelco.com

Há uma pedra fundamental em toda grande invenção... Siga, Pense & aprenda em:

Vishay Intertechnology anuncia o lançamento de novas Chaves de Carga, Canal P, com Slew Rate controlado

A Vishay Intertechnology apresentou recentemente duas novas chaves de carga, de canal P, com taxa de subida (*slew rate*) controlada, as quais foram projetadas para funcionarem entre 1,5 V e 5,5 V.

Com os códigos comerciais SiP32458 e SiP32459, cada uma dessas chaves oferece uma *gate pump* integrada que fornece uma resistência-ON baixa e plana, menor do que 20 mΩ, mantendo uma baixa corrente quiescente.

As chaves são disponibilizadas em um invólucro CSP compacto (WCSP6), sendo que elas se caracterizam por terem um lento e controlado slew rate ao ligar, da ordem de 3 ms em 4,5 V, tipicamente, de modo a limitarem a corrente de pico para projetos com cargas sensíveis a ruído ou capacitivas.

Visando uma maior eficiência, essas chaves de carga apresentam resistência-ON baixa com os seguintes valores típicos: 30 mΩ em 1,5 V; 26 mΩ em 1,8 V e 20 mΩ em 3,3 V (ou 5 V). Ambas suportam uma corrente contínua de 3 A, ao passo que uma baixa corrente quiescente de 4,2 mA (típica) permite que equipamentos alimentados a bateria funcionem por períodos mais longos.

Quando desabilitada, a chave SiP32458 provê um circuito de bloqueio reverso que impede que a alta corrente flua para a fonte de alimentação. A SiP32459 inclui uma chave de descarga de saída que habilita uma rápida eliminação da carga quando ela for desabilitada.

O invólucro WCSP6 de ambas chaves oferece uma pequena base impressa de 1,0 mm x 1,5 mm com passo de 0,5 mm, caracterizado por uma laminação *top-side* para melhorar sua robustez mecânica de modo a economizar espaço adicional; as chaves de carga têm um limiar de controle lógico de entrada baixo, podendo interfacear diretamente com pinos de I/O de baixa tensão. Ambos dispositivos fornecem resistores pull-down

Texas Instruments lança o primeiro dispositivo de memória Flash de 4 MB do mercado para ambientes agressivos

A Texas Instruments Incorporated lançou o primeiro dispositivo de memória Flash não volátil, de altas temperaturas, para ambientes agressivos. O SM28VLT32-HT tem uma capacidade operacional de 4 MB e elimina a necessidade de triagem e testes de qualificação de componentes de nível industrial para faixas de temperatura fora das especificações dos *data sheets*. O dispositivo permite o registro de dados em temperaturas extremas e é garantido por pelo menos 1.000 horas de vida útil em aplicações em ambientes agressivos, incluindo exploração de petróleo e gás, indústria pesada e aviônica.

Principais recursos e benefícios do SM28VLT32-HT:

- Faixa de temperatura mais ampla: O único dispositivo de memória Flash não volátil qualificado para trabalhar em temperaturas entre -55 °C e 210 °C.
- Alta confiabilidade: Testado através de toda a faixa de temperatura para proporcionar operação de leitura/escrita robusta durante toda a vida operacional do dispositivo.
- Tempo de projeto reduzido: Elimina a necessidade de partes externas, permitindo que os fabricantes desenvolvam aplicações para ambientes agressivos rapidamente e com segurança, e reduz o tempo de desenvolvimento, testes e qualificação em seis meses.
- Encapsulamento pequeno e robusto: Disponível em encapsulamento plano em cerâmica ou em Known Good Die (KGD), o SM28VLT32-HT permite a integração de pequeno encapsulamento a módulos *multi-chip* para sistemas com espaço de placa limitado.
- Interface serial: A interface SPI simplifica o *design* e o encapsulamento, e reduz o número de pinos.

Ferramentas e suporte

Montado sobre uma placa resistente para permitir uma avaliação mais fácil em temperaturas mais elevadas, o módulo de avaliação HTFLASHEVM já está disponível.

Já está disponível também o suporte para os clientes no High Reliability Forum (Fórum de Alta Confiabilidade) da comunidade TI E2E™, onde os engenheiros podem fazer perguntas e obter respostas de especialistas da Texas Instruments.

Portfólio complementar de alta confiabilidade

O SM28VLT32-HT complementa o portfólio completo de produtos de processamento analógico e integrado em aplicações de alta temperatura e de alta confiabilidade, como o Microcontrolador TMS470R1B1M-HT™ ARM7TDMI e o Controlador Digital de Sinais TMS320F28335-HT™ Delfino.

Sobre os componentes de alta confiabilidade e altas temperaturas da Texas Instruments

Os clientes contam com a *expertise* e alta confiabilidade da Texas Instruments e com o mais amplo portfólio de produtos de processamento analó-

integrados de 2,8 mΩ em seus pinos lógicos EN.

A SiP32458 e a SiP32459 poderão ser usadas no chaveamento de cargas em aparelhos eletrônicos portáteis, como smartphones, dispositivos de GPS, câmeras digitais, *media players*, notebooks, tablets, consoles de games, dispositivos médicos, e instrumentação industrial. As chaves são livres de halogênios e estão de acordo com RoHS.

Amostras e quantidades para produção das chaves SiP32458 e SiP32459 já estão disponíveis e o prazo de entrega é de 12 semanas.

gico e integrado do segmento, para oferecer soluções completas de semicondutores e serviços de valor agregado para ambientes extremos ou desafiadores nos mercados de manufatura, espacial, aeroespacial, defesa, saúde e de consumo final.

A Texas Instruments oferece soluções e serviços para faixas de temperatura estendidas entre -55 °C e 220 °C, projetos reforçados para radiação, controle de linha de base, ciclos de vida de produtos estendidos, redução de obsolescência, conformidade de qualidade com os padrões militares, suporte de fluxo ITAR e tecnologia de processos *in-house*.

As capacidades de encapsulamento de alta confiabilidade da Texas Instruments incluem soluções de cerâmica, plástico e wafer Known Good Die (KGD). Saiba mais em **www.ti.com/hirel**

A fina arte da geração de sinal – novo e sofisticado gerador de sinal de vetor da Rohde & Schwarz



Gerador de sinal vetorial R&S SMW200A, da Rohde & Schwarz.

O novo e sofisticado gerador de sinal de vetor R&S SMW200A, da Rohde & Schwarz, combina o máximo de flexibilidade, desempenho extraordinário e operação intuitiva, superando assim todas as soluções comparáveis que estão disponíveis no mercado. É a ferramenta perfeita para gerar sinais complexos e digitalmente modulados de alta qualidade. Graças à versatilidade de opções de configuração, o produto pode ser usado como gerador de sinal de vetor de caminho único e até para teste de receiver MIMO de múltiplos canais.

O novo e sofisticado gerador de sinal de vetor R&S SMW200A da Rohde & Schwarz combina um gerador de banda básica, gerador de RF e simulador de fading MIMO em um só instrumento. O gerador de sinal de vetor cobre a faixa de frequência entre 100 kHz e 3 GHz (ou 6 GHz) e vem com uma largura de banda de modulação I/Q de 160 MHz com banda básica interna. Sua modulação excepcional e as características de RF fazem com que seja ideal para desenvolvimento de componentes de alta qualidade, módulos e produtos completos para sistemas de comunicação de banda larga como LTE-Advanced e WLAN IEEE 802.11ac. O gerador oferece desempenho particularmente bom na verificação de estações- base de 3G e 4G, assim como em aplicativos de defesa e aeroespaciais.

Wolfgang Kernchen, diretor da subdivisão de medidores de potência, geradores de sinal e analisadores de áudio da Rohde & Schwarz, disse, "Queremos que nosso novo produto carro-chefe forneça aos clientes um instrumento para facilitar seu trabalho, graças ao desempenho extraordinário e aos recursos de assistência operacional inteligente. Nossa solução compacta é também altamente escalável e preparada para ajustes. Isso permite que os desenvolvedores tenham a seu dispor a estrutura ideal para garantir que seus produtos estejam em conformidade com os sofisticados padrões de comunicações atuais e futuros, e para que possam estar prontos para o mercado o mais rápido possível."

FPT Industrial apresenta novo motor S8000 para grupos geradores



O motor S8000 G-Drive, da FPT Industrial.

A FPT Industrial participou da 27ª Feira Internacional da Indústria Elétrica, Eletrônica, Energia e Automação (FIEE), em São Paulo, no Pavilhão de Exposições do Anhembi.

A novidade para a FIEE 2013 foi o lançamento do novo motor FPT S8000 G-Drive, que equipa o grupo gerador de 55 kVA da Leon Heimer. Os grupos geradores são ideais para utilização em condomínios de grande porte, sejam eles residenciais ou empresariais, além de lojas, supermercados, magazines, empresas de telecomunicações, locadoras, entre outros. A novidade da Leon Heimer na feira foi o grupo gerador GEHIF-500, equipado com motor FPT-C13TE5.

Como resultado dessa parceria, a Leon Heimer já conta com todo o portfólio de geradores equipados com motores FPT. Somente em 2011 foram entregues 250 propulsores. Com o início da fabricação do S8000 G-Drive a partir de 2012, o fornecimento cresceu 140%, fechando o ano com a entrega de 600 motores no total da gama.

"A FPT Industrial está atenta a este mercado e o lançamento do S8000 G-Drive completa nossa gama, que conta atualmente com os motores NEF 4, NEF 6 e Cursor 13 D-Drive", comenta Olivier Michard, diretor de vendas e marketing da FPT Industrial.

De acordo com dados do segmento, nos últimos dois anos o setor brasileiro de geração de energia cresceu aproximadamente 30% e deverá crescer 15% até 2014. A presença da FPT na FIEE reforçou sua independência e capacidade em oferecer uma extensa variedade de produtos para geração de energia, atendendo e antecipando as mais variadas demandas do mercado.

S8000 G-Drive

Com quatro cilindros em linha e duas válvulas por cilindro, o S8000 G-Drive é um motor aspirado desenvolvido para aplicação em grupos geradores de energia elétrica.

O propulsor possui sistema de injeção mecânico Delphi nacional, o que facilita a obtenção em caso de necessidade de troca, e apresenta em seu *layout* filtro de ar, radiador e proteções auxiliares.

O S8000 G-Drive pode atingir potência líquida de até 61 kVA a 1.800 rpm em regime standby. Entre suas principais vantagens estão a redução do consumo de óleo, de combustível, além de uma construção mecânica simplificada facilitando sua manutenção.

Os motores podem trabalhar com potências conversíveis em rotações de 1.500 rpm (50 Hz) e 1.800 rpm (60 Hz). A mudança de perfil pode ser feita por um dispositivo no próprio motor. Além disso, o novo S8000 para geração de energia conta com interface de acoplamento com gerador SAE 3 utilizando Diesel padrão.

O novo Termômetro IR Visual VT02, da Fluke, é o meio termo entre os Termômetros de Infravermelho e os Termovisores

A Fluke Corporation apresenta o Termômetro IR Visual VT02, uma câmera para resolução de problemas com mapa de aquecimento infravermelho. Até hoje, os eletricistas, HVAC, e técnicos automotivos tinham que escolher entre pirômetros (termômetros infravermelhos pontuais) e termovisores de alta resolução (câmeras infravermelhas ou "IR").

O Termômetro IR Visual VT02 preenche a lacuna quando uma leitura pontual de temperatura não é suficiente e a imagem térmica de alta resolução é muito mais do que o usuário precisa. Uma ferramenta que combina insight visual do termovisor, imagens de câmeras digitais e a conveniência de apontar e disparar de um termômetro IR (infravermelho).

Conduzir inspeção em aplicações elétricas, industriais, AVAC/R e automotivas com o Fluke VT02 é ainda mais rápido do que com o termômetro infravermelho, por requerer diversas leituras em pontos distintos para chegar a um diagnóstico.

O VT02 detecta imediatamente problemas por meio de imagens digitais e térmicas mescladas. Ele salva e exibe imagens completas em infravermelho ou em três modos mesclados (25%, 50% e 75%). Os marcadores indicam locais quentes e frios, e informam a temperatura mais alta com um ponto vermelho e a temperatura mais baixa com um ponto.

A leitura de temperatura é informada no ponto central. As imagens são salvas no cartão SD e excluem a necessidade de salvar medições únicas (ou múltiplas) como em um termômetro infravermelho, por exemplo.

Desenvolver uma ferramenta que seja mais fácil de fabricar que os termovisores exigiu grande inovação. Expandindo os limites da tecnologia piroelétrica ultrafina, os engenheiros inovaram ao desenvolver uma matriz densa o suficiente para criar um mapa de calor infravermelho.

O VT02 é acessível, compacto e intuitivo e opera com simplicidade sem necessitar de foco, o que eleva o nível dos técnicos de júnior para sênior, aumentando sua capacidade de diagnóstico e da equipe interna além de criar novas oportunidades de negócios para prestadores de serviço. As imagens do VT02 podem ser importadas para o software para análise e relatório SmartView®, já incluso no VT02, para produzir relatórios profissionais que documentam problemas ou reparos feitos para fins de análise do cliente e do gerenciamento.

METERING SMART GRIDS
TRANSMISSION & DISTRIBUTION
LATIN AMERICA | 2013

27 - 29 de Agosto
Transamerica Expo Center
São Paulo - Brasil

11ª edição

Medição e Redes Inteligentes



Organização
CLARION EVENTS

www.meteringlatinamerica.com.br

Como escolher o sensor ideal para seu sistema de medição

Podemos escolher entre diferentes sensores no mercado para medir todos os tipos de fenômenos naturais. Este artigo classifica e compara os sensores mais comuns para medição de sete desses fenômenos para ajudá-lo a escolher a melhor opção para a sua aplicação.

Guilherme Kenji Yamamoto
Renan Machado de Azevedo
National Instruments

Temperatura

Os sensores mais comuns para medição de temperatura são os termopares, os termistores e os detectores de temperatura por resistência (RTDs). Sensores de fibra óptica, embora mais específicos, estão crescendo em popularidade para medições de temperatura. Observe a **tabela 1**.

Termopares

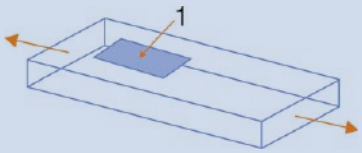
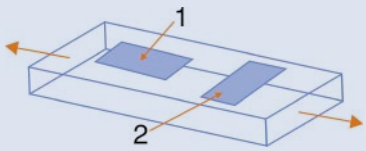
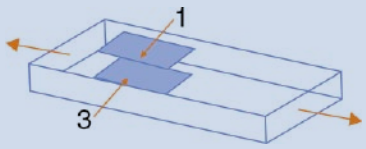
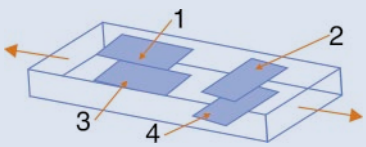
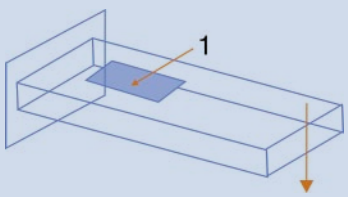
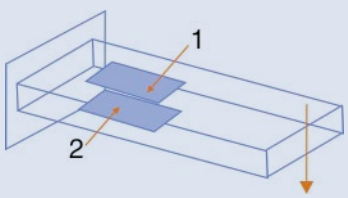
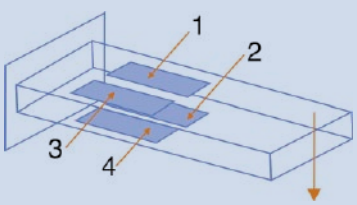
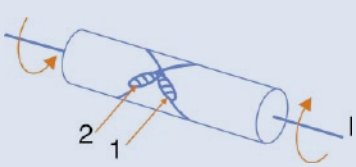
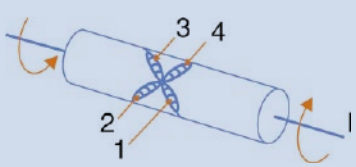
Termopares, os sensores de temperatura mais populares, são eficazes em aplicações que requerem uma ampla faixa de temperatura. Eles são baratos (R$8 a R$200) e possuem um tempo de resposta de frações de segundo. Devido às propriedades do material, entre outros fatores, pode ser difícil atingir uma exatidão de temperatura menor que 1°C.

RTDs

Os RTDs são quase tão populares quanto os termopares e podem manter uma leitura estável de temperatura por anos. Diferentes dos termopares, os RTDs possuem uma faixa de temperatura menor (-200 até 500 °C), eles requerem corrente de excitação e possuem um tempo de resposta mais demorado (2,5 até 10 s). Utiliza-se RTDs principalmente para

Sensor de Temperatura	Condicionamento de sinal necessário	Exatidão	Sensibilidade	Comparação
Termopar	• Amplificação • Filtro • Compensação de junção fria	Boa	Boa	• Autoalimentado • Barato • Robusto • Grande faixa de temperatura
RTD	• Amplificação • Filtro • Corrente de excitação	A melhor	A melhor	• Muito exato • Muito estável
Termistor	• Amplificação • Filtro • Tensão de excitação	Melhor	A melhor	• Alta resistência • Baixa massa térmica
Fibra Ótica	• Pouca ou nenhuma amplificação • Filtro	A melhor	A melhor	• Bom para ambientes perigosos • Bom para longas distâncias • Imune a ruído induzido por interferência eletromagnética (EMI) • Pequeno, leve

T1. Comparação entre sensores de temperatura comuns.

Tensão	Disposição dos strain gages	Tipo de ponte	Sensibilidade mV/V @100 uE	Detalhes
Axial		¼	0,5	Boa: mais simples de se implementar, mas deve ser usado um *dummy* para compensação de temperatura. Também responde à tensão de flexão.
		½	0,65	Melhor: Compensa a temperatura, mas é sensível à tensão de flexão.
		½	1,0	Melhor: Rejeita a tensão de flexão, mas não a temperatura. Deve-se usar um *dummy* para compensação de temperatura.
		Completa	1,3	A melhor: mais sensível e compensa a tensão de flexão temperatura.
Flexão		¼	0,5	Boa: mais simples de se implementar, mas deve ser usado um *dummy* para compensação de temperatura. Responde igualmente à tensão axial.
		½	1,0	Melhor: Rejeita a tensão axial e compensa a temperatura.
		Completa	2,0	A melhor: Rejeita a tensão axial e compensa a temperatura. Mais sensível à tensão de flexão.
Cisalhamento e Torção		½	1,0	Boa: os *strain gauges* devem ser montados a 45 graus da linha de centro.
		Completa	2,0	A melhor: versão de ponte completa com maior sensibilidade. Rejeita as tensões axial e de flexão.

T2. Comparação entre as configurações mais comuns de strain gages.

medições exatas de temperatura (±1,9 por cento) em aplicações em que o tempo não é crucial. O custo pode variar de R$70 até R$2800.

Termistores

Termistores possuem uma faixa de temperatura menor (-90 até 130 °C) do que os sensores mencionados anteriormente. Eles possuem a melhor exatidão (±0,05 °C), porém são mais frágeis que os termopares ou os RTDs. Requerem ainda, excitação como o RTD, mas trata-se de uma tensão ao invés de uma corrente de excitação. O preço de um termistor varia entre R$10 e R$30.

Fibra óptica

Outra alternativa é o uso da fibra óptica para medição de temperatura. Sensores de temperatura de fibra óptica são eficazes para ambientes perigosos, ou onde normalmente haja interferência eletromagnética. Eles são imunes a ruídos induzidos por interferência eletromagnética (EMI), não condutores, eletricamente passivos e capazes de transmitir dados por longas distâncias com pouca ou nenhuma perda na integridade do sinal.

Deformação

Normalmente, a deformação é medida por um *strain gage* resistivo. Esses resistores planos são geralmente fixados na superfície onde se espera que haja tração ou compressão. Os strain gages podem medir torções, trações e compressões muito pequenas em superfícies, e quando mais de um desses são ligados entre si, cria-se uma ponte. Um caso onde são utilizados strain gages resistivos é no teste estrutural de asas de aviões.

É possível fazer uma medição mais sensível com a aplicação de mais strain gages. Você pode usar até quatro dispositivos ativos para construir um circuito "ponte de Wheatstone", denominado configuração de ponte completa. Há também configurações de meia ponte (dois strain gages ativos) e quarto de ponte (um strain gage ativo). Quantos mais desses dispositivos ativos você utilizar, mais precisas serão as suas leituras.

Os strain gages demandam corrente ou tensão de excitação, e são suscetíveis a desvios de temperatura, tensão de flexão e tensão axial, o que pode resultar em leituras equivocadas sem o uso de strain gages resistivos adicionais:

- Pontes axiais medem o alongamento ou separação de um material;
- Pontes de flexão medem o alongamento em um lado de um material, ou a contração no lado oposto;
- Pontes de torção e cisalhamento medem a torção de um material.

Mede-se deformação em unidades adimensionais (e ou ε), o que é equivalente a uma pequena variação no comprimento dividida pelo comprimento total do objeto sob medição. Similar aos sistemas de temperatura, os sensores de fibra óptica podem ser utilizados para medição de deformação em ambientes perigosos, onde uma medição elétrica comum poderia ser comprometida por uma interferência eletromagnética. Sensores de deformação de fibra óptica são imunes a ruídos induzidos por EMI, não condutores, eletricamente passivos e capazes de transmitir dados por longas distâncias com pouca ou nenhuma perda na integridade do sinal. Atente para a **tabela 2**.

Som

Microfones são utilizados para medir som, porém, você dispõe de muitos tipos diferentes de microfones para a escolha de um sensor em uma determinada aplicação. Veja a **tabela 3**.

Microfones condensadores

Microfones condensadores são os mais comuns. Eles podem vir pré-polarizados (isso significa que uma fonte de alimentação está incluída dentro do microfone) ou externamente polarizados, quando requerem uma fonte de alimentação adicional, o que soma custos ao projeto. Microfones pré-polarizados têm preferência em ambientes úmidos, em que os componentes de uma fonte de alimentação podem ser danificados, já os microfones condensadores externamente polarizados têm preferência em ambientes de temperatura elevada.

Microfones piezoelétricos

Microfones piezoelétricos robustos são utilizados em aplicações de medição de pressão de choque e de explosão. Esses microfones duráveis podem medir faixas de pressão de alta amplitude (decibéis). A desvantagem que eles trazem são os elevados níveis de ruído que captam.

Microfones	Preço	Ambiente	Nível de impedância	Sensibilidade	Comparação
Condensador pré-polarizado	Médio	Severo	Médio	A melhor	• Projetos de condensadores são os mais utilizados • Melhor em ambientes úmidos
Condensador externamente polarizado	Alto	Severo	Médio	A melhor	• Projetos com condensadores são os mais utilizados • O melhor em ambientes de altas temperaturas
Microfone de carbono	Baixo	Mediano	Alto	Boa	• Baixa qualidade • Utilizado nos primeiros projetos básicos do aparelho de telefone
Eletreto	Baixo	Mediano	Baixo	Melhor	• Melhor com altas frequências
Piezoelétrico	Médio	Severo	Alto	Boa	• Adequado para aplicações em medição de pressão de choque e de explosão
Dinâmico/ Magnético	Alto	Severo	Médio	Melhor	• Resistente a umidade • Não é bom em ambientes altamente magnéticos

T3. Comparação entre sensores de som comuns.

Microfones dinâmicos/magnéticos

Assim como o microfone piezoelétrico, os microfones dinâmicos ou magnéticos funcionam em ambientes severos. Eles dependem do movimento para induzir magneticamente uma carga elétrica de modo que os faz resistentes à água, mas obviamente não são muito úteis em ambientes altamente magnéticos.

Microfones de eletreto

Os microfones de eletreto são pequenos e eficazes na detecção de sons de alta frequência. Eles são utilizados em milhões de computadores e dispositivos eletrônicos ao redor do mundo. São relativamente baratos, e a única desvantagem que possuem é a falta de graves. Além desses, os microfones de carbono, que são menos comuns atualmente, podem ser utilizados em aplicações nas quais a qualidade do som não seja primordial.

Vibração

A **tabela 4** mostra uma comparação entre sensores comuns de vibração. Explicaremos melhor nos próximos tópicos.

Sensor de cerâmica piezoelétrica, ou acelerômetro

Vibração ou aceleração são comumente medidas utilizando-se um sensor de cerâmica piezoelétrico ou acelerômetro.

Há três fatores importantes para diferenciar os sensores de vibração: a frequência natural, o coeficiente de amortecimento e um fator de escala. O fator de escala relaciona a saída para uma entrada de aceleração e está ligado à sensibilidade. Juntos, a frequência natural e o coeficiente de amortecimento determinam o nível de exatidão de um sensor de vibração.

Em um sistema que consiste em uma mola ligada a uma massa, se você puxar a massa da posição de equilíbrio e então soltá-la, ela vibrará para frente (além de posição de equilíbrio) e para trás até que entre em repouso. O atrito que faz com que a massa volte ao equilíbrio é definido pelo coeficiente de amortecimento, e a taxa com a qual ela vibra para frente e para trás é a sua frequência natural.

Sensores de vibração de cerâmica piezoelétrica são os mais comumente utilizados por serem os mais versáteis. Eles podem ser utilizados em medições de choque (explosões e testes de falha), medições de alta frequência, e medições mais lentas de baixa frequência. Isso devido à frequência natural acima da média que eles possuem. Porém, esses sensores geralmente possuem saídas da ordem de milivolts e requerem uma alta impedância de entrada e um detector de baixo ruído para interpretar as tensões do cristal piezoelétrico.

Sondas de proximidade e transformadores diferenciais lineares variáveis (LVDTs)

Sondas de proximidade e LVDTs são parecidos. Ambos são limitados a medições de aceleração de estado estacionário ou vibrações de baixa frequência, porém o LVDT tem uma frequência natural um pouco maior, isso significa que ele pode manipular/detectar mais vibrações. A sonda de proximidade é simplesmente um sistema massa-mola acoplado ao contato móvel de um potenciômetro.

Sensor de vibração de relutância variável

Um sensor de vibração de relutância variável usa ímãs permanentes e o movimento através de bobinas para medir movimento e vibração. Este é um sensor especial de vibração porque ele somente registra saída quando a massa que está medindo estiver em movimento. Isso faz dele particularmente útil em estudos de choque de terremotos e exploração de petróleo para adquirir vibrações refletidas de estratos rochosos subterrâneos.

Posição e deslocamento

Você pode escolher entre muitos tipos diferentes de sensores de posição. Os principais fatores na escolha de um sensor de posição são a excitação, filtro, o ambiente e se é necessário que haja uma linha de visão ou uma conexão física direta para medir a distância. Não há um tipo de sensor de posição que possui preferência universal como ocorre para pressão ou força. Mediu-se posição com sensores por um longo período, então tanto a preferência quanto a aplicação possuem um papel ao tomar esta decisão. Observe a **tabela 5**.

Sensores de efeito Hall

Com sensores de efeito Hall, a presença de um objeto é determinada

Sensores de vibração	Frequência natural	Número de eixos	Coeficiente de amortecimento	Fator de escala	Comparação
Cerâmica piezoelétrico (acelerômetro)	>5 kHz	até 3	Baixo	Requer saída alta	• Utilizado em medições de vibrações e de choque
Transformador diferencial linear variável (LVDT)	<80 Hz	até 3	Médio	Varia	• Limitado a medições de vibração de baixa frequência, ou aceleração de estado estacionário
Sonda de proximidade	<30 Hz	até 3	Médio	Varia	• Limitado a medições de vibração de baixa frequência, ou aceleração de estado estacionário • Sistema massa-mola acoplado ao contato móvel do potenciômetro
Relutância variável	<100 Hz	até 3	Médio	Varia	• A saída só existe quando a massa está em movimento • Utilizado em estudos de choque e exploração de petróleo

T4. Comparação entre sensores de vibração.

quando ele para de pressionar um botão. O sensor está "ligado" quando o objeto está pressionando o botão, ou "desligado" quando o alvo estiver em qualquer outro lugar. Estes sensores têm sido utilizados em teclados ou mesmo em competições de batalhas entre robôs para determinar quando um impacto foi transmitido, eles não fornecem escalas para quão longe um objeto está deles quando o botão está em estado "desligado", mas são eficazes em aplicações que não requerem informações detalhadas quanto à posição.

Potenciômetros

Os potenciômetros são sensores que usam um contato deslizante para criar um divisor de tensão ajustável, essa tensão ajustável mede a posição. Eles fornecem uma pequena resistência ao sistema a que estão está conectados fisicamente, e, embora isso seja necessário para seu uso, eles são baratos comparados a outros sensores de posição e podem oferecer uma grande exatidão.

Encoders Ópticos

Outro sensor de posição comumente utilizado é o *encoder* óptico, que pode ser linear ou rotacional. Esses dispositivos podem determinar velocidade, direção e posição com rapidez e alta exatidão. Como o nome sugere, eles utilizam a luz para determinar a posição, uma série de barras listradas divide a distância a ser medida em pulsos, e, quanto mais pulsos, maior a exatidão. Alguns encoders ópticos rotacionais podem ter até 30.000 pulsos, oferecendo uma exatidão extraordinária. Ainda, por causa do tempo de resposta curto que possuem, eles são ideais para muitas aplicações de controle de movimento.

Sensores com componentes físicos que são acrescentados a um sistema, como os potenciômetros, somam uma pequena quantidade de resistência ao movimento das partes do sistema, contudo, os encoders dificilmente produzem qualquer atrito quando eles se movem e são bastante leves, mas devem possuir selos para operarem em ambientes severos ou áridos, o que adiciona custos. Ocorre normalmente também um custo adicional em aplicações com elevada exatidão, porque os encoders precisam ter os seus próprios rolamentos para evitar o desalinhamento quando forem incorporados nos produtos.

Transformadores Diferenciais Lineares Variáveis (LVDTs)

Transformadores diferenciais lineares variáveis (LVDTs) e os seus equivalentes para rotação (RVDTs) utilizam indução magnética para determinar a posição. Ambos são eficazes para aplicações industriais e aeroespaciais por causa da robustez que apresentam. Os dois também requerem condicionamento de sinal, o que pode somar custos. Além disso, esses sensores devem estar precisamente alinhados dentro de uma embalagem pesada e cara, e possuem bobinas cujo custo de fabricação é alto. Além do seu custo, eles são conhecidos pela elevada precisão.

Sensores por corrente parasita

Sensores por corrente parasita utilizam campos magnéticos para determinar a posição e possuem preços moderados. Eles são menos empregados em aplicações que requerem informações muito detalhadas de posicionamento, ou onde haja lacunas extensas entre o sensor e o alvo. Estes sensores são melhor utilizados em linhas de montagem, quando são montados em uma estrutura mecânica razoavelmente estável para

Sensor de posição	Preço	Ambiente	Exatidão	Sensibilidade	Comparação
Sensor de efeito Hall	Baixo	Padrão	Ligado ou desligado	Ligado ou desligado	• Somente garante que o alvo está nas proximidades quando o sensor está desabilitado
Encoders ópticos: linear e rotacional	Varia	Padrão	Varia	Alta	• Exatidão definida pelo número de pulsos por revolução
Potenciômetros	Baixo	Padrão	Alta	Alta	• Necessário que esteja fisicamente ligado ao alvo em movimento
Transformadores diferenciais lineares e rotacionais variáveis (LVDTs) ou (RVDTs)	Alta	Conhecido pela tolerância a ambientes industriais sujos e pela precisão	Alta	Alta	• Lida com um alto nível de potência • Requer condicionamento de sinal • RVDTs funcionam normalmente em qualquer range angular de ±30 até 70 °C
Sonda de proximidade por corrente parasita	Médio	• Sem contato • Tolerância a ambientes sujos • Não sensível a materiais entre o sensor e o alvo	Média	Varia	• Não é bom quando é necessária alta resolução • Não é bom para ser usado onde existe uma grande lacuna entre o sensor e o alvo (sensores ópticos e a laser são melhores) • Bom quando montado em uma estrutura mecânica razoavelmente estacionária para medir máquinas em movimento nas proximidades
Sensor de proximidade óptico reflexivo	Varia	Padrão	Varia	Alta	• Requer linha de visão ao alvo para medição • Bom pra uso quando existe uma grande lacuna entre o sensor e o alvo • Exatidão determinada pela qualidade do sensor

T5. Comparação entre sensores comuns de posição.

medição em máquinas ou produtos em movimento nas proximidades. Para obtenção de informações precisas de posicionamento deve ser utilizado um sensor de proximidade óptico.

Sensores de proximidade óptico reflexivos

Sensores de proximidade óptico reflexivos utilizam o tempo de viagem que um feixe leva para ir e voltar de um alvo reflexivo para determinar a distância. Eles possuem um tempo de reposta rápido e são excelentes em aplicações onde há lacunas grandes entre o sensor e o alvo, é necessário que haja uma linha de visão quando este sensor está sendo utilizado. A exatidão e a qualidade do sensor estão diretamente relacionados com o seu preço.

Tipos de medição de pressão relativa	Exemplo do pneu	Comparação
Absoluta	Pressão absoluta = pressão atmosférica padrão + pressão manométrica	Relativa a 0 Pa, a pressão do vácuo
Manométrica	Leitura do manômetro do pneu	Relativa à pressão atmosférica local
Vácuo	Geralmente um valor negativo quando relacionado à pressão atmosférica local. Pneu furado = 0 kPa no manômetro de vácuo	Relativa ou ao vácuo absoluto (0 Pa), ou à pressão atmosférica local
Diferencial	Pressão diferencial = diferença de pressão entre dois pneus diferentes	Relativa a outro recipiente pressurizado
Selada	Cápsula selada= pressão manométrica + diferença entre a pressão atmosférica local e a pressão no nível do mar	Relativa à pressão no nível do mar

T6. Comparação entre tipos de medição de pressão relativa.

Pressão

Pressão alta ou pressão baixa são conceitos relativos, como o calor. Pode estar "quente" em uma sala, mas a temperatura nela não é nada quando comparada à temperatura na superfície do Sol. Para a pressão, a medição é feita por comparação.

Há cinco tipos comuns de medição de pressão: absoluta, manométrica, de vácuo, diferencial e cápsula selada. Considere o exemplo a seguir de medição de pressão dentro de um pneu, e note como cada tipo principal está relacionado a uma diferente pressão de referência. Veja a **tabela 6**.

- Uma medição de pressão absoluta inclui a pressão-padrão do peso da atmosfera (101,325 kPa) e a pressão adicional dentro do pneu. Geralmente a pressão do pneu é de 34 PSI, ou aproximadamente 234 kPa. A pressão absoluta é de 234 kPa mais 101,325 kPa ou 335,325 kPa;





- Uma medida de pressão manométrica é relativa à pressão atmosférica local e é igual a 234 kPa (ou 34 PSI);
- A pressão de vácuo é relativa ou a um vácuo absoluto, à pressão atmosférica local. Um pneu furado poderia ter a pressão igual à pressão atmosférica ou 0 kPa (relacionada à pressão atmosférica). Essa mesma medição de pressão poderia ser igual a 234 kPa (relacionada a um vácuo absoluto);
- Pressão diferencial é simplesmente a diferença entre dois níveis de pressão quaisquer. No exemplo do pneu, isso significa a diferença de pressão entre dois pneus. Também poderia significar a diferença entre a pressão atmosférica e a pressão dentro de um único pneu;
- Medições de cápsula selada são medições de pressão diferencial tomadas com uma pressão conhecida de comparação. Geralmente essa pressão é a do nível do mar, mas poderia ser qualquer pressão dependendo da aplicação.

Cada um desses tipos de medições poderia alterar os seus valores de pressão, então é necessário que você saiba o tipo de medição que os seus sensores estão efetuando.

Sensores baseados em ponte (strain gages) ou sensores piezorresistivos, são os mais frequentemente utilizados. Isso ocorre devido à construção simples e à durabilidade que eles possuem. Essas características permitem que os custos sejam diminuídos, tornando-os ideais para sistemas com alto número de canais.

Esses sensores de pressão comuns podem ser condicionados ou não condicionados. Geralmente os sensores condicionados são mais caros por conterem componentes para filtro e amplificação de sinais, além de fios de excitação e os circuitos comuns para medição. Se você está trabalhando com sensores baseados em ponte não condicionados, o seu hardware requer condicionamento de sinal. Verifique a documentação do sensor para que você saiba se precisa de componentes adicionais para amplificação ou filtragem.

Força

No passado, medidas de força eram feitas principalmente por balanças de alavanca. Hoje, células de carga que utilizam strain gages são mais comuns porque elas não requerem toda a calibração e manutenção necessária para balanças, como mostra a **tabela 7**.

Células de carga podem ser condicionadas ou não condicionadas. As células de carga "beam style" são úteis quando se espera uma força linear e são normalmente usadas em aplicações de pesagem tanto de itens grandes quanto de itens pequenos (10 lb até 5000 lb). Elas possuem uma sensibilidade mediana, entretanto, são altamente exatas. Este tipo de célula de carga possui baixo custo e construção simples.

A célula de carga do tipo "S beam" é semelhante à célula "beam style" com exceção da sua forma. Por conta dessa diferença nos modelos (a forma característica de "S" da célula de carga), o sensor é eficaz para grande rejeição de carga lateral e medição do peso de uma carga que não está centralizada. Esse modelo de baixo custo de célula de carga também é simples.

A célula de carga "canister" pode lidar com cargas maiores que a "S beam" e a "beam style". Ela também pode facilmente lidar com a movimentação da carga e é altamente sensível, entretanto, este sensor necessita de proteção de carga horizontal.

Células de carga "pancake" ou "low-profile" são projetadas de modo que não requerem absolutamente nenhum movimento para realizarem uma leitura exata.

Se a sua aplicação possui restrições de tempo ou precisa de medições rápidas, você deve considerar o uso de células "canister".

Células de carga "button" e "washer" são geralmente utilizadas para a medição do peso de objetos menores (até 200 lb). Assim como as células "pancake" ou "low-profile", o objeto que está sendo pesado não pode estar em movimento, para que seja obtida uma medida exata. A carga também deve estar centralizada no que normalmente é uma balança pequena. O benefício dessas células de carga é que elas não são caras. E

Células de carga	Preço	Range de peso	Exatidão	Sensibilidade	Comparação
Beam Style	Baixo	10 – 5 k lb	Alta	Média	• Utilizada em balanças de tanque e de plataforma • Os strain gages ficam expostos e precisam de proteção
S Beam	Baixo	10 – 5 k lb	Alta	Média	• Utilizada em balanças de tanque e de plataforma • Melhor selagem e proteção do que as células "beam style"
Canister	Médio	Até 500 k lb	Média	Alta	• Utilizada para balanças de caminhão, tanque e silo • Lida com a movimentação da carga • Sem proteção de carga horizontal
Pancake/Low Profile	Baixo	5 – 500 k lb	Média	Média	• Inteira de aço inoxidável • Utilizada com tanques, silos e balanças • Não é permitido que a carga se movimente
Button and Washer	Baixo	0 – 50 k lb ou 0 – 200 lb normalmente	Baixa	Média	• As cargas devem estar centralizadas • Não é permitido que a carga se movimente

T7. Comparação entre sensores comuns de carga.

O MAIOR ENCONTRO DO DESIGN ELETRÔNICO JÁ TEM DATA MARCADA!

Learn today. Design tomorrow.

ESC

Embedded System Conference Brazil

design brazil

o maior encontro de design eletrônico

27 e 28 AGOSTO 2013

10 às 19h • Transamerica Expo Center
São Paulo • Brazil



Faça parte da maior comunidade para a engenharia e o design eletrônico, junte-se a mais de **4.000 profissionais**, especialistas e fornecedores que se encontram na **ESC Brazil 2013.**

Trazendo os principais players da indústria eletrônica e conteúdo de qualidade, a **ESC Brazil** reúne as tendências e novidades com soluções para:

- Conectividade
- Customização Linux Embedded
- Circuitos Integrados
- Componentes Eletrônicos
- Equipamentos de Testes, Medição e Monitoramento
- Ferramentas de Hardware
- Ferramentas de Software
- HMIs & Displays
- LED e OLED
- Memórias
- Microcontroladores
- Microprocessadores
- Módulos
- Placas e Mezaninos
- Produtos RFID
- Sensores
- Sistemas e Plataformas
- Soluções em Touch
- Software

PROGRAMA DE CONFERÊNCIAS 2013

A **ESC** traz conteúdo de qualidade, da teoria à prática! Mais de 18 palestras técnicas com keynotes speakers nacionais e internacionais, sessões "hands on", treinamentos e mais.

EMBEDDED ANDROID SUMMIT

Conheça a mais nova e exclusiva conferência da ESC Brazil, que vai trazer as últimas técnicas e novidades do sistema com mais dispositivos ativados no mundo.

Acesse o novo portal: **www.escbrazil.com.br** e saiba mais.

PATROCÍNIO

Platina: RENESAS | Agilent Technologies

Ouro: CEITEC S.A | FUJITSU

Prata: ADVANTECH | MOUSER ELECTRONICS

Bronze: Atmel | National Instruments | Texas Instruments

Realização: UBM

APOIO: ABDI | ABNT | abraci | ApexBrasil | ASSESPRO | Federação de Câmaras de Comércio e Indústria da América do Sul

Mídia Oficial: Elektor

Mídias Parceiras: IPESI | Portal Embarcados | Eletrônica

Construa um LED Driver eficiente para sistemas de iluminação

As mudanças climáticas no mundo e o aproveitamento sustentável dos recursos naturais existentes tornaram a melhor eficiência da geração, conversão e armazenamento de energia fundadas vertentes de desenvolvimento tecnológico dos últimos anos. Consumindo aproximadamente 20% da energia elétrica usada no planeta, a geração de luz nos ambientes doméstico, industrial e público tem impulsionado o emprego de LEDs em substituição às lâmpadas tradicionais e os circuitos de alimentação mais eficientes, duráveis e simples.

Veja como você pode construir um LED Driver que atinge até 98% de eficiência, utilizando o circuito integrado ILD6070 (700 mA) ou o ILD6150 (1,5 A) e mais alguns poucos componentes discretos.

José A. Palazzi
Infineon Technologies South America

Há muito tempo os LEDs deixaram de ser meros indicadores de painel nas cores vermelha, verde e amarela. Lâmpadas tradicionais de filamentos em atmosferas gasosas têm perdido espaço em sistemas de iluminação para os diodos emissores de luz de elevada eficiência. Os LEDs duram mais, esquentam menos, não irradiam UV ou IR e são construídos livres de substâncias danosas. Com dimensões físicas reduzidas, os LEDs podem ser agregados em construções ópticas de geometrias distintas ou similares às das lâmpadas tradicionais, porém, com distribuição mais adequada da luz. Veja a **figura 1**.

Contudo, os circuitos que fornecem energia para os LEDs, conhecidos como LED Drivers, devem ser eficientes ao acomodar o suprimento de energia disponível aos requerimentos de operação especificados pelo fabricante dos LEDs da melhor forma, conferindo o melhor aproveitamento e vida útil ao sistema.

LEDs são diodos constituídos de uma junção PN, na qual a corrente diretamente aplicada faz com que elétrons se recombinem com os "buracos" do semicondutor emitindo energia sob a forma de fótons. Uma fina camada de fósforo, quando excitada pela radiação de fótons, gera luz numa ampla gama de comprimentos de onda resultando na luz branca.

O emprego de resistores e fontes de corrente em série com os LEDs tem a eficiência sacrificada na medida em que o potencial aplicado sobre o elemento em série com os LEDs sobe (**figura 2**).

Vamos tomar como exemplo um sistema com alimentação DC de 30 V suprindo 1,5 A para três LEDs de tecnologia InGaN de Vak = 3 V por LED. Temos 9 V de tensão total sobre os LEDs, e 21 V de tensão remanescente sobre o elemento série que, multiplicados pela corrente de 1,5A, resultam em 13,5 W aplicados aos LEDs e incríveis 31,5 W perdidos sob a forma de calor no elemento série.

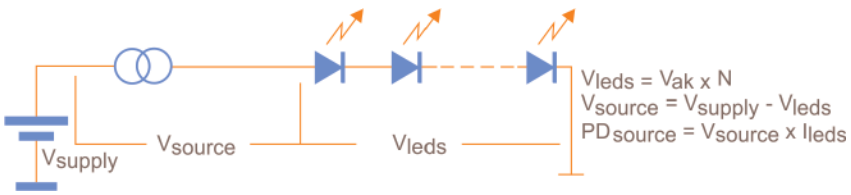
Situações como esta são facilmente experimentadas em sistemas automotivos, onde a tensão DC das baterias de 12 V (ou 24 V) devem alimentar um ou dois LEDs de alta eficiência em faróis e lanternas. Resistores ou elementos lineares tornariam estes sistemas ineficientes e de vida útil reduzida. A solução nestes casos consiste no emprego de conversores comutados de alta eficiência.

Nosso projeto tem como base os circuitos integrados de 8 pinos e de baixo custo ILD6070 ou ILD6150, da Infineon Technologies, que convertem energia de forma comutada. Fabricados em tecnologia CMOS da própria Infineon, esses poderosos LED Drivers em topologia buck com histerese controlada são capazes de suprir até 700 mA e 1,5 A, respectivamente, de forma constante e controlada, em ampla gama de tensões de alimentação com altíssima precisão e com elevada eficiência.

Com muitos anos de experiência na fabricação de LED Drivers, a Infineon desenvolveu o ILD6070 e o ILD6150 tendo como base as especificações dos LEDs mais atuais que requerem fornecimento preciso de tensão e corrente, partida suave e compensação de temperatura. Internamente os ILD6070 e ILD6150 contêm um controlador PWM em regime histerético,



F1. Exemplar de lâmpada de LEDs com distinta geometria para iluminação.



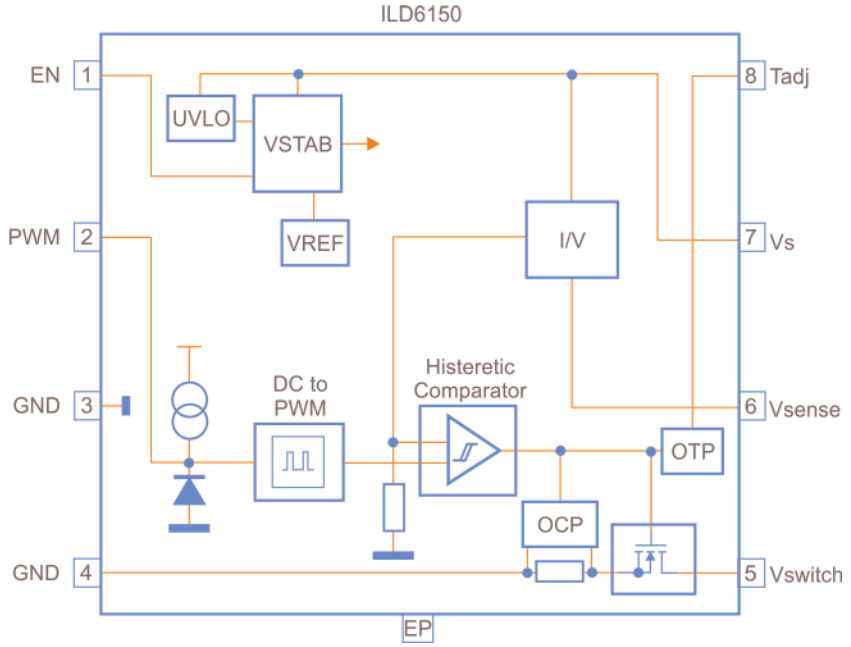
F2. A potência dissipada no elemento em série com os LEDs aumenta na medida em que a tensão remanescente sobre esse elemento também aumenta.

diversos elementos de proteção e um chaveador MOSFET de baixas perdas e alta capacidade de corrente. Observe a **figura 3**.

Os dois dispositivos são indicados para uso em faixa ampla de tensão de alimentação e número de LEDs, e seguem o mesmo *pin-out*, conferindo flexibilidade ao projeto. Porém os principais benefícios, intrínsecos a estes maravilhosos dispositivos, que os tornam perfeitos para sistemas de iluminação com LEDs são:

- Simplicidade sistêmica: requer somente seis componentes externos;
- Eficiência de conversão de até 98%: maior eficiência com diminutas perdas sob a forma de calor;
- Variação máxima de 3% na corrente de saída: brilho preciso e repetitivo;
- Alimentação de 4,5 V a 60 V: permite ampla faixa de tensões de operação;
- Frequência de chaveamento de até 1 MHz: reduz o tamanho dos componentes;
- Circuito de *soft-start*: aumenta a vida útil dos LEDs, minimiza efeito dos transientes de partida;
- Pino de *dimming*: permite controlar o brilho dos LEDs por PWM ou tensão de controle
- Proteções de sobretemperatura, sobrecorrente e subtensão: segurança de operação.

A **figura 4** apresenta o circuito do nosso LED Driver. O projeto foi concebido para suprir 1,5 A para um conjunto de três LEDs com Vak = 3 V por LED, a partir de uma fonte DC de 30 V. Foi escolhido o ILD6150 em função da capacidade de corrente requerida (1,5A) e foram definidos L_1 = 47 µH e R_1 = 100 mohms, seguindo as tabelas e cálculos do *datasheet* do ILD6150.

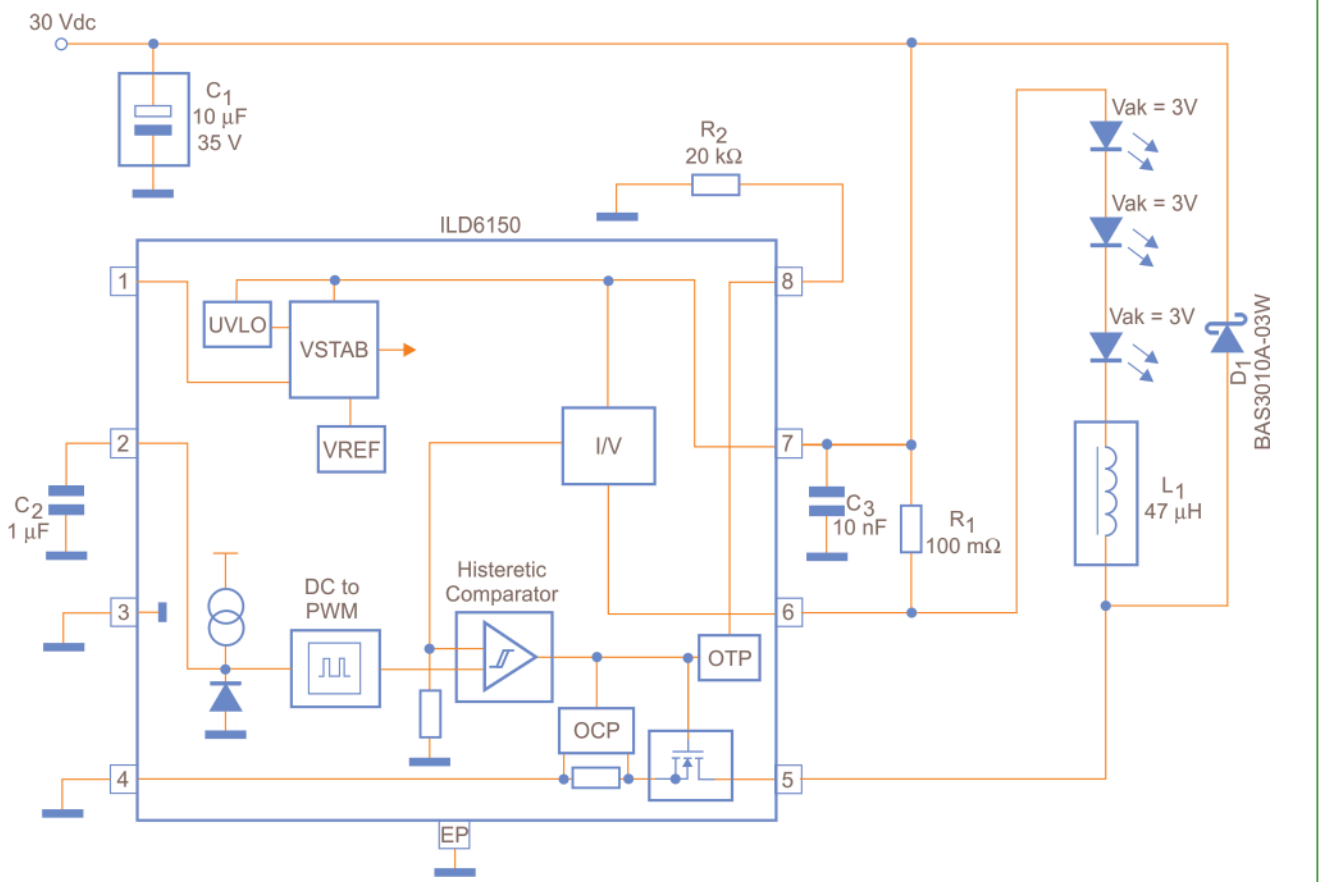


F3. Blocos internos do ILD6070 ou ILD6150.

Os valores dos componentes foram obtidos em tabelas providas no datasheet do ILD6150, de acordo com o regime de operação requerido, e todos os componentes são de fácil obtenção.

O capacitor eletrolítico C_1 filtra a alimentação DC enquanto o capacitor eletrolítico C_2 promove o soft-start ao mesmo tempo em que limpa possíveis transientes no pino PWM. O capacitor cerâmico C_3 deve ser montado próximo ao pino 7 do ILD6150 e tem a missão de desacoplar eventuais transientes de alimentação. O resistor R_1 atua como sensor de corrente enquanto o resistor R_2 no pino 8 determina o comportamento da proteção de sobretemperatura do circuito integrado.

O indutor L_1 foi enrolado pelo autor com fio Litz de 22AWG em núcleo toroidal, mas pode ser utilizado um indutor comercial *drum core* para montagem PTH



F4. Diagrama completo do LED Driver com o ILD6150.

ou SMT de baixa resistência DC. É recomendado o enrolamento multifilar (fios em paralelo) para minimizar as perdas sob a forma de calor pelo efeito skin. O autor observou que a eficiência total de conversão do protótipo poderia ser melhorada com um indutor de melhor qualidade.

O diodo Schottky BAS3010A-03W da Infineon Technologies é de 1 A/ 30 V, sendo disponível em encapsulamento SOD323. Amostras do BAS3010A-03W e do circuito integrado controlador ILD6150 podem ser solicitadas diretamente aos distribuidores da Infineon Technologies.

O pino 1 do ILD6150 pode ser deixado aberto, sem conexão, para operação contínua. Conectando-se essa entrada ao GND, desativa-se imediatamente a conversão e coloca-se o ILD6150 em condição de espera.

O pino 2 do ILD6150 pode ser utilizado para controle de brilho (*dimming*). Um potencial DC entre 0,67 V e 2,43 V aplicado ao pino, controla de forma linear a corrente de saída até o limite estabelecido por R_1. De forma análoga, um sinal de *clock* de "duty-cycle" variável e frequência até 25 kHz correlaciona de forma linear com a corrente na saída do conversor. No nosso projeto optamos por colocar C_2 no pino 2, o qual promove a partida suave (soft-start) do sistema.

O autor implementou um protótipo do LED Driver. O circuito entrou em operação instantaneamente após a alimentação de 30 Vdc ser conectada. Foi observado pequeno aquecimento no controlador ILD6150 e razoável aquecimento no indutor L_1, muito provavelmente em virtude da construção artesanal e imprópria do indutor. Nos testes em bancada foram inseridos e retirados LEDs e o brilho individual se manteve estável.

Para prover 1,5 A ao conjunto de 3 LEDs a partir da fonte de 30 Vdc, foram consumidos 0,5 A. Considerando a tensão Vak de 3 V de cada LED e a composição de 3 LEDs, o potencial total entregue à carga foi de (3 x 3V) x 1,5 A = 13,5 W. Com o suprimento de energia de 30 Vdc @ 0,5A , a potência total consumida foi de 15 W e, dessa forma, a eficiência obtida do protótipo alcançou 90% (13,5 W / 15 W = 0,9), considerada excelente para um protótipo construído na bancada e confirmando assim as excelentes características do projeto.

Holtek agora também é ARM

NOVA LINHA DE MICROCONTROLADORES HT32Fxxx

Holtek inova com o lançamento de sua nova linha de microcontroladores HT32Fxxx que une todo o poder de processamento do core ARM Cortex-M3 com sua experiência de mais de 20 anos desenvolvendo microcontroladores de 8 bits, resultando em um microcontrolador poderoso com um set de periféricos abrangente altamente competitivos em preço.

CARACTERÍSTICAS:

Com a integração do núcleo Cortex-M3 em seus dispositivos os desenvolvedores contam com as seguintes vantagens:

- **Frequência de operação de até 72MHz.**
- **1,25 DMIPS/MHz**
- **Multiplicação e divisão em um único ciclo por hardware.**
- **Interrupções vetoradas e aninhadas através do controlador NVIC**
- **Timer de 24-bits**

A arquitetura ARM presente em seus novos microcontroladores de 32 bits, proporciona o uso dos melhores ambientes de programação da atualidade como:

- **Keil MDK-ARM**
- **IAR EWARM**

HOLTEK

ANYTEK conectores

FORDATA FOR DATA DISPLAY

módulos RF WENSHING

GlobalSat Wired by Wireless

APLUS CI reprodutor de sons

FAGOR

SIMCom A company of SIM Tech

Visite o site da Holtek e conheça toda linha:
www.holtek.com

Cika Eletrônica

Seu Distribuidor de Componentes Eletrônicos

Tel.: 55 11 2696-6428 / Fax: 55 11 2696-6422

vendas@cikaeletronica.com

www.cikaeletronica.com

Controlador de alta potência com o CI LT3763

Apresentamos, neste artigo, quatro interessantes projetos para aplicações utilizando o circuito integrado LT3763, da Linear Technologies, para controle de LEDs de potência, regulação de células solares, e carga de baterias. As tensões de entrada podem ser até 60 Vcc.

Luke Milner
Tradução/Adaptação: Eutíquio Lopez

Os melhores controladores de LEDs (*LED drivers)* regulam correntes de LEDs com precisão para um reprodução de cores consistente, modulando-as rapidamente para um controle de brilho (*dimming)* de alto contraste. Eles também reconhecem e sobrevivem a circuitos em curto e/ou abertos, monitoram e reportam níveis de corrente, guardam contra sobreaquecimento e protegem fontes de alimentação fracas de correntes de carga excessivas. Um conversor chaveado padrão requer um número de amplificadores adicionais caros, referências e componentes passivos para cumprir essas responsabilidades.

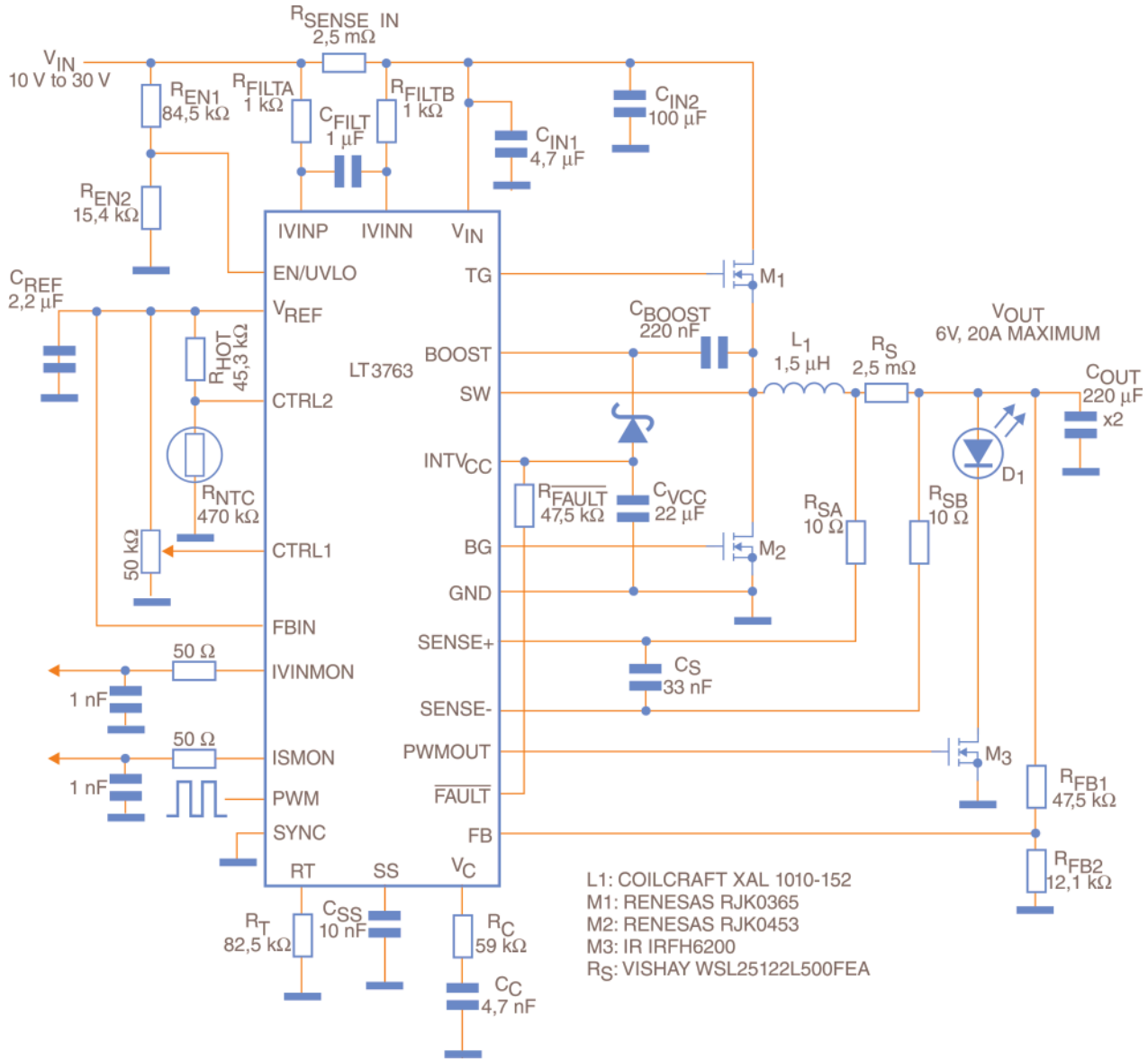
Ao contrário, o controlador driver de LEDs – LT3763, da Linear Technologies – já tem essas funções construídas internamente, reduzindo os custos de aquisição desses dispositivos, poupando espaço de placa e melhorando a confiabilidade. Esse CI é, justamente, um LED driver de alta performance. Seu rico *set* de características simplifica o projeto de outras aplicações demandadas, tais como a carga (carregamento) segura de baterias chumbo-ácidas seladas, ou a máxima regulação de potência em um painel solar, ou mesmo uma combinação de ambas. O LT3763 realiza essas tarefas com a máxima eficiência, mesmo com tensões de entrada alcançando os 60 V.

O controle de LEDs

A **figura 1** mostra o LT3763 na configuração de um LED driver de alta potência. Um potenciômetro no pino CTRL 1 possibilita o ajuste manual da corrente de LED regulada em uma faixa de 0 a 20 A. Para a regulação térmica da corrente do LED, um resistor com coeficiente de temperatura negativa é montado próximo ao LED, ligado entre o pino CTRL 2 e o terra (GND).

O divisor resistivo colocado no pino EN/UVL0 programa o circuito integrado para o encerramento (*shut down)*, caso a tensão de entrada caia abaixo de 10 V. O divisor resistivo no pino FB define uma condição de circuito aberto, como no caso da saída alcançar 6 V, e se isso acontecer, o LT3763 reduzirá automaticamente a corrente no indutor para evitar sobretensão e abaixará a tensão no pino $\overline{\text{FAULT}}$ indicar esse evento.

O LT3763, quando projetado para fornecer um *LED dimming* livre de tremulação, apresenta as formas de onda ilustradas na **figura 2**. Isso é conseguido abaixando-se o nível no pino PWMOUT sempre que o PWM é abaixado, e, portanto, desligando-se o LED, desconectando-se igualmente o circuito de compensação em V_C, e ressincronizando-se os *clocks* de chaveamento interno do pulso PWM. Essas manobras garantem que os pulsos

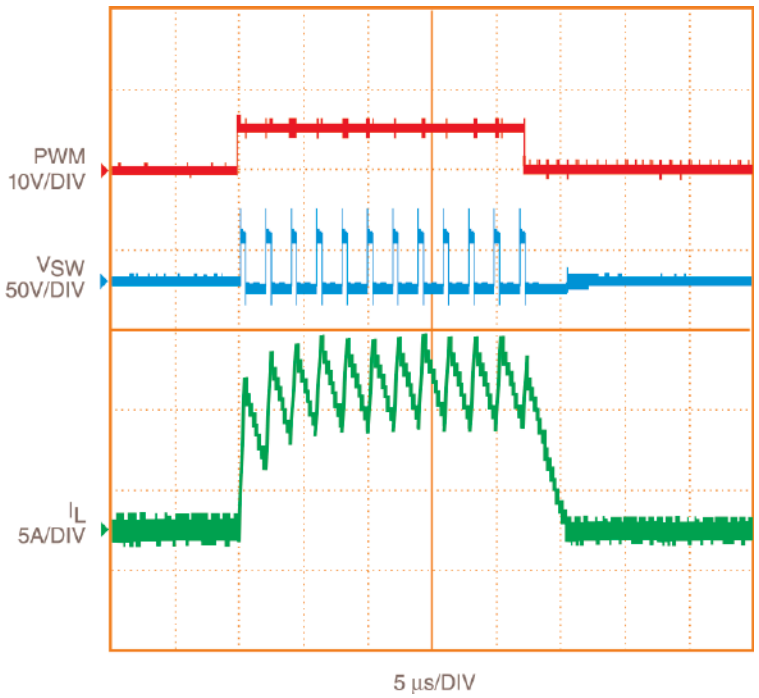


F1. Um simples controlador de LEDs (20 A), de alta potência, com PWM dimming e Analógico.

subsequentes são idênticos, que a corrente no indutor sobe tão rápido quanto possível para satisfazer o nível da corrente programada para o LED, e que a luz do LED nunca pisca.

O LT3763 pode ser configurado conforme exibe a **figura 3** para fornecer 350 W com 98% de eficiência (rendimento) a partir de uma entrada de 48 V. Um regulador interno alimenta os *drivers* dos pinos TG e BG com potência suficiente para cada um deles controlar duas chaves externas (transistores NMOS de potência: M_1 e M_2). Aplicações de alta potência podem ser construídas ligando-se CIs LT3763 em paralelo, de modo que a corrente seja dividida igualmente entre os dois controladores. Essa configuração ilustra, inclusive, como o pino SYNC pode ser usado para sincronizar os CIs em paralelo por meio de um clock externo.

O alto valor da tensão de saída do LT3763 habilita 35 V na saída com a simplicidade de um conversor buck padrão. A tensão de saída poderá ser tão alta quanto a (tensão de entrada menos 1,5 V), e a configuração dada na **figura 4** utiliza essa característica para carregar três baterias chumbo-ácidas seladas em série (até 45 V) a partir de uma entrada de 48 V.



F2. Performance do PWM dimming do circuito da figura 1.

A carga (ou carregamento) de baterias

O carregador de baterias mostrado na figura 4, a exemplo de todos os carregadores, deve ser capaz de regular com precisão a corrente de carga da bateria que foi especificada (no modo de corrente constante) até que as tensões das baterias alcancem o valor limite devido à sua química. O regulador deve manter a tensão (no modo de tensão constante) sem sobretensão até que a corrente drenada pelas baterias em carga pulsante torne-se muito pequena. Uma vez que a fase de carga pulsante seja completada, o carregador poderá permitir que as tensões da baterias diminuam para um nível moderado antes de, finalmente, ajustar e reter a tensão final indefinidamente.

Os *loops* de regulação de corrente e tensão combinados no LT3763 e a sua circuitaria de manuseio de falhas dos LEDs perfazem um carregador de baterias quase completo. Para completá-lo, um simples transistor adicional é requerido.

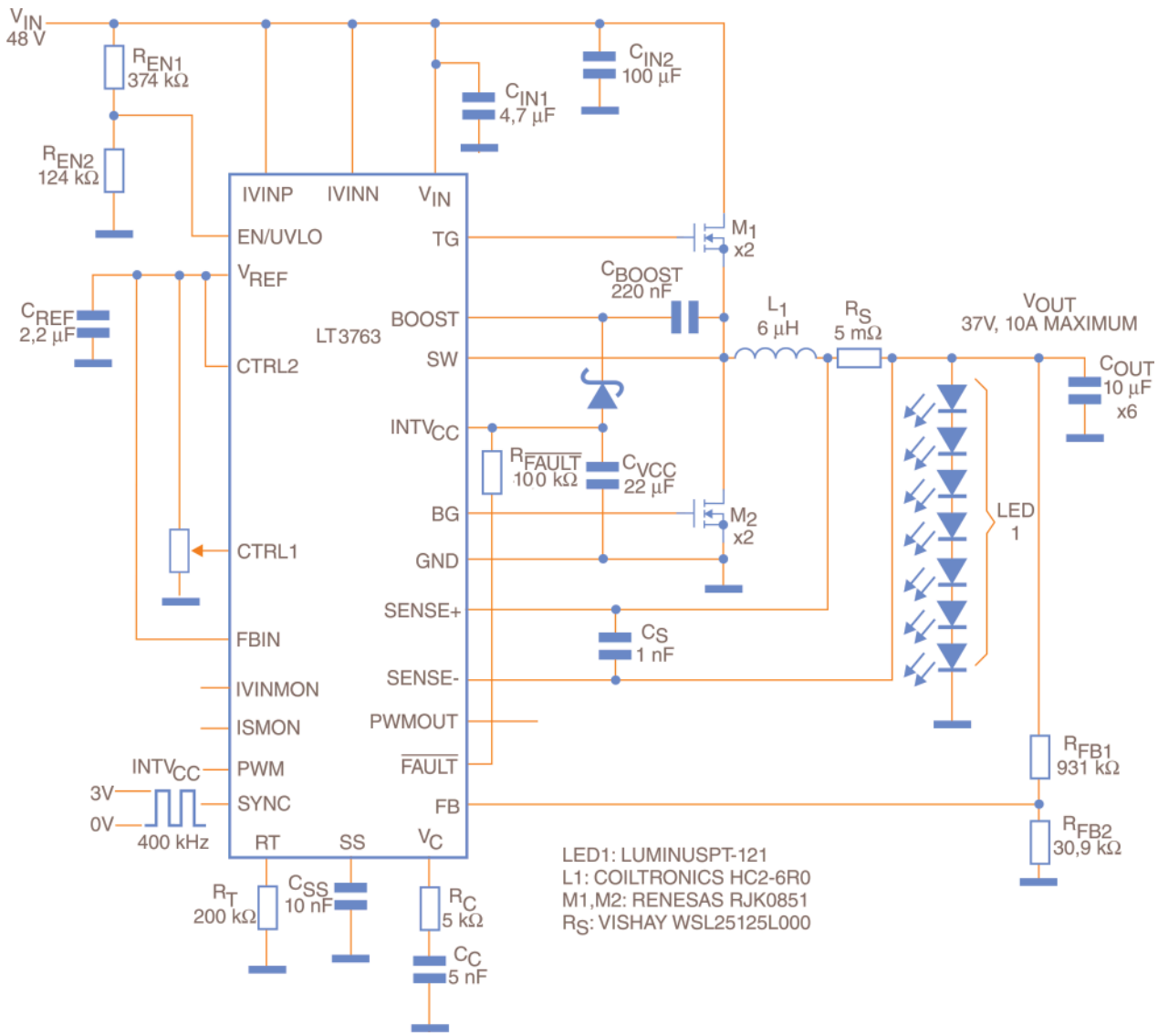
O divisor resistivo no pino FB foi projetado para programar a tensão de cargas em 45 V. Como no caso de um circuito aberto, quando a tensão alcança 45 V, o CI reduz automaticamente a corrente para prevenir *overshoot* (sobretensão), conforme é visto na **figura 5**. Subsequentemente, durante a carga pulsante, a bateria drena menos corrente nesse tempo. Quando a corrente de carga se reduz para 10% da corrente regulada (especificação de bateria C/10), a condição de falha de circuito aberto do LT3763 é disparada. A transição *high-low* resultante no pino $\overline{\text{FAULT}}$ é utilizada para desligar o *gate* do transistor acrescentado (M_3) e remover o resistor R_{FB3} do circuito de realimentação. A tensão de saída programada é, portanto, abaixada, e o CI para de chavear (ou comutar), permitindo assim que as baterias relaxem.

Quando sua tensão combinada cai para o próximo valor programado, o LT3763 começa a chavear) novamente e fornece uma corrente de sustentação necessária para a tensão de saída indefinidamente. Como vantagem adicional, a transição no pino $\overline{\text{FAULT}}$ serve como um sinal de que o carregamento pulsante foi iniciado.

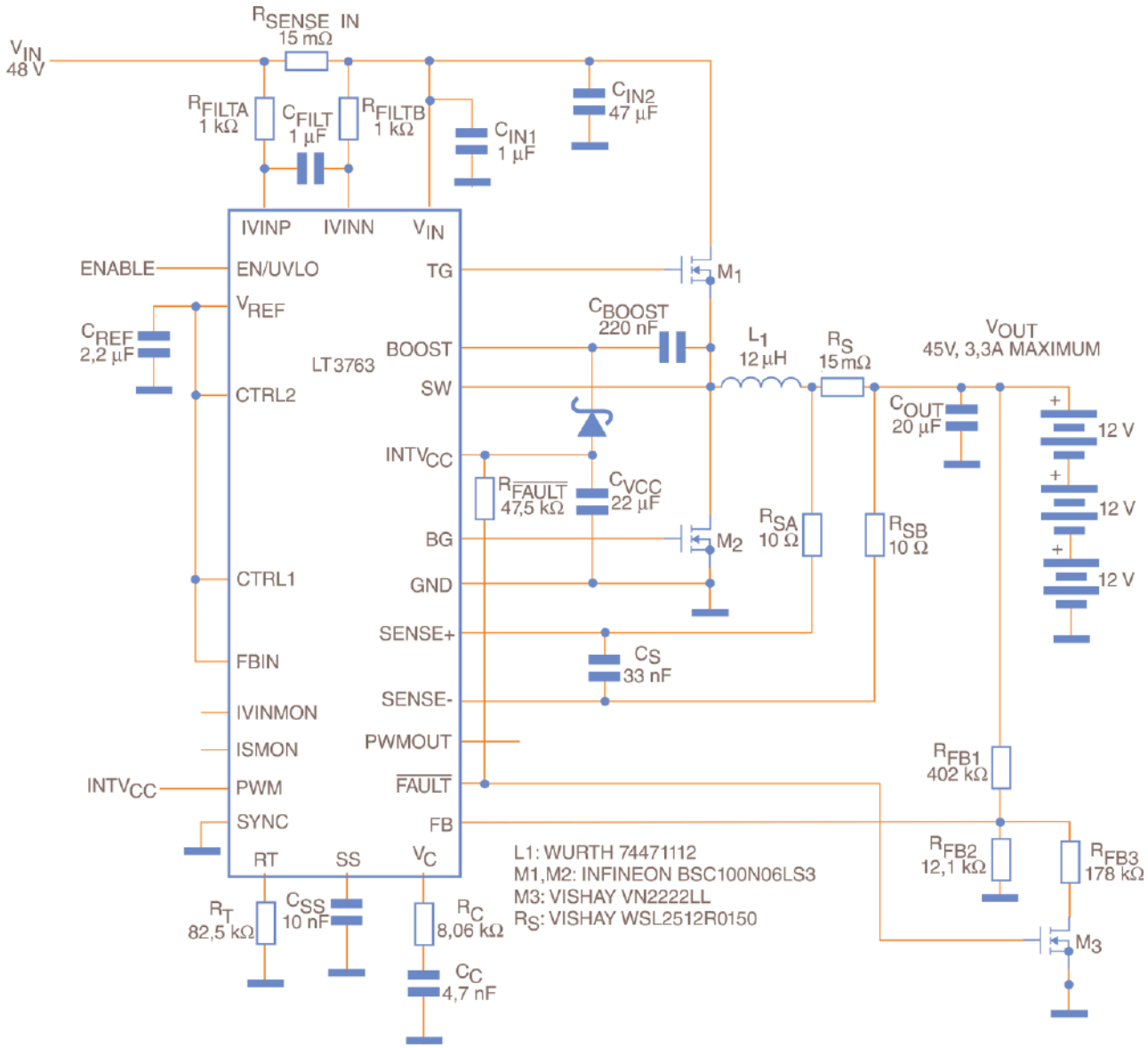
Painéis solares regulados

Uma fonte de alimentação de painel solar bem projetada requer uma combinação inteligente de regulações de corrente e tensão. Em um projeto otimizado, o conversor deve sensoriar a tensão no painel e ajustar a corrente que ele drena para manter a tensão de entrada no nível máximo de potência do painel. Se ele drenar também muita corrente, a tensão do painel de alta impedância irá entrar em colapso. Caso ele drene uma baixa corrente, a energia de luz disponível será essencialmente desperdiçada.

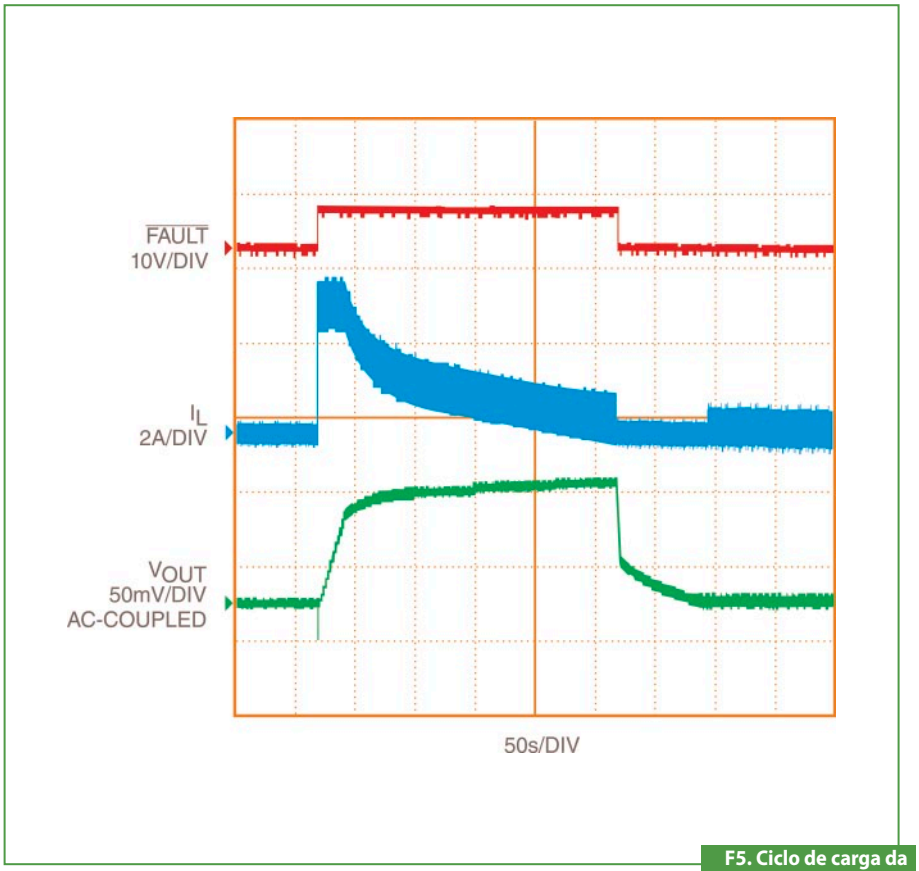
Em muitas soluções comuns, um projetista de controle para painel solar



F3. Controlador de LEDs brancos (350 W).



F4. Carregador de baterias SLA (36 V) com seis células. Corrente = 3,3 A.



F5. Ciclo de carga da bateria SLA de 36 V.

poderia usar um amplificador para sensoriar a tensão de entrada e ajustar o nível no pino de controle da corrente. O LT3763 inclui essa função no pino FBIN. Fixe, simplesmente, o pino CTRL 1 em *high*, para a referência de 2 V disponível em V_{REF}, e acrescente o divisor de tensão entre V_{IN} e FBIN. Quando a tensão em FBIN cair para aproximadamente 1,205 V, o amplificador interno derrubará automaticamente a tensão em CTRL 1 e reduzirá a corrente de carga. Isso regula a tensão de entrada (tensão do painel solar) no nível máximo de potência do painel. O divisor resistivo no pino FBIN é exibido na **figura 6** e poderá ser customizada para cumprir os requisitos de qualquer painel solar.

Na configuração mostrada na figura 6, o conversor pode gerar qualquer corrente no indutor (até 5 A), sendo necessário manter a tensão do painel em 37 V. A realimentação da tensão de entrada é feita através do divisor de tensão no pino FBIN, que por sua vez regula a corrente verdadeiramente necessária no indutor para manter o painel na potência de pico em qualquer condição de luz existente.

Conforme se vê na **figura 7**, o processo de carga de uma bateria com painel solar é muito semelhante ao carregamento com fonte de baixa impedância estudado antes. A diferença é que a corrente regulada no indutor (corrente de carga) não é pré-setada pelo projetista, mas, em vez disso, é ajustada com precisão através do laço de realimentação que regula a tensão de entrada. Isso minimiza, efetivamente, o tempo de carga, desde que a potência de entrada seja maximizada durante todo o tempo, sem levar em conta a iluminação do painel.

Uma vez que o LT3763 tem a capacidade de regular a tensão e a corrente de entrada, bem como a tensão e a corrente de saída, e fornece uma sinalização de falha com C/10, ele poderá ser facilmente utilizado em uma grande variedade de painéis solares de modo a carregar muitos tipos diferentes de baterias.

Monitoração de níveis de corrente

Para cada uma das aplicações apresentadas neste artigo, o LT3763 fornece um serviço adicional com a monitoração

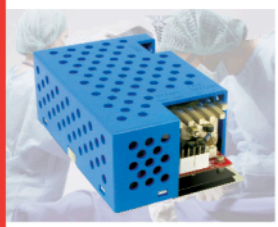
Necessita Potência?
Pense GlobTek!

Carregadores inteligentes de baterias oferecem operação trifásica

Disponível em versões fornecendo 4,2 V, 8,4 V ou 12, 6 V a 1 A para atender configurações de simples ou múltiplas baterias, a família GTM91128 de carregadores inteligentes de baterias Li-Íon da GlobTek opera com três modos de carga: condicionamento, corrente constante e voltagem constante. Os dispositivos de entrada universal possuem recurso de finalização de carga mínima com temporizador de backup totalmente carregado e LEDs indicadores do estado da carga. A família de carregadores inteligentes de baterias também vem com plugues intercam



...para mais informações visite www.globtek.com



Comutadores aprovados para área médica com estrutura aberta fornecem até 240 W

Adequada para ampla variedade de aplicações médicas, ITE e PoE, a família GTM91110P240 de fontes de alimentação ca/cc de estrutura aberta da GlobTek fornece até 240 W de potência, ocupando espaço de 3 x 5 polegadas. Os dispositivos são fornecidos configurados em fábrica com saídas de 12 a 55 V (em incrementos de 0,1 V). Disponíveis em versões Classe I ou II, as fontes de alimentação de 1,75 polegada de altura apresentam eficiência de 85% com carga plena e

...para mais informações visite www.globtek.com

Bateria recarregável fornece dados sobre estado da carga

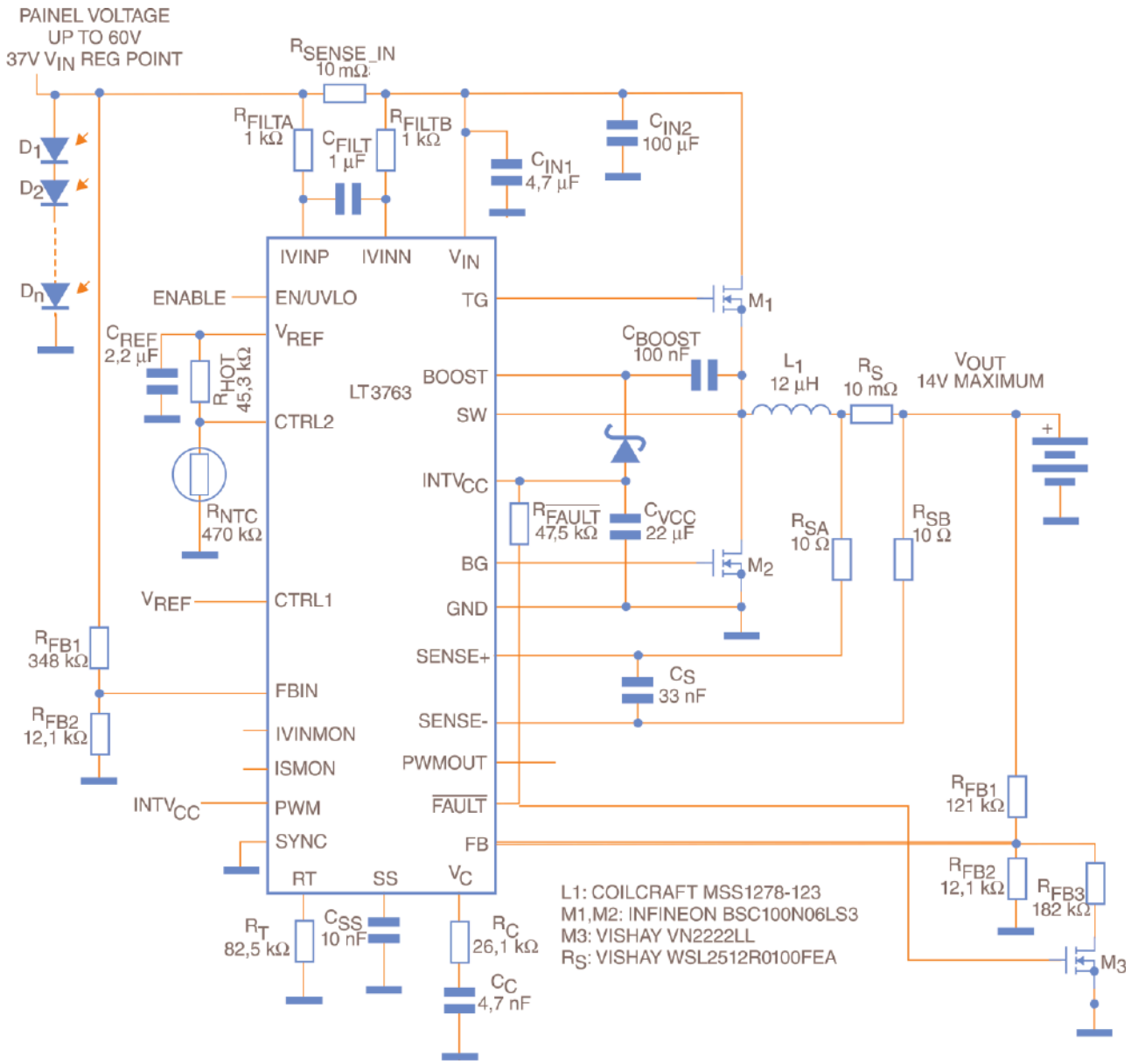
Fornecendo capacidade inteligente de energia recarregável para avançados dispositivos portáteis e remotos, o conjunto BL3100C1865004S1PSQA de baterias Li-Íon da GlobTek incorpora funcionalidade de medição do estado para fornecer dados importantes sobre a carga. O conjunto de 14,4 V possui capacidade de 3.1 Ah e também incorpora um circuito de proteção. "Você não pode mais colocar uma bateria em um dos produtos comuns atuais sem fornecer um meio para verificar o estado da carga, pois a vida útil



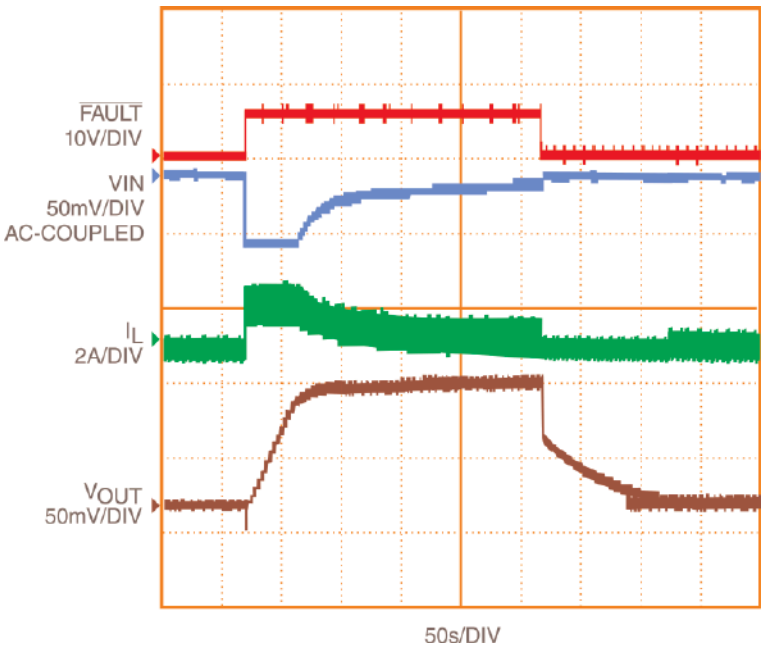
...para mais informações visite www.globtek.com

GlobTek® Inc.
"your power partner"

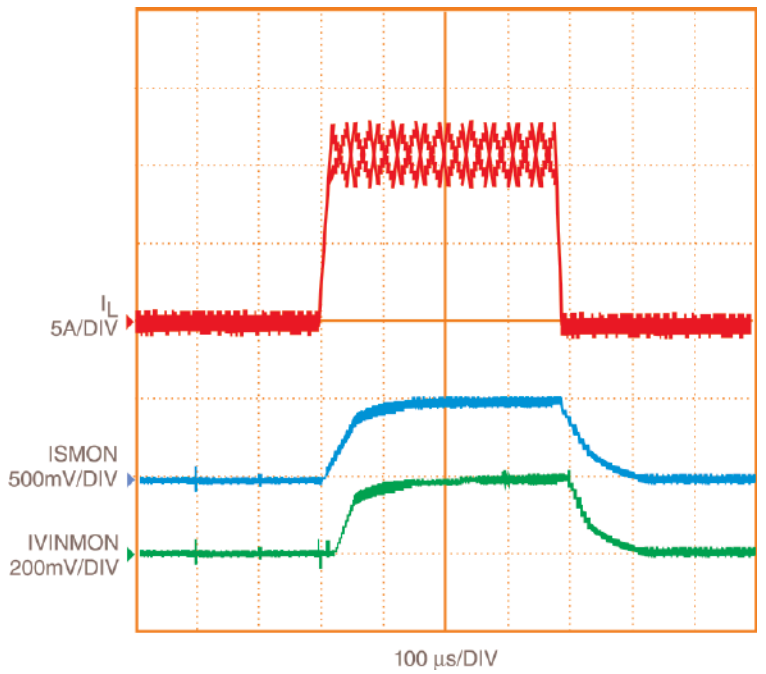
www.globtek.com



F6. Coletor de energia solar de 70 W, com máxima regulação de potência.



F7. Carga de bateria SLA com painel solar.



F8. Saída monitorada de corrente em um controlador de LEDs com PWM dimming.

dos níveis de corrente, tanto da entrada quanto da saída. As tensões entre os pinos IVINP e IVINN (variando de 0 a 50 mV) são amplificadas por um ganho = 20, e a tensão resultante aparece no pino IVINMON. Já a tensão no pino ISMON é uma amplificação idêntica, porém entre os pinos $SENSE^+$ e $SENSE^-$, conforme é mostrado na **figura 8**.

Esses sinais são úteis em sistemas que devam checar a corrente fornecida aos LEDs, ou medir a eficiência da conversão de tensão. Eles também podem ajudar a estimar a potência fornecida por um painel solar, ou a monitorar a corrente escorrendo dentro da bateria em carga quando a mesma cair para zero.

Visto que a corrente de entrada de um conversor buck "step-down" não é contínua, um filtro passabaixas é necessário entre os pinos IVINP e IVINN, de acordo com as figuras 1 e 4. Já um filtro muito menor, entre os pinos $SENSE^+$ e $SENSE^-$, também pode ser usado para a filtragem do ruído de alta frequência, embora não seja obrigatório. Mesmo com esses filtros colocados, os monitores são suficientemente rápidos para acompanhar pulsos PWM razoavelmente pequenos – veja ainda na figura 8. Entretanto, se um projetista estiver mais interessado com os níveis de corrente média do que com os níveis de corrente instantânea, ele poderá acrescentar filtros passabaixas com facilidade entre os pinos ISMON e IVINMON.

Conclusão

Pudemos ver, no artigo, que o circuito integrado LT3763, da Linear Technologies, é um versátil conversor buck step-down, proveitoso em aplicações como a iluminação de grandes cadeias de LEDs; nos coletores solares; e ainda na carga de baterias. Ele possui muitas características complexas, fundamentais não apenas para os LED drivers, mas também para a regulação de fontes de painéis solares e nos carregadores de baterias. Um controlador PWM e monitores de corrente são incluídos com detecção de falha, limitação de corrente, e regulação de tensões de entrada e saída. Disponível em um invólucro TSSOP de 28 pinos, o LT3763 consiste em um sistema de potência compacto, completo e eficiente.

Acesse o site **www.linear.com/LT3763** para conhecer os *data sheets*, *demo board*, e informações sobre suas aplicações.

Aprenda como projetar um sistema de controle:

Lugar das raízes para sistemas de controle

Parte 3

Este artigo mostra como traçar as raízes e a resposta de malha fechada de um sistema, usando o LabVIEW e o módulo LabVIEW Control Design and Simulation. O link para download do software NI LabVIEW, do módulo Control Design and Simulation e dos VIs, pode ser encontrado no final deste artigo.

Profº Dawn Tilbury,
Profº Bill Messner,
Guilherme Yamamoto,
Gustavo Peixinho e
Renan Azevedo
National Instruments

Polos de malha fechada

O lugar das raízes de uma função de transferência de malha aberta *H(s)* é um mapeamento das localizações (lugares geométricos) de todos os polos de malha fechada possíveis com ganho proporcional *k* e realimentação unitária. Veja a **figura 1**.

A função de transferência de malha fechada é:

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{KH(s)}{1+KH(s)}$$

Assim, os polos do sistema de malha fechada são valores de s para os quais $1+K\,H(s)=0$.

Se nós utilizarmos a relação $H(s)=b(s)/a(s)$, então a equação anterior tem a forma:

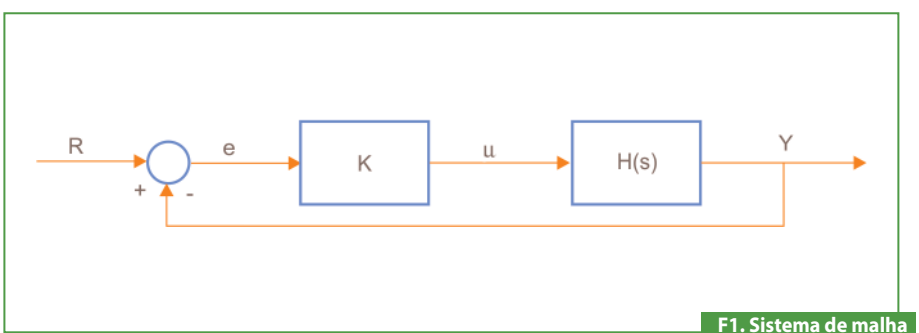
$$a(s)+Kb(s)=0$$
$$\frac{a(s)}{K}+b(s)=0$$

Sendo *n*= ordem de a(s), e *m*= ordem de *b(s)*, a ordem de um polinômio é a maior potência de *s* que aparece nele.

Nós vamos considerar todos os valores positivos de *k*. No limite em que *k* tende a 0, os polos do sistema de malha fechada são *a(s)=0* ou os polos de *H(s)*. No limite em que *k* tende ao infinito, os polos do sistema de malha fechada são *b(s)=0* ou os zeros de *H(s)*.

Não importando o valor de *k* que escolhermos, o sistema de malha fechada deve sempre ter n polos, onde n é o número de polos de *H(s)*. O lugar das raízes deve ter n ramos, cada traço começa em um polo de *H(s)* e vai até um zero de *H(s)*. Se *H(s)* tiver mais polos do que zeros (que geralmente é o caso), $m<n$ e nós dizemos que *H(s)* possui zeros no infinito. Neste caso, o limite de *H(s)* com $s \to \infty$ é zero. O número de zeros no infinito é $n - m$, o número de polos menos o número de zeros, e é o número de traços que vão para o infinito (assíntotas).

Uma vez que o lugar das raízes é realmente a localização de todos os possíveis polos de malha fechada, a partir dele nós podemos selecionar um ganho de forma que o nosso sistema de malha fechada realizará a tarefa da maneira que nós queremos. Se qualquer um dos polos selecionados estiver no plano da metade direita, o sistema de malha fechada será



F1. Sistema de malha fechada.

instável. Os polos que estão mais próximos do eixo imaginário possuem a maior influência na resposta em malha fechada, então embora o sistema possua três ou quatro polos, ele ainda age como um sistema de segunda ou mesmo primeira ordem dependendo da(s) localização(ões) do(s) polo(s) dominante(s).

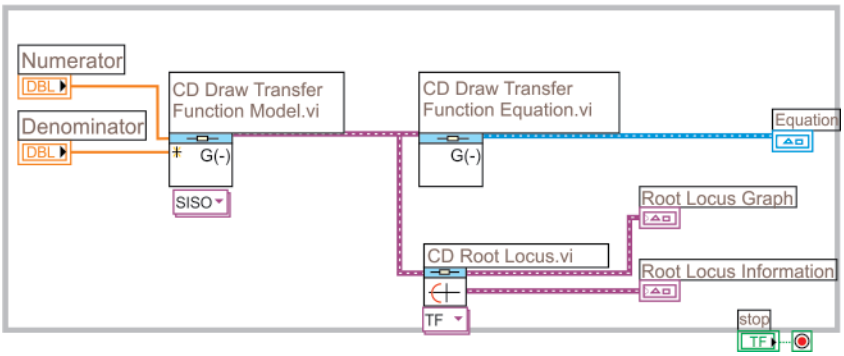
Traçando o lugar das raízes de uma função de transferência

Considere um sistema de malha aberta que possui uma função de transferência de:

$$H(s)=\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{s+7}{s(s+5)(s+15)(s+20)}$$

Abordagem gráfica com LabVIEW

Nós podemos criar um VI para traçar o lugar das raízes, usando o VI *CD Root Locus* da sessão *Model Construction* da paleta *Control Design*. Observe a **figura 2**.



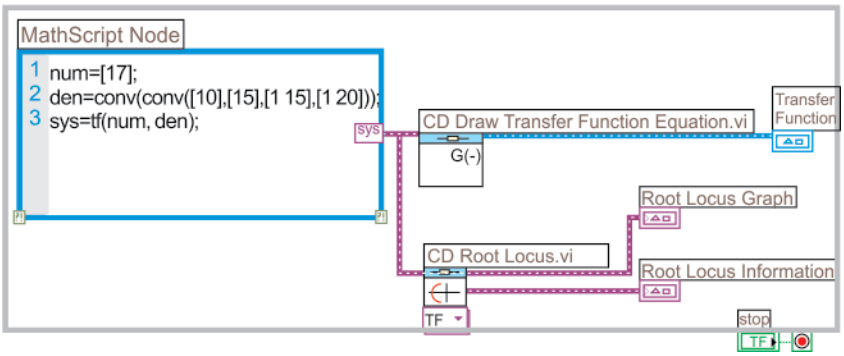
F2. Traçando o lugar das raízes.

Abordagem híbrida gráfica/MathScript

Alternativamente, você pode usar um MathScript Node para traçar o lugar das raízes, usando o código a seguir:

```
num=[1 7];
den=conv(conv([1 0],[1 5]),conv([1 15],[1 20]));
sys=tf(num,den);
```

Atente para a **figura 3**.



F3. Traçando o lugar das raízes com utilização do MathScript Node.

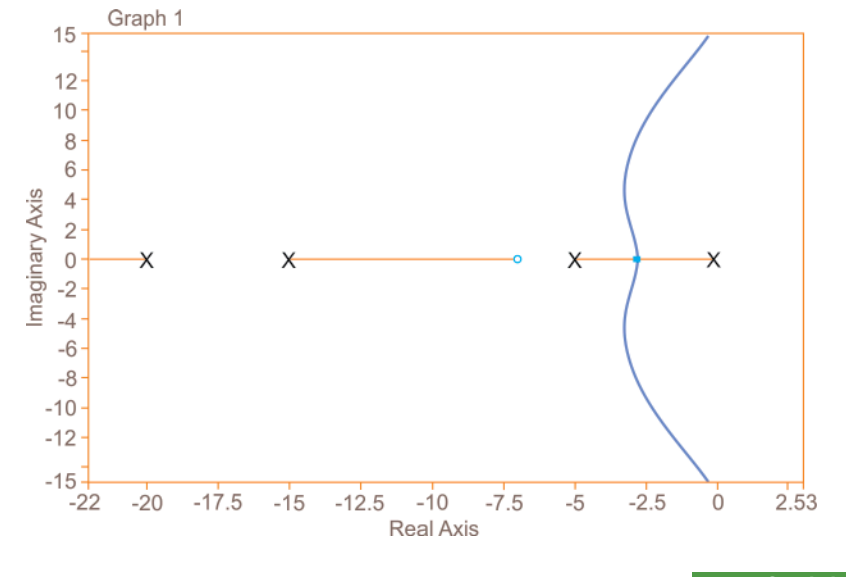
Abordagem com LabVIEW MathScript

Ainda outra abordagem para este problema é usar a janela MathScript. Selecione Tools » MathScript Window, e insira o código a seguir em Command Window:

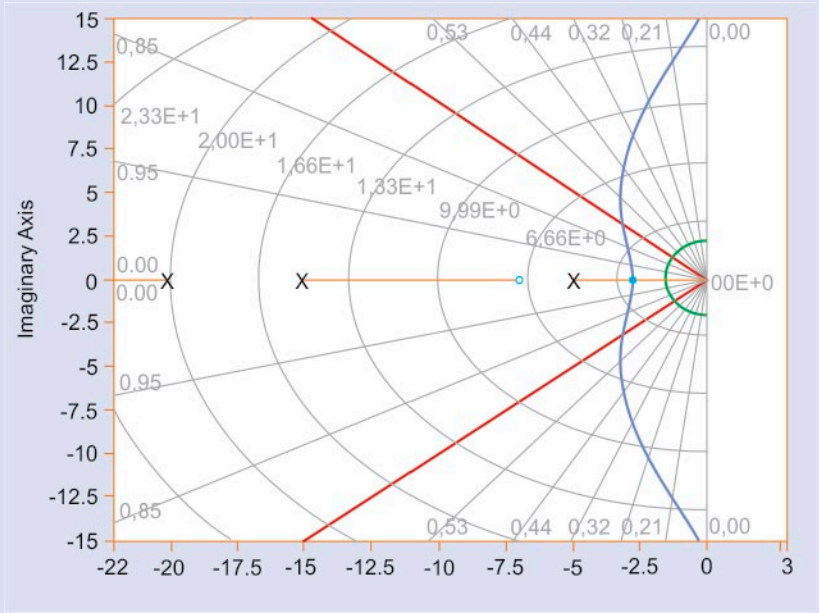
```
num=[1 7];
den=conv(conv([1 0],[1 5]),conv([1 15],[1 20]));
sys=tf(num,den);
rlocus(sys)
axis([-22 3 -15 15])
```

Resultado

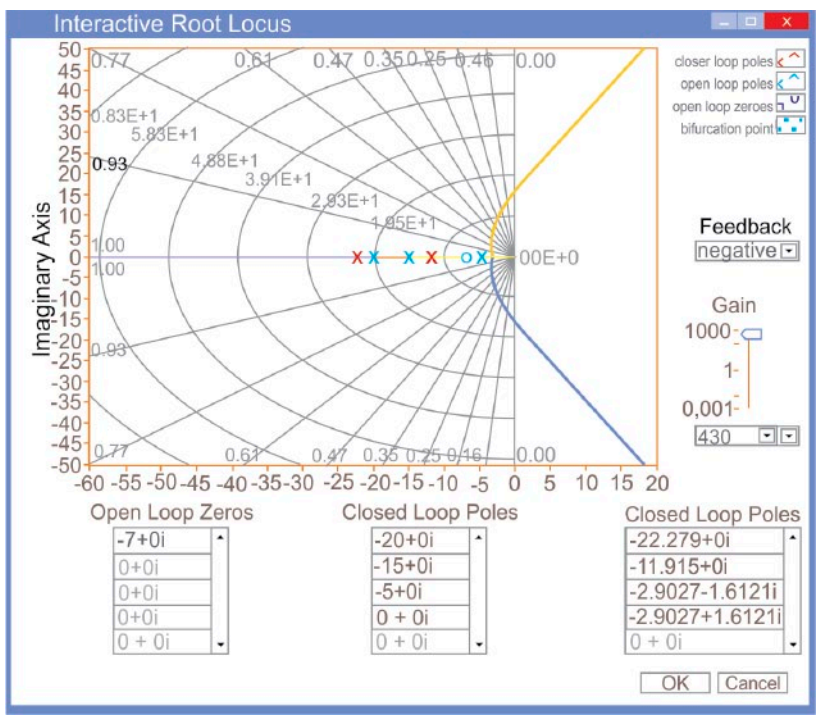
Usando a abordagem gráfica com LabVIEW, a abordagem com LabVIEW MathScript ou a abordagem híbrida grá-



F4. Gráfico do lugar das raízes.



F5. Gráfico do lugar das raízes com linhas de grade.



F6. Lugar das raízes interativo na janela MathScript.

fica/MathScript, o resultado deve ser um gráfico similar ao mostrado na **figura 4**.

Escolhendo o valor para K do lugar das raízes

O gráfico na figura 4 mostra todas as localizações possíveis do polo de malha fechada para um controlador puramente proporcional. Obviamente nem todos os polos de malha fechada vão satisfazer os critérios do nosso projeto.

Para determinar qual parte do lugar é aceitável, nós podemos utilizar o comando *sgrid on* para traçar linhas de taxa de amortecimento e frequência natural constantes. No nosso problema, nós precisamos de um *overshoot* de menos que 5% (que significa uma taxa de amortecimento *Zeta* maior que 0,7) e um tempo de subida de 1 segundo (que significa uma frequência natural ω_s maior que 1,8).

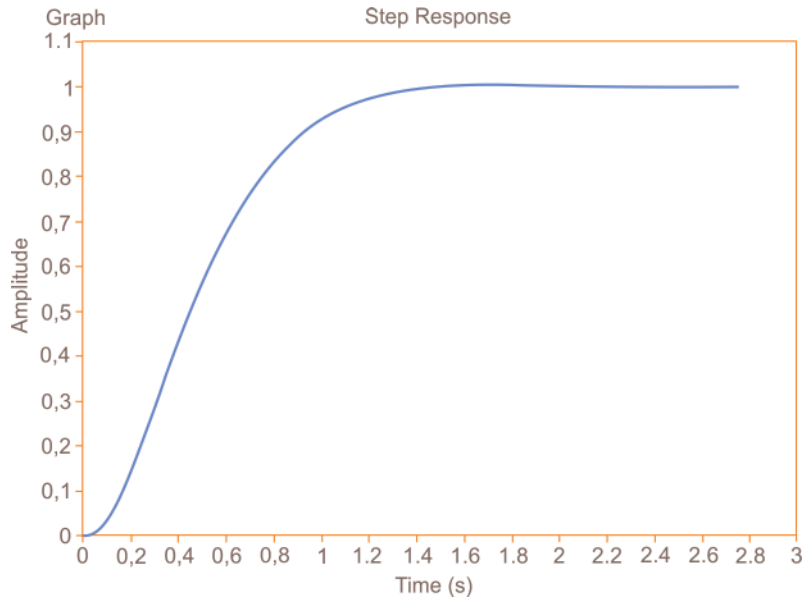
Insira o comando *sgrid on* na janela de comando do MathScript e pressione Enter.

A **figura 5,** a seguir, ilustra o gráfico que você deve ver. As linhas verde e vermelha foram sobrepostas no gráfico.

Nesse gráfico, as linhas diagonais indicam taxas de amortecimento (ζ – *Zeta*) constante e os semicírculos indicam linhas de frequência natural (ω_n) constante. As linhas vermelhas sobrepostas no gráfico indicam as localizações de polo com uma taxa de amortecimento de 0,7. Entre essas linhas, os polos terão $\zeta > 0,7$ e fora das linhas $\zeta < 0,7$. O semicírculo verde indica localizações de polos com uma frequência natural $\omega_n = 1,8$; dentro do círculo, $\omega_n < 1,8$ e fora do círculo $\omega_n > 1,8$.

Voltando ao nosso problema, para fazer com que o *overshoot* seja menor que 5%, os polos devem estar entre as duas linhas vermelhas, e para tornar o tempo de subida menor que 1 segundo, os polos devem estar fora do semicírculo verde. Então, agora nós sabemos que somente a parte de fora do semicírculo e entre as duas linhas é aceitável. Todos os polos nessa localização estão no plano da esquerda, portanto, o sistema de malha fechada será estável.

A partir do gráfico acima nós vemos que há uma parte do lugar das raízes dentro da região desejada. Logo, neste caso, nós somente precisamos de um controlador proporcional para mover os polos para a região desejada.



F7. Resposta de malha fechada.

Você pode usar o comando "rlocfind" na janela MathScript para escolher os polos desejados no lugar:

```
[k,poles] = rlocfind(sys)
```

Clique e arraste os polos de malha fechada no gráfico para designar onde você quer que o polo de malha fechada esteja. Você pode selecionar os pontos indicados no gráfico da **figura 6** para satisfazer os critérios do projeto.

Note que uma vez que o lugar das raízes pode ter mais que um traço, quando você seleciona um polo, poderá querer descobrir onde estão os outros polos. Lembre-se de que eles afetarão a reposta também. Do gráfico apresentado, nós vemos que todos os polos selecionados estão em posições razoáveis. Então, podemos seguir em frente e usar o *k* selecionado como o nosso controlador proporcional. Clique em OK para selecionar esses polos.

Resposta em malha fechada

Com o objetivo de encontrar a resposta ao degrau, você precisa conhecer a função de transferência de malha fechada. Você pode calculá-la, ou deixar o LabVIEW fazê-lo na janela MathScript.

```
sys_cl= feedback(k*sys,1)
```

Os dois argumentos para a função feedback são o numerador e denominador do sistema de malha aberta. Você precisa incluir o ganho proporcional que escolheu. Assume-se que a realimentação é unitária.

Finalmente, confira a resposta ao degrau do seu sistema de malha fechada.

```
step(sys_cl)
```

Veja a **figura 7**.

Como nós esperávamos, essa resposta possui um overshoot menor que 5% e um tempo de subida menor que 1 segundo.

Download:

Faça o download do software NI LabVIEW, do módulo Control Design and Simulation e dos VIs utilizados neste tutorial por meio do link: **http://brasil.ni.com/saber-eletronica**



Trabalhos Práticos com Arduino

Este artigo laboratorial irá demonstrar como usar um display LCD 16×2 com o Arduino, e como controlar um motor de passo utilizando o circuito integrado L293D e Arduino.

Filipe Pereira

Display LCD 16×2 com sensor de Temperatura LM35

Para a criação do projeto deverá ser usado um sensor de temperatura LM35, e serão necessários mais os seguintes componentes:

- 1 Arduino
- 1 Potenciômetro de 100 kohms
- 1 Display LCD 16×2
- 1 Sensor de Temperatura
- 1 Breadboard
- Alguns Jumpers para conectar.

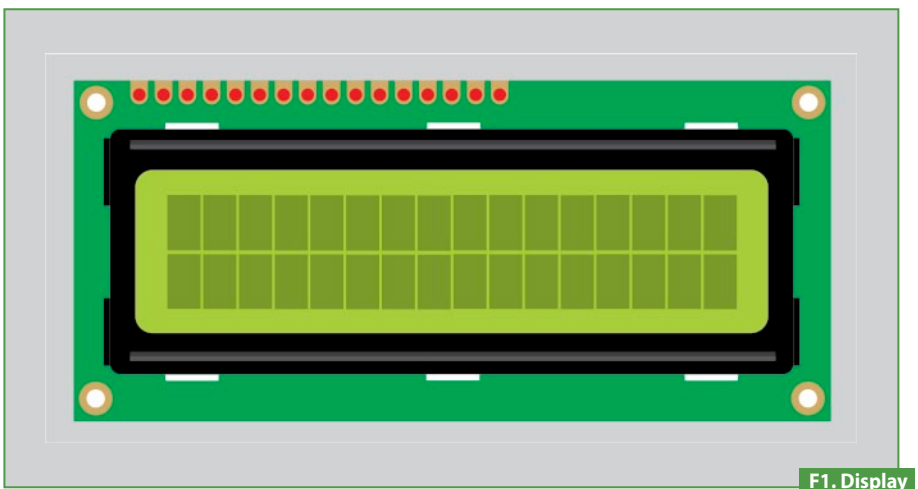
O modelo do display que se vai usar é o RT162-7 com *backlight* azul de 16 colunas por 2 linhas, ou seja 32 letras. Este modelo pode ser encontrado em vários *sites* de venda de eletrônicos e inclusive no mercado livre.

Os pontinhos em vermelho na parte superior do display são os pinos para a conexão com outro hardware (neste caso o Arduino). Veja a **figura 1**.

Em seguida, é apresentada uma breve explicação sobre esses pinos:

- 1 GND – Pino terra do Display.
- 2 VDD – Pino corrente do Display (5 V).
- 3 VO – É o contraste dos caracteres em relação ao *background* do display, o potenciômetro servirá para calibrar esse contraste.
- 4 RS – Controla o local (posicionamento) dos caracteres que serão escritos.
- 5 RW – Escrita e Leitura, lê ou grava dados.
- 6 E – Habilita a gravação dos dados nos registradores do LCD
- 7 DB0
- 8 DB1
- 9 DB2
- 10 DB3
- 11 DB4
- 12 DB5
- 13 DB6
- 14 DB7
- 15 BL1 – BackLight é a luz fluorescente que ilumina o display. Pino corrente (5 V).
- 16 BL2 – BackLight é a luz fluorescente que ilumina o display Pino terra.

Iniciaremos com a montagem do circuito (Hardware). Veja as **figuras 2**, **3** e **4** e siga o modelo.



F1. Display LCD.

Após o circuito ser montado corretamente, utilize o código descrito no **box 1**.

Controle de motores passo a passo, usando o Arduino

O L293D é um circuito integrado de ponte-H. Com este CI é possível controlar motores DC e motores de passo. No L293D pode-se utilizar um motor de passo de no máximo 600 mA e 36 V de alimentação. Observe a **figura 5.** Para este trabalho, vamos utilizar:

- 1x Circuito Integrado L293D
- 1x Arduino
- 4x resistências de 10 kΩ
- 2x resistências de 1kΩ
- 2x transistores BC547 NPN (pode ser utilizado outro equivalente, desde que seja NPN)
- 2x botões (*push-button*)
- 1x Motor de passo

Em primeiro lugar, deverão efetuar o seguinte esquema de ligações (vide **figura 6**).

A bateria de 9 V é apenas a demonstração da fonte externa para alimentar o motor de passo. Veja no *datasheet* do seu motor de passo qual a tensão utilizada.

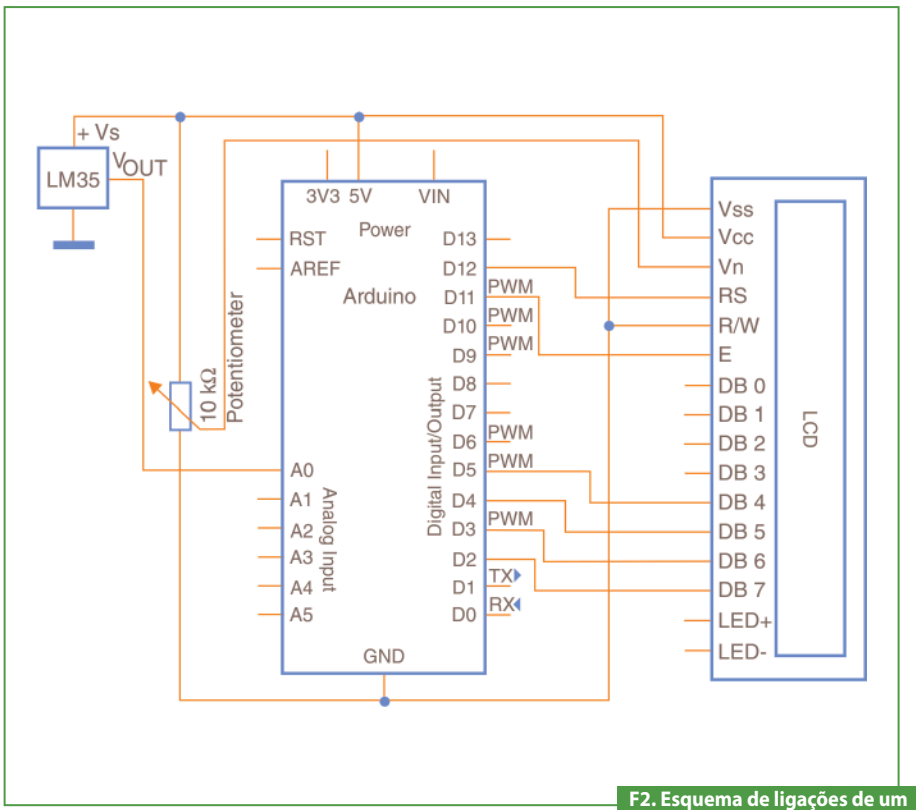
Agora, abra a IDE do Arduino e passe a seguinte programação do **box 2**.

Implementação

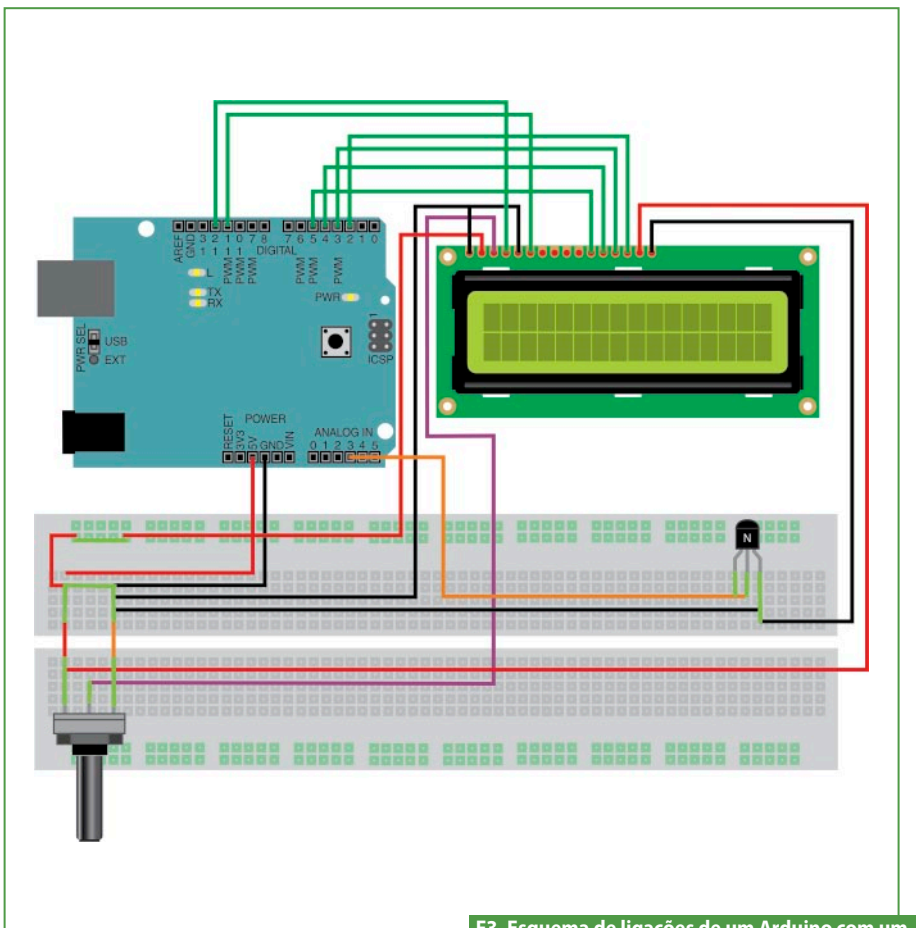
Neste circuito utilizamos o Arduino para gerar pulsos sequenciais nas saídas digitais 9,8,7 e 6. Através da programação, cada uma dessas saídas é ativada a cada 8 segundos e quando uma delas está no nível alto, todas as outras permanecem desabilitadas. Assim, quando a saída 9 está em nível alto, as saídas 8,7 e 6 estão em nível baixo. Oito segundos depois, é a vez da saída 8 ir ao nível lógico alto, desabilitando todas as outras. Depois a 7 e a 6. Este ciclo se repete indefinidamente. Atente para a **figura 7**.

As saídas 9,8,7 e 6 do Arduino alimentam diretamente um circuito integrado ULN 2003, que nada mais é que um driver Darlington de 500 mA, necessário para excitar as bobinas do motor de passo, conectadas às saídas. Esse circuito integrado já contém internamente os diodos de amortecimento necessários para impedir que o surto de tensão que ocorre durante a excitação das bobinas danifique o componente.

Além da lógica de controle, o Arduino também é responsável por detectar



F2. Esquema de ligações de um Arduino com um display LCD.



F3. Esquema de ligações de um Arduino com um display LCD, realizado no software Fritzing.

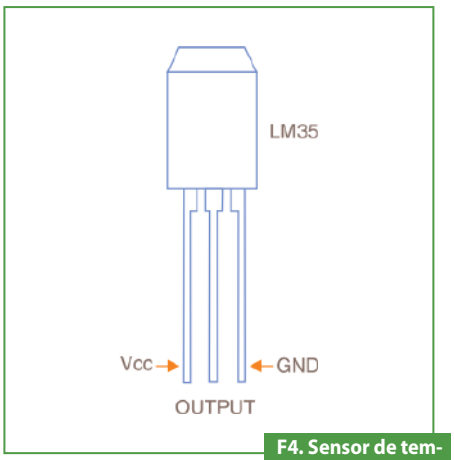
Box 1

```
#include <LiquidCrystal.h>
LiquidCrystal lcd (12, 11, 5, 4, 3, 2);
int potPin = 0;
float temp = 0;
long val=0;
void setup()
{
lcd.begin(16, 2);
}
void loop(){
val = analogRead(potPin);
temp = (5*val*100/1024);                    //converte tensão em temperatura
//Serial.println ((long)temperature);
lcd.setCursor(0, 0);
lcd.print("Colocar o vosso nome");
lcd.setCursor(13, 0);
lcd.print(millis()/1000);
lcd.setCursor(0, 1);
lcd.print("Temperatura");
lcd.setCursor(12, 1);
lcd.print(temp);
```

Box 2

```
#include <Stepper.h>                        //Biblioteca já disponível na IDE do Arduino
const int steps=200;                        //Número de passos para o motor
int buttonState=0;
int buttonState1=0;
Stepper motor(steps,8,9);                   //Pinos 8 e 9 do Arduino
void setup()
{
motor.setSpeed(100);                        //Velocidade da rotação do motor (RPM)
Serial.begin(9600);
pinMode(4,INPUT);                           //Botão 1
pinMode(5,INPUT);                           //Botão 2
pinMode(2,OUTPUT);                          //Enable do L293D
digitalWrite(2,LOW);
}
void loop()
{
buttonState=digitalRead(4);
buttonState1=digitalRead(5);
if(buttonState==HIGH)                       //Gira para um lado
{
digitalWrite(2,HIGH);
Serial.println("botao");
motor.step(steps);
}
else if(buttonState1==HIGH)                 //Gira para o outro lado
{
digitalWrite(2,HIGH);
Serial.println("botao 1");
motor.step(-steps);
}
else  //Fica parado
{
digitalWrite(2,LOW);
Serial.println("Parado");
motor.step(0);

}
}
```

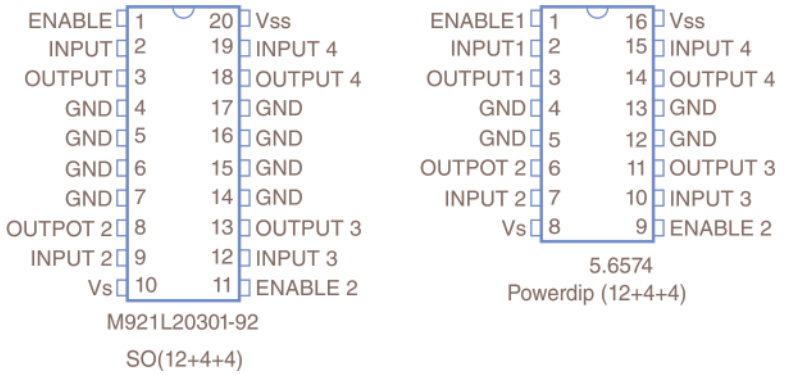


F4. Sensor de temperatura LM35.

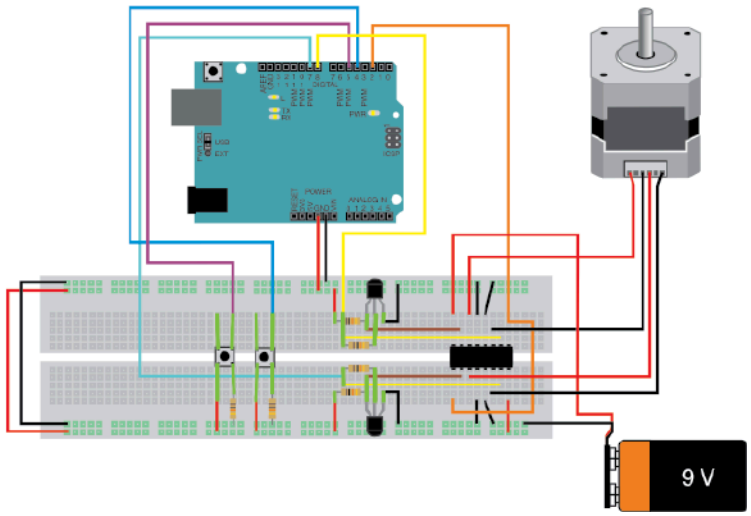
o estado dos interruptores CH_1 e CH_2. CH_1 tem a função de acelerar os passos do motor, fazendo o espelho girar 1000 vezes mais rápido, facilitando ajustar a localização do reflexo. CH_2 funciona como interruptor inversor, invertendo completamente a sequência dos passos. Quando pressionado, faz a sequência passar dos pinos 9,8,7,6 para 6,7,8,9. Essa tarefa não é fundamental.

O esquema anterior mostra todas as conexões entre o Arduino, driver ULN 2003 e o motor de passo. A tensão para alimentação do Arduino vem diretamente do conector USB ligado ao computador, enquanto a tensão para o motor de passo e para o ULN 2003 é fornecida por uma fonte de 12 V. A alimentação do ULN 2003 é feita no pino 9, através de um diodo zener. É muito importante observar que a tensão de 12 V está relacionada à tensão nominal necessária ao funcionamento do motor de passo utilizado neste projeto. Outros motores operam com outros valores de tensão. Se o motor escolhido trabalhar a 12 V, poder-se-á retirar o diodo zener e ligar o pino 9 do ULN 2003 diretamente à fonte, que neste caso deverá ser regulada. Um circuito integrado LM 7812 é uma boa opção.

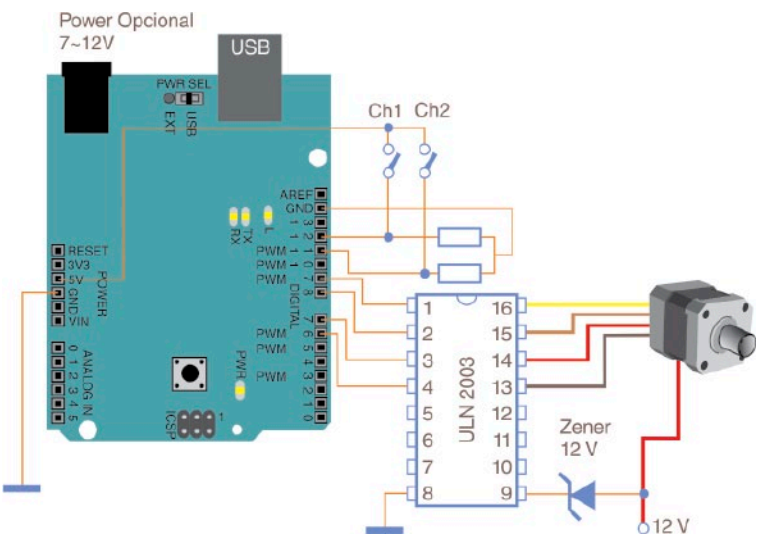
Excluindo o Arduino, todo o protótipo pode ser na *breadboard*. Para verificar todo o funcionamento do circuito conecte 4 LEDs às saídas 6,7,8 e 9 do Arduíno ou aos pinos 13,14,15,16 do ULN 2003. Os LEDs devem ser ligados à alimentação através de resistências de 1 kΩ. Se tudo estiver correto, ao receber alimentação os LEDs deverão acender sequencialmente e o motor deverá dar 1 passo a cada 8 segundos, podendo ser acelerado ou invertido com auxílio dos interruptores CH_1 e CH_2.



F5. Pinout do CI L293D.



F6. Esquema de ligações de um motor de passo com Arduino e outros componentes, realizado no software Fritzing.



F7. Esquema de ligações de um motor de passo com Arduino e o ULN2003, realizado no software Fritzing.



Controle baseado em FPGA:
Milhões de transistores ao seu comando

A tecnologia FPGA (Field-Programmable Gate Array) fornece a confiabilidade de um hardware dedicado, com verdadeira execução em paralelo e desempenho de controle de malha fechada extremamente rápido. Este artigo técnico fornece respostas para as questões mais frequentes (FAQ) a respeito do uso de hardware baseado em FPGA reconfigurável para aplicações de controle de malha fechada.

Guilherme Kenji Yamamoto
Renan Airosa Machado de Azevedo
National Instruments

O que é um Arranjo de Portas Programável em Campo (Field-Programmable Gate Array - FPGA)?

Um FPGA é um dispositivo que contém uma matriz de circuitos lógicos com arranjo de portas reconfiguráveis. Quando um FPGA é configurado, os circuitos internos são conectados da mesma maneira a aplicação do software foi desenvolvida, criando uma implementação em hardware conforme foi projetado no software. Ao contrário dos processadores, o FPGA usa hardware dedicado para lógica de processamento e não possui sistema operacional. Os FPGAs possuem execução paralela por natureza, logo, diferentes operações de processamento não precisam competir pelos mesmos recursos.

Com isso, o desempenho de uma parte da aplicação não é afetado quando um processamento é adicionado durante a execução do sistema. Além disso, várias malhas de controle em taxas diferentes podem ser executadas em um único dispositivo FPGA. Sistemas de controle baseados em FPGA podem impor uma lógica crítica de intertravamento e podem ser projetados para prevenir E/S forçada por um operador. Porém, diferentemente dos projetos de placas de circuito impresso (PCB) , que têm recursos fixos de hardware, sistemas baseados em FPGA podem literalmente refazer seus circuitos internos para permitir a reconfiguração depois que o sistema de controle é implantado no campo. Dispositivos FPGA trazem o desempenho e confiabilidade de um hardware dedicado. Veja a **figura 1**.

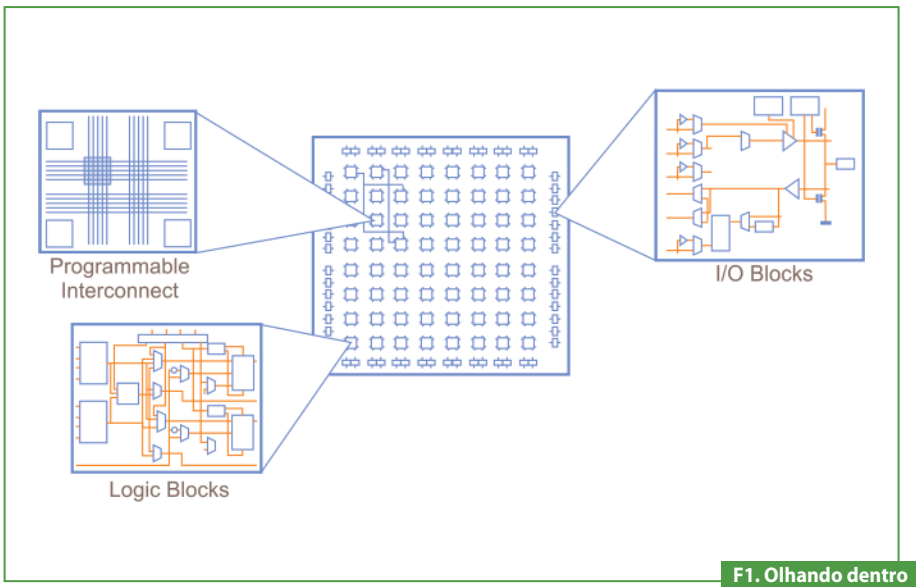
Como os sistemas de controle baseados em FPGA se comparam a sistemas baseados em processadores?

Assim como os sistemas de controle baseados em processadores, os FPGAs são usados para implementar todos os tipos de sistemas de controle industriais, incluindo controle analógico de processos, sistemas de controle de lógica discreta e baseados em máquinas de estado. Porém, sistemas de controle baseados em FPGA diferem de sistemas baseados em processadores de maneira significativa.

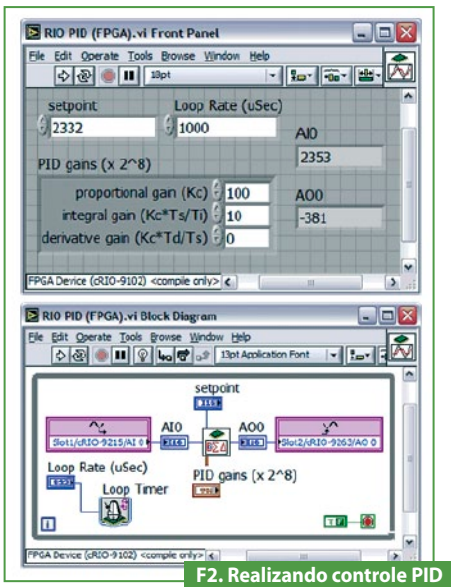
Quando você compila sua aplicação de controle para um dispositivo FPGA, o resultado é uma implementação de silício altamente otimizada que fornece um verdadeiro processamento paralelo com benefícios de desempenho e confiabilidade de um hardware dedicado. Por não haver sistema operacional no chip FPGA, o código é implementado de uma maneira que garante máximo desempenho e confiabilidade.

Além de oferecerem alta confiabilidade, os dispositivos FPGA podem realizar controles determinísticos de malha fechada a taxas extremamente rápidas. Na maioria das aplicações de controle baseadas em FPGA, a velocidade é limitada pelos sensores, atuadores e módulos de E/S em vez do processamento do FPGA. Por exemplo, o algoritmo de controle Proporcional Integral Derivativo (PID), que é incluído no módulo LabVIEW FPGA, executa em apenas 300 nanossegundos (0,000000300 segundos). O controle PID é normalmente utilizado para regular os valores analógicos do processo como pressão, temperatura, força, deslocamento, vazão de fluído ou corrente elétrica. Observe a **figura 2.**

Sistemas de controle baseados em FPGA oferecem desempenho determinístico de controle de malha fechada a taxas excedendo 1 MHz. Na verdade, muitos algoritmos podem ser executados em um único ciclo de *clock* do FPGA (40 MHz). O processamento é feito em paralelo, então sistemas de controle com várias taxas são facilmente implementados. Por conta da lógica de controle ser executada em subsistemas do FPGA, as aplicações não ficam lentas quando é acrescentado



F1. Olhando dentro de um chip FPGA.



F2. Realizando controle PID no LabVIEW FPGA.

processamento adicional. Em muitos casos, um arranjo de portas definido por software no hardware do FPGA pode ser usado para substituir um *layout* de placa de circuito impresso (PCB) customizada, a qual possui desenvolvimento caro e demorado.

Os FPGAs podem processar sinais digitalmente a taxas muito altas e são normalmente utilizados para reconfigurar a funcionalidade do módulo de E/S. Por exemplo, um módulo de entrada digital pode ser usado simplesmente para ler o estado verdadeiro/falso de cada linha digital. Alternativamente, o mesmo FPGA pode ser reconfigurado para realizar o processamento dos sinais digitais e medir a largura de pulso, realizar filtragem digital ou mesmo medir a posição e velocidade de um sensor de *encoder* de quadratura.

Sistemas baseados em FPGA normalmente incorporam comutação para acionamento de motor e controle de movimento em um único sistema de controle de movimento. Em contraste, sistemas baseados em microprocessadores, tipicamente separam o hardware durante a comutação do acionamento do motor, porque o controle do torque ou a corrente do motor necessitam de altas taxas de *loop* (normalmente 20 kHz) e temporização precisa dos sinais de comutação do acionador de porta. Atente para a **tabela 1.**

Como eu programo minha aplicação de controle usando o módulo LabVIEW FPGA?

Com o módulo LabVIEW FPGA, você poderá usar a programação gráfica de alto nível baseada em fluxo de dados para criar uma implementação de arranjo de portas altamente otimizada para a sua lógica de controle analógico ou digital. E poderá, também, usar técnicas normais de programação em LabVIEW para desenvolver a sua aplicação para FPGA. Quando você estabelece como *target* um hardware FPGA como um chassi CompactRIO ou um dispositivo DAQ inteligente da série R, a paleta *programming* do LabVIEW é simplificada para conter apenas as funções que são designadas para trabalhar em FPGAs.

Microprocessadores	FPGA
Desempenho limitado a 1 kHz	Desempenho de malha fechada além de 1 MHz
Execução serial, controle de única taxa	Execução paralela, controle de múltiplas taxas
Desempenho diminui conforme a aplicação cresce	Sem lentidão conforme a aplicação cresce
Sistema operacional executa a lógica de controle	Lógica de controle em hardware dedicado
Módulo de E/S possui funcionalidade fixa	Funcionalidade de E/S é reconfigurável
Circuitos customizados requerem layout de placa	Arranjo de portas definido por software
Sistema de controle de movimento separado	Movimento integrado com lógica de controle

T1. Microprocessadores versus FPGA.

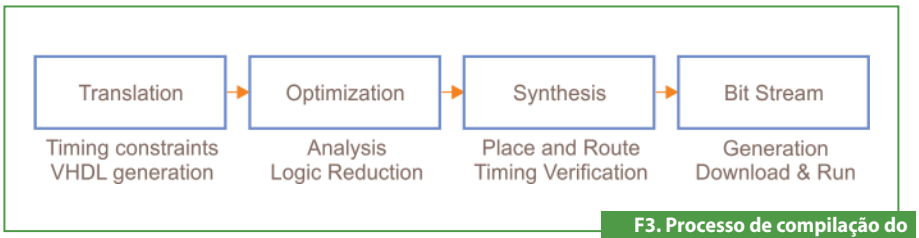
A principal diferença na programação com LabVIEW FPGA comparada ao LabVIEW Tradicional é que não existe necessidade de pensar em multi-tarefas ou prioridades porque cada loop executa em um hardware dedicado independente e não tem que compartilhar recursos – na verdade, cada loop executa em paralelo em uma prioridade de "tempo crítico"

A paleta LabVIEW FPGA contém extensas bibliotecas de Propriedade Intelectual (*Intellectual Property* - IP). A **tabela 2**, lista alguns dos principais blocos de funções para desenvolver sistemas de controle baseados em FPGA.

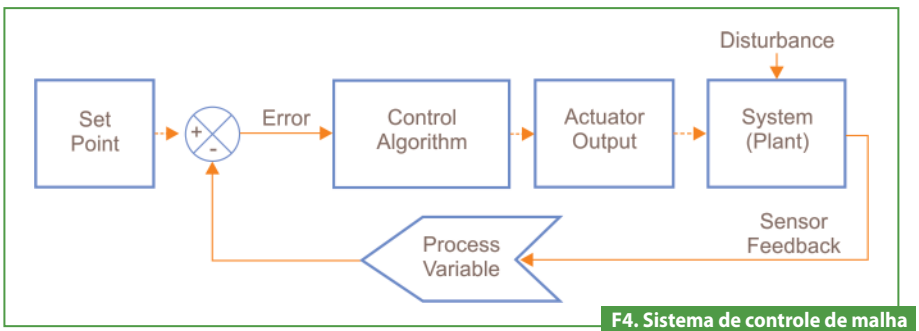
Como o compilador do LabVIEW traduz o meu código gráfico em circuitos do FPGA?

O módulo LabVIEW FPGA compila a sua aplicação do LabVIEW para o hardware FPGA usando um processo com vários passos e automático. Ocultamente, o seu código gráfico é traduzido para código VHDL (linguagem baseada em texto). Então as ferramentas- padrão da indústria Xilinx ISE são chamadas para compilação e o código VHDL é otimizado, reduzido e sintetizado conforme a implementação de hardware do seu projeto do LabVIEW. As restrições de tempo também são aplicadas nesse processo, tentando alcançar um uso eficiente dos recursos do FPGA no projeto.

Uma grande parcela do processo de otimização é realizada durante a compila-



F3. Processo de compilação do LabVIEW FPGA.



F4. Sistema de controle de malha fechada típico.

ção do FPGA, reduzindo a lógica digital e criando uma implementação otimizada da aplicação do LabVIEW. Assim, o projeto é sintetizado em uma implementação de silício que fornece possibilidades de processamento verdadeiramente paralelo com o desempenho e confiabilidade de hardware dedicado.

O resultado é um arquivo de *bit stream* que contém as informações do arranjo de portas. Quando você executa a aplicação, o bit stream é carregado no chip FPGA e usado para reconfigurar a lógica do arranjo de portas. O bit stream também pode ser carregado em uma memória não volátil e carregado instantaneamente quando é fornecida energia ao target. Não há sistema operacional no chip FPGA, porém a execução pode ser inicializada e parada usando-se a lógica de habilitação

Categoria	Principais funções para controle	Aplicações comuns de controle
Programming Structures	For Loop, While Loop, Case Structure, Feedback Node, Sequence Structure, Single Cycle Timed Loop, Shift Register, HDL Interface Node.	Malhas de controle analógicas, máquinas de estado, controle batch, resposta a eventos, execução repetida, sub-rotinas, sequenciamento, controle de estado do sistema (inicialização, desligamento, watchdog, falha, …).
Entrada/Saída	Analog Input, Analog Output, Digital Input, Digital Output, Digital Port Input, Digital Port Output.	Interfaceamento com E/S digital, tensão, corrente, temperatura, carga, pressão, tensão mecânica, relé, 4-20 mA, ponte H, comunicação CAN, rede wireless e outros sinais.
Controle analógico	Discrete PID, Discrete Control Filter, Discrete Delay, Discrete Normalized Integrator, Initial Condition, Unit Delay, Zero-Order Hold, Backlash, Dead Zone, Friction, Memory Element, Quantizer, Rate Limiter, Relay, Saturation, Switch, Trigger, Linear Interpolation, Sine Generator, Look-Up Table 1D.	Algoritmos de controle analógico, filtragem de sinais ruidosos, limitação de sinais de entrada/saída, escala de sinais de sensores não lineares para valores proporcionais de engenharia, geração de função, seno, cosseno, log, exponencial, agendamento de ganho.
Lógica discreta	And, And Array Elements, Boolean Array To Number, Boolean To (0,1), Compound Arithmetic, Exclusive Or, Implies, Not, Not And, Not Exclusive Or, Not Or, Number To Boolean Array, Or, Or Array Elements, Boolean Crossing.	Controle digital, lógica digital, lógica booleana, lógica de relés ladder, sequência de eventos, transições de estado, controle de dispositivos discretos de 2 estados e 3 estados, detecção de borda.
Funções de comparação	Equal?, Equal To 0?, Greater?, Greater Or Equal?, Greater Or Equal To 0?, Greater Than 0?, Less?, Less Or Equal?, Less Or Equal To 0?, Less Than 0?, Not Equal?, Not Equal To 0?, Select, Max & Min, In Range and Coerce, Zero Crossing.	Alarme, trigger, detecção de evento, detecção de pico, comparação de sinais, detecção de mudança de estados, seleção de sinais (alto, min, max), teste de limite, seletor/multiplexador, controle de faixa de divisão de aquecimento/resfriamento.
Matemática	Absolute Value, Add, Compound Arithmetic, Decrement, Increment, Multiply, Negate, Quotient & Remainder, Scale By Power Of 2, Sign, Subtract, Saturation Add, Saturation Multiply, Saturation Subtract, Join Numbers, Logical Shift, Rotate, Rotate Left With Carry, Rotate Right With Carry, Split Number, Swap Bytes, Swap Words.	Manipulação de sinal analógico, somador, contador/temporizadores, taxa de detecção de variação, acumulador, média, totalizador, processamento de sinal digital.
Transferência de dados, temporização, trigger e sincronização	Global Variable, Local Variable, FIFO Read, FIFO Write, Memory Read, Memory Write, Interrupt, Loop Timer, Tick Count, Wait, Generate Occurrence, Set Occurrence, Wait On Occurrence, First Call?.	Watchdogs, temporizadores, acumuladores, medição/geração de largura de pulso, temporizador de atraso on/off.
Módulo NI SoftMotion	Motion ControlLoop PID (32-bit), Spline Engine (Interpolation).	Controle de movimento coordenado de vários eixos, geração de trajetória, movimentos de linha reta, contorno, interpolação.
Digital Filter Design Toolkit	Filter Design, Fixed-Point Tools, Code Generation.	Projeto de filtro digital, converter ponto flutuante para ponto fixo, gerar código LabVIEW FPGA.

T2. Funções principais para controle no LabVIEW FPGA.

que está embutida na aplicação do FPGA. Acompanhe na **figura 3**.

FPGAs são rápidos, mas como melhorar o desempenho do sistema de controle com taxas de loop mais rápidas?

Em geral, a velocidade do sistema de controle influencia suas características de desempenho, estabilidade, robustez e rejeição de perturbação. Sistemas de controle mais rápidos são tipicamente mais estáveis, fáceis de calibrar e menos suscetíveis a variações devido a perturbações.

Para fornecer controle robusto e estável, um sistema de controle deve ser capaz de medir a variável do processo e estabelecer um comando de saída para o atuador dentro de um período de tempo fixo. Os sistemas (plantas) que podem mudar rapidamente necessitam de sistemas de controle rápidos para garantir desempenho confiável dentro dos limites aceitáveis. Como regra, a taxa de loop do controle deve ser no mínimo 10 vezes mais rápida que a constante de tempo do sistema (planta), sendo a constante de tempo uma medida da velocidade do sistema.

Por exemplo, a corrente em um motor DC pode variar tão rápido quanto 1 ampère por milissegundo em resposta a uma saída de 24 V de um acionador de ponte H. Para controlar precisamente a corrente do motor, o sistema de controle deve amostrar rapidamente a corrente e fazer ajustes frequentes à saída do atuador. Veja a **figura 4**.

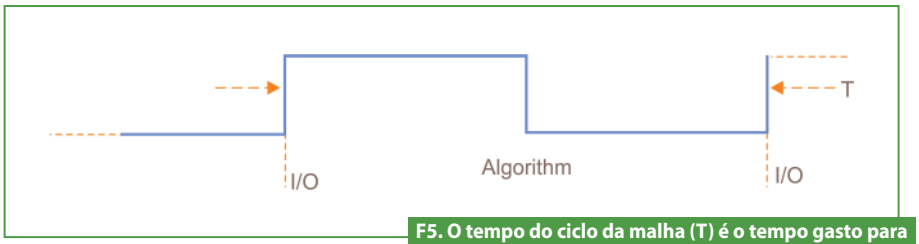
Qual desempenho no controle de malha fechada eu posso atingir?

Na maior parte dos casos, o desempenho computacional do FPGA é tão rápido que a taxa do loop de controle é limitada apenas pelos sensores, atuadores e módulos de E/S. Isso é um forte contraste com os sistemas de controle tradicionais, onde o desempenho de processamento era tipicamente o fator limitante.

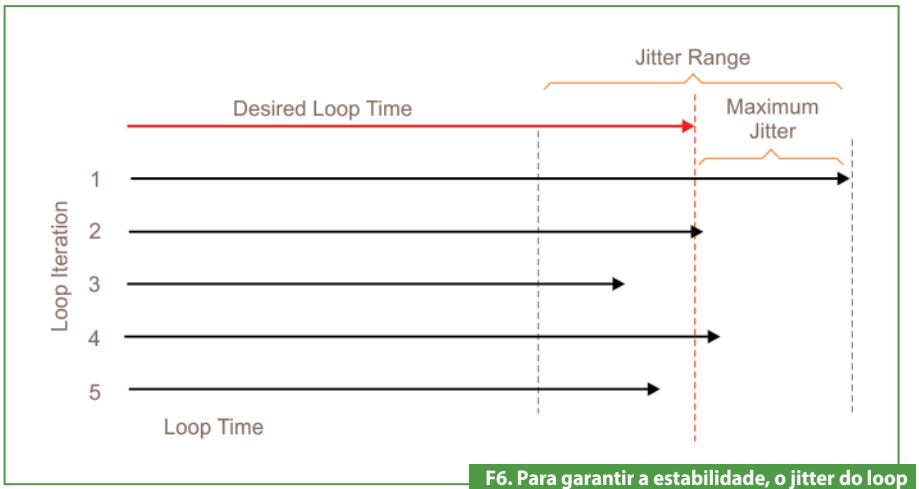
Por exemplo, nos dispositivos inteligentes DAQ da série R da National Instruments os cálculos de E/S e lógica de controle para aplicações de controle discreto podem ser todos implementados a uma taxa de loop de 20 MHz, caso seja usado as linhas de E/S digital TTL de 5 V das placas. Essas linhas digitais podem ser acessadas de dentro de um *timed loop* com o mesmo ciclo do LabVIEW, com uma taxa de execução de 25 nanossegundos. Normalmente, quantidades significativas de lógica de controle podem ser incluídas em um timed loop com apenas um único ciclo.

Para aplicações de controle com lógica discreta de 24 V que usam módulos de E/S digital da série C com elevada quantidade de corrente, a taxa de loop é limitada de acordo com as taxas de atualização dos módulos. Por exemplo, o módulo NI 9423 de entrada digital e o módulo NI 9474 de saída digital possuem taxas de atualização de 1 microssegundo, resultando em um desempenho máximo do controle discreto de 24 V de 500 kHz.

Em aplicações de controle de processo analógico, a taxa do loop de controle também é limitada pela taxa de atualização dos módulos de E/S. Os módulos NI 9215 de entrada analógica e NI 9263 de saída analógico oferecem resolução de 16 bits e capacidades de amostragem simultânea a taxas de atualização de 10 microssegundos. Isso resulta em um desempenho de controle analógico do processo de malha fechada de 50 kHz. Observe a **figura 5**.



F5. O tempo do ciclo da malha (T) é o tempo gasto para executar um ciclo de uma malha de controle.



F6. Para garantir a estabilidade, o jitter do loop de controle deve ser limitado.

Qual o máximo jitter que eu posso esperar nas minhas malhas de controle baseadas em FPGA?

Um indicador comum de desempenho e robustez do sistema de controle é o *jitter*. O jitter é a variação do tempo real do ciclo do loop e do tempo desejado. Em sistemas operacionais de propósito geral como Windows, o jitter é ilimitado, então a estabilidade de sistemas de controle de malha fechada não pode ser garantida. Já em sistemas de controle baseados em processadores com sistemas operacionais de tempo real, normalmente os mesmos são capazes de garantir jitter do loop de controle menor que 100 microssegundos.

Em aplicações baseadas em FPGA, o loop de controle não precisa compartilhar recursos de hardware com outras tarefas, e permite a temporização precisa dos mesmo por meio do uso do clock do FPGA. O jitter da malha de controle baseada em FPGA depende da exatidão da fonte do clock do FPGA. No caso dos chassis reconfiguráveis NI cRIO-910x, o jitter do clock do FPGA é de apenas 250 picossegundos (0,000000000250 segundos), quando é utilizada uma taxa de clock do FPGA de 40 MHz. Atente para a **figura 6**. E

Otimizando a conversão de potência nas interfaces sensoras isoladas

As Interfaces de Dados vêm melhorando constantemente desde a época dos optoacopladores até hoje com os mais recentes isoladores digitais de alta velocidade e baixa potência, altamente compactos. Neste artigo, vamos examinar um aspecto das interfaces com sensores isoladas que não tem recebido a atenção que merece.

Mark Cantrell
Analog Devices, Inc.
Tradução: Eutíquio Lopez

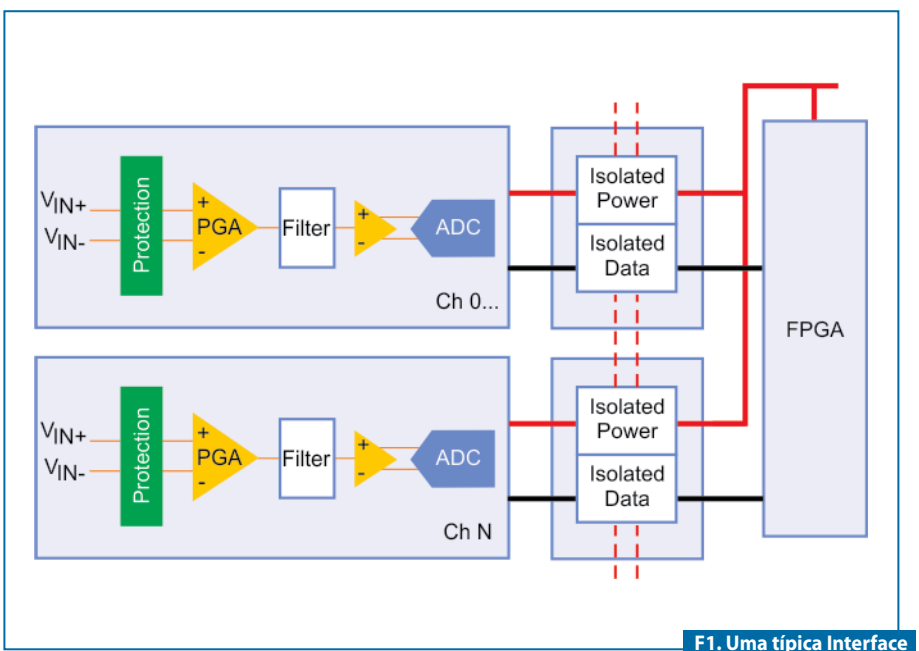
Como fornecer energia de forma isolada ao ADC e circuitos de condicionamento, reduzindo, ao mesmo tempo, o tamanho da interface e melhorando a sua performance?

No passado, as placas das interfaces analógicas não tinham um número elevado de canais, de modo que havia espaço suficiente nelas para acrescentar um modesto conversor CC/CC com finalidade de fornecer energia à interface sensora.

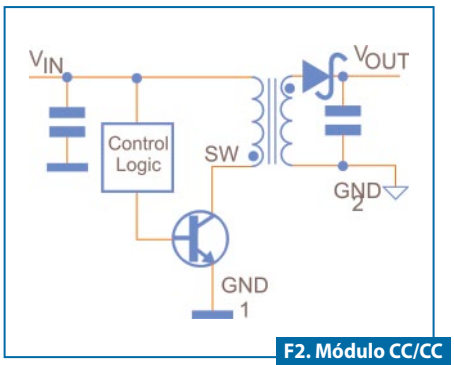
A dissipação de potência não era uma grande preocupação, uma vez que existiam somente uma (ou duas) interface (s) por módulo. Atualmente, os módulos dos CLPs analógicos (veja o diagrama de blocos na **figura 1**) podem ter 4, 8 ou até 16 canais isolados independentes. Então, múltiplos conversores CC/CC iriam ocupar muito espaço na placa e criariam grande quantidade de calor a ser dissipada.

Um bom exemplo para iniciar um discussão sobre conversão de potência é o caso de uma interface genérica, conforme mostrada na figura 1. Seus circuitos ativos consistem de um elemento condicionador de sinal tal como um amplificador operacional (ou um amplificador de instrumentação) e um ADC com uma interface serial, que pode ser interfaceada com o FPGA através de canais isoladores digitais. Esse circuito precisa, tipicamente, de uma potência bem menor do que 150 mW.

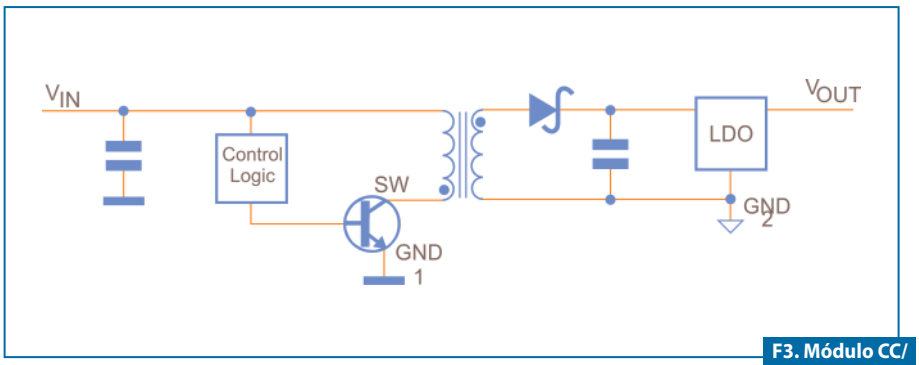
O desafio básico para o fornecimento de energia à interface sensora consiste em otimizar a sua alimentação de modo a trabalhar bem em todo o range de potência requerido. A operação na faixa (0-150 mW) significa que a potência quiescente fixa do controlador e elementos de *feedback* que compõem a fonte representa uma grande parte da potência total utilizada, portanto, sua eficiência será baixa. Isso



F1. Uma típica Interface Sensora Multicanal.



F2. Módulo CC/CC Não Regulado.



F3. Módulo CC/CC Regulado.

pode ser visto pelos valores da corrente quiescente dados na **tabela 1** para várias configurações de fonte.

Alternativamente, muitos projetos simples de fontes requerem uma carga mínima para funcionarem apropriadamente, de modo que alguma potência deve ser desperdiçada em cargas resistivas "mortas" para garantir o seu funcionamento correto. Embora seja muito simples colocar um temporizador 555 e um transistor em um placa e fornecer-lhes alguma potência, é difícil prover uma alimentação eficiente e confiável, que funcione em níveis de baixas potências.

Existem três categorias básicas de conversores CC/CC usados para esse range de potência:

- Fontes de Alimentação Chaveadas Não Reguladas (ou Módulos);
- Fontes Chaveadas Reguladas, ou Módulos;
- Conversores de Potência Chip-Scale.

Cada uma dessas arquiteturas de fonte de alimentação exige circuitos de controle de crescente complexidade e, particularmente, para as duas primeiras opções, com tamanho de circuito e quantidade de componentes aumentados.

Fontes de alimentação não reguladas

A solução mais simples é o conversor CC/CC não regulado mostrado na **figura 2**.

Esse projeto opera com frequência fixa, *duty cycle* fixado, chaveando a entrada para criar uma potência no secundário que será, a seguir, retificada e filtrada. O transformador escolhido deverá ser de acordo com a tensão de isolação exigida pela aplicação. Quanto maior for a isolação requerida, tanto maior será o trafo, em ambas dimensões: na placa de circuito impresso e na altura. O custo dessa solução é dependente do transformador e, para um volume razoável, fica abaixo de US$ 1,00.

O preço a pagar para se conseguir um baixo custo poderá ser uma variação significativa na tensão de saída em função da carga e da temperatura, tornando mais difícil a escolha dos componentes analógicos da interface. Todos os componentes da interface analógica deverão ter uma excelente rejeição de power supply (ou rejeição de fonte CC) e a carga não deverá variar rapidamente, senão, poderá ser induzida uma variação significante da tensão de alimentação.

Isso resulta em maior custo dos componentes ou, no mínimo, em um tempo de engenharia muito maior para avaliar a solução em condições extremas de funcionamento. A fonte não regulada pode ter, justamente, um alto rendimento, porém, fornece uma energia de baixa qualidade.

Fontes de alimentação reguladas e módulos

As fontes reguladas oferecem características de saída muito melhores. A **figura 3** apresenta um módulo CC/CC típico para o range de 1 W de potência.

O controlador chaveia a energia (potência) no transformador de modo semelhante ao visto no exemplo da fonte não regulada. O nível de potência e a relação de espiras do trafo são escolhidos para ter-se tensão suficiente no secundário (em carga máxima) para permitir que um LDO regule a tensão de saída em um nível estável. Esse esquema fornece um bom rendimento energético com cargas elevadas, mas ele decai bastante com cargas pequenas. Mas, é aí, exatamente, onde nossa aplicação de interface analógica funciona.

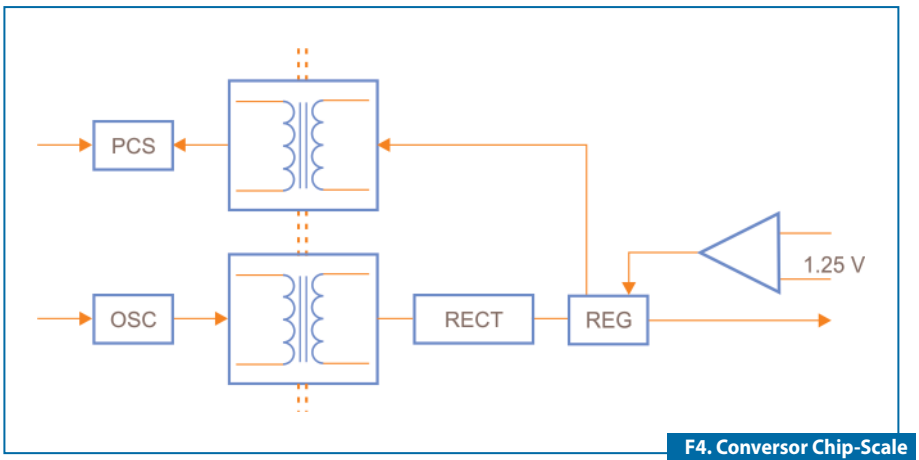
Existem muitos circuitos de regulação ativa que poderiam permitir melhorar o rendimento em toda a faixa de cargas, mas eles exigem uma circuitaria de controle muito mais complexa, e a maioria deles precisa de um canal de realimentação através da barreira de isolação. Isto adiciona um custo relevante e maior tamanho de projeto, além do que, não é feito comumente para módulos nesta faixa de potências.

A integração destas fontes de alimentação não avançou, passados o "potted module" ou a placa "PCI-filha", por motivo da dificuldade em incorporar o trafo dentro da montagem. Os fabricantes tiveram um sucesso limitado na redução do tamanho desses dispositivos.

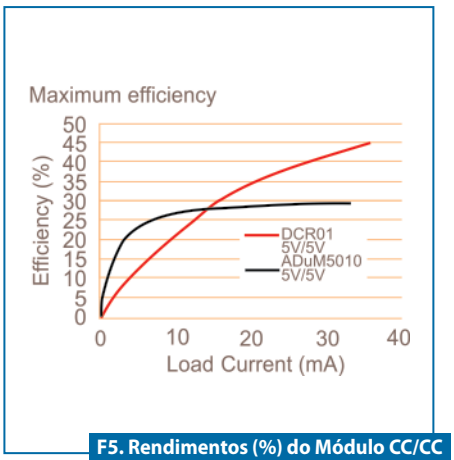
Conversores tipo Chip-Scale

O desenvolvimento da tecnologia de transformador chip-scale pela Analog Devices para os isoladores digitais iCoupler* acabou criando uma nova classe de conversores CC/CC. Essa tecnologia presta-se bem para projetos altamente funcionais de fontes de alimentação de baixa potência. Os trafos têm núcleo de ar, indicando que não existem materiais magnéticos dentro deles. Eles apresentam o seu mais alto Q (Índice de Mérito) em aproximadamente 125 MHz. A sua frequência de chaveamento é tão alta, que não é prático alterar o "duty factor" do sinal chaveador para o controle da potência. Em vez disso, o circuito de controle comanda o oscilador inteiro "off and on" para regular a tensão no secundário.

Os trafos são pequenos o suficiente para serem integrados em um encapsulamento de CI padrão com um *lead frame* dividido internamente. Todos os componentes de ambos os lados da barreira de



F4. Conversor Chip-Scale ADuM5010.



F5. Rendimentos (%) do Módulo CC/CC Regulado e do Conversor Chip-Scale.

isolação, necessários para a potência desejada e realimentação da saída, podem ser integrados em um par de pastilhas de silício, eliminando a obrigatoriedade de componentes externos (discretos) e permitindo que especificações avançadas sejam implementadas.

O conversor de potência chip-scale pode ter toda a funcionalidade de um módulo de potência CC/CC completo e apresentar uma regulação estabilizada, bem como um bom rendimento na condição de funcionamento com cargas baixas.

Veja, na **figura 4**, o diagrama de blocos do Conversor Chip-Scale ADuM5010, da Analog Devices.

Comparações

Vamos, agora, olhar alguns exemplos práticos para ilustrar as diferenças entre os projetos que foram abordados anteriormente. A **tabela 1** apresenta uma comparação das características dos dois módulos de potência com o conversor chip-scale. Os módulos TI escolhidos foram aqueles mais comumente encontrados para a faixa (0-150 mW), identificada na especificação da interface sensora.

A maioria dos projetistas precisa fazer um projeto de potência eficiente. O que chama a atenção na tabela 1 é o valor do rendimento da solução não regulada, mas existem desvantagens em escolher-se essa fonte. Esse módulo é especificado para 1 W, e o seu *datasheet* (folha de dados) não mostra a sua performance abaixo de 100 mW. É provável que sua tensão de saída seja significativamente mais alta que a nominal, e que o seu rendimento diminua rapidamente.

O segundo rendimento mais alto que aparece na tabela corresponde ao módulo regulado, o qual é especificado para uso com cargas leves (ligeiras) e apresenta um bom comportamento. No entanto, se olharmos agora a **figura 5** (Comparação entre os Rendimento dos Módulos), ela nos mostra que o rendimento do conversor chip-scale sobe mais rapidamente para o seu valor final do que o módulo regulado, isto é, entre 0 e 15 mA de corrente de carga a solução chip-scale é mais eficiente, de fato. E, como essa faixa de correntes corresponde à maior parte da carga identificada na definição da interface analógica original, conclui-se que esta solução é a melhor escolha, mesmo tendo um valor máximo de rendimento inferior ao do conversor regulado.

O tamanho da solução é o próximo ponto a ser comparado. As soluções modulares têm ambas 180 mm² de PCI, sendo que o módulo não regulado é 10 mm mais alto que o outro e, provavelmente, seja o mais alto item que vai determinar o tamanho da caixa de nosso módulo teórico. Fica claro que a escolha recai, novamente, no módulo chip-scale com um invólucro (*package*) padronizado JEDEC SSOP20 de baixo perfil, de 55 mm², acrescido de alguns capacitores de *bypass* e dois resistores.

A vantagem na escolha de uma solução regulada contra a não regulada reside na maior rejeição de power supply do ADC e no amplificador colocado na parte analógica que antecede o conversor. Uma melhor regulação possibilita maior flexibilidade na seleção dos componentes responsáveis pelo trabalho de medida requerido, preferivelmente limitando as escolhas por componentes com o melhor índice de rejeição de power supply (fonte CC).

O último ponto de diferenciação entre as soluções discretas e modulares e a chip-scale diz respeito à frequência de operação. As correntes de chaveamento geram ruído e *ripple* na fonte de alimentação. Em muitos casos, os módulos trabalham dentro da faixa de 200 kHz a 1 MHz, que corresponde às taxas de amostras de frequência de muitas aplicações com sensores.

Cuidados devem ser tomados para filtrar corretamente os dados com relação ao ruído da fonte de alimentação. A solução chip-scale funciona com seu oscilador de potência no primário em 125 MHz, bem acima da frequência de amostragem da maioria dos ADCs in-

Type	P/N	Peak Efficiency	10 mA Efficiency	Quiescent Current	Max Power	Load Regulator	Size	Cost
Chip-Scale Converter	ADuM5010	30%	27%	6.8 mA	150 mW	1.3%	7.4 × 7.4 × 2	$1.50
Regulated Module	DCR010505	50%	21%	18 mA	1 W	3%	18 × 10 × 2.5	$5.95
Unregulated Module	DCH010505	72%	N/A	60 mA	1 W	10%	20 × 8 × 10	$4.25

T1. Comparação das tecnologias.

dustriais. Existe ainda o ripple devido ao controle PWM do oscilador de potência, mas a maior fonte de ruído está acima da faixa de frequência do ADC e é facilmente filtrada.

Vantagens adicionais dos conversores chip-scale

Justamente em relação ao menor tamanho, o conversor chip-scale é uma boa escolha para esta aplicação. No entanto, existem muitas outras vantagens nesta tecnologia. Então, vamos olhar o novo conversor de potência isolada ADuM5010 com mais detalhes. Este dispositivo pode propiciar a performance de um conversor CC/CC de telecomunicações sobre a faixa de potências baixas requerida para as interfaces analógicas.

- Tensão de saída ajustável infinitamente. O ADuM5010 dispõe sua tensão de saída no divisor de tensão no lado secundário. Ela pode variar entre 3,15 V e 5,5 V. Muitos ADCs analógicos e A.O. funcionam com *supply rails* (limites da tensão de alimentação) não padronizados, de modo que a tensão pode ser ajustada para obter-se a vantagem da melhor condição de alimentação.
- *Shutdown* térmico protege a alimentação durante condições de sobrecarga e curto-circuito, principalmente em ambientes com alta temperatura onde a máxima temperatura da pastilha possa vir a ser excedida. O shutdown térmico entra em ação em 154 ºC, e a pastilha deve esfriar por 10 ºC antes que o componente reinicie automaticamente. Nenhuma intervenção externa se faz necessária para reiniciar a alimentação.
- *Softstart* é implementado através do controle do lado primário do PWM, assim que a energia é aplicada. Isso permite que o componente inicie com corrente de pico desprezível. Quando múltiplos componentes estão iniciando simultaneamente, a corrente de pico poderá impactar uma alimentação CC de entrada fraca e provocar uma operação não prevista.
- Potência deficiente do lado primário permite que o conversor seja colocado num estado de *standby* muito baixo. Esta característica combinada com o softstart possibilita esquemas de economia de energia como, por exemplo, desligar um sensor entre duas medições.
- UVLO – *Under Voltage Lockout* no lado primário da alimentação de entrada. Esta característica previne o conversor de iniciar com baixa alimentação de entrada. Isso permite que a entrada alimente a carga significativamente, antes que o ADuM5010 tente puxar potência.
- Isolação totalmente certificada. Isso pode permitir um tipo reduzido de ensaio dos módulos e a eliminação de testes na linha durante a produção.

Conclusão

A utilização da interface sensora analógica, conforme é projetada para a maioria das aplicações de CLPs, requer isolação de ambas comunicações digitais e potência. Os níveis de potência são muito baixos, pequenos demais para que a maior parte dos conversores CC/CC possa funcionar com eficiência e previsibilidade. Entretanto, a interface se beneficia muito tendo uma fonte de alimentação bem regulada e comportada.

O conversor chip-scale isolado ADuM5010 provê os requisitos da entrada analógica muito bem, com 150 mW de potência e um conjunto de características disponíveis somente nos conversores CC/CC de alta potência. Este componente é a versão "power--only" de uma família de dispositivos que combinam potência com canais de dados isolados.

Os dispositivos de duplo canal de dados ADuM521x irão permitir que a interface de dados seja combinada, economizando mesmo mais espaço. Dispositivos com maior número de canais irão desocupar a linha. Isso permitirá que potência (energia) seja aplicada com segurança e simplicidade com um mínimo esforço de projeto. E



Redes de Comunicação Automotiva

Fornece uma visão abrangente dos sistemas automotivos e exercícios para fixar o estudo. Indicado a iniciantes, técnicos e engenheiros da área. Aborda as arquiteturas eletrônicas dos veículos e classifica as redes automotivas. Abrange barramento SPI, tecnologia I2C, LIN para controle de dispositivos, TTP/A para conexões de baixo custo, J1587/1708.

novasaber
www.novasaber.com.br

Rotação de fase e temperatura da junção nos amplificadores transistorizados

Neste artigo serão vistos dois parâmetros muito importantes no estudo dos amplificadores transistorizados: a rotação de fase e a temperatura máxima suportada pela junção do transistor.

Francisco Bezerra Filho

Nos amplificadores, dependendo da configuração usada na sua montagem, poderá haver rotação de fase (ou não). Outro parâmetro importante, quando estudamos os amplificadores, é a temperatura máxima suportada pela junção durante a operação do mesmo; como ela surge e como pode ser eliminada.

Os transistores, na sua concepção mais simples, são formados por três elementos químicos, podendo ser, por exemplo, dois do tipo N (com cargas negativas) e um do tipo P com cargas positivas, como se vê na **figura 1**. Em função das cargas positivas e negativas, ele é conhecido como elemento bipolar.

Por sua vez, os amplificadores, de uma maneira geral, têm quatro terminais, sendo dois na entrada e dois na saída, observe a **figura 2**.

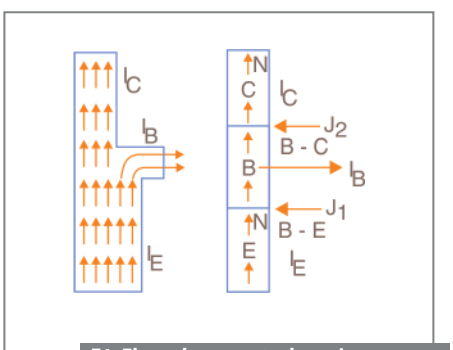
Como vimos acima, os transistores têm só três terminais, sendo um emissor que emite as cargas (elétrons), um coletor que coleta, ou seja, recebe as cargas emitidas pelo emissor, e uma base que controla o fluxo de cargas que circulam entre o emissor e o coletor, vide figura 1.

Quando construímos um amplificador com um só transistor, portanto com três terminais, há a necessidade de um dos terminais do transistor ser comum tanto à entrada como à saída do amplificador. Em função disso, há pelo menos três configurações de montagem: montagem emissor-comum (MEC), montagem base-comum (MBC), e montagem coletor-comum (MCC).

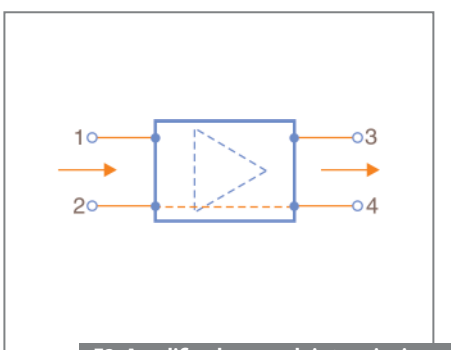
Vale lembrar que os valores de cada parâmetro mudam de uma montagem para outra, ou seja, cada uma tem parâmetros diferentes, assim como: impedâncias de entrada e saída, ganhos de corrente, ganhos de potência (parâmetros esses, que não serão vistos neste artigo), e rotação de fase que será descrito a seguir.

Rotação de fase na montagem emissor-comum

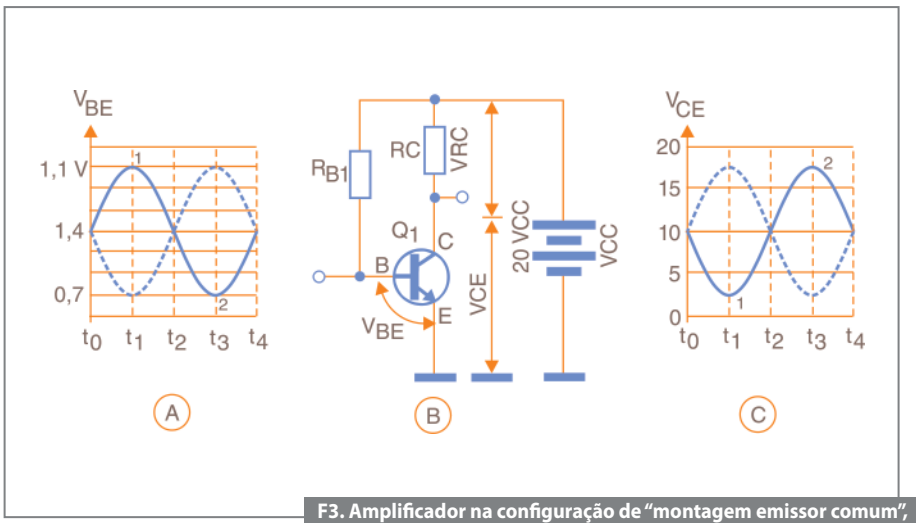
Quando dizemos que um amplificador roda a fase de 180º, significa que quando o sinal na entrada aumenta, o sinal na sa-



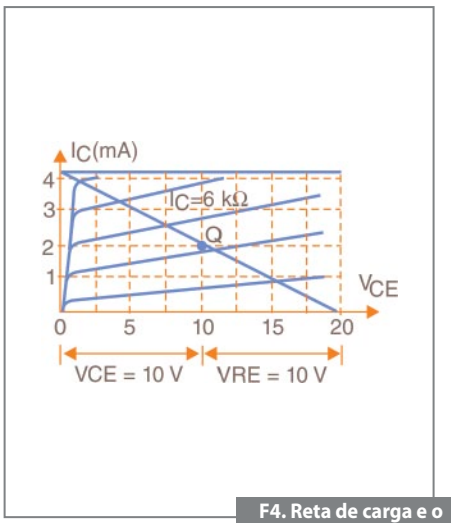
F1. Fluxo de corrente do emissor para o coletor através das junções J1 e J2.



F2. Amplificador com dois terminais na entrada e dois na saída.



F3. Amplificador na configuração de "montagem emissor comum", vendo o sinal na entrada e na saída, e a rotação de fase de 180º.



F4. Reta de carga e o ponto quiescente-Q.

ída diminui, ou vice-versa, como mostra a **figura 3** (**A** e **C**). Na **figura 3 B**, temos um amplificador montado na configuração emissor-comum, alimentado por uma fonte de tensão fixa de 20 Vcc, sendo o emissor o elemento comum à entrada e à saída.

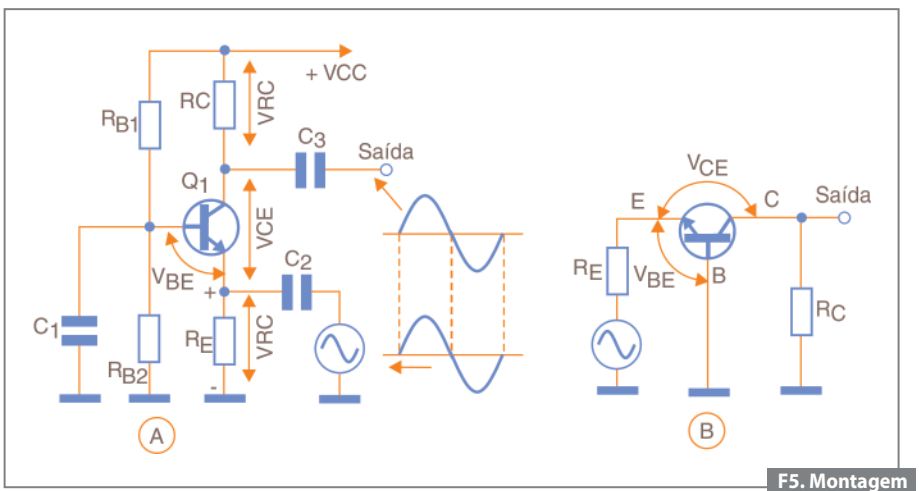
Neste tipo de montagem, o sinal CA a ser amplificado é injetado na base e retirado no coletor (figura 3 B), sendo este a própria tensão V_{CE}.

Em série com a tensão da fonte Vcc, temos duas malhas formando um divisor de tensão. A primeira malha é formada pela resistência de carga do coletor (Rc), caindo sobre ela uma tensão V_{RC}, e a segunda é formada pelos terminais emissor-coletor, caindo sobre eles uma tensão V_{CE}. Neste caso temos: $V_{CC} = V_{RC} + V_{CE}$.

O transistor Q_1 está polarizado de maneira que o ponto quiescente, ponto Q, esteja posicionado exatamente no centro da reta de carga. Com isso, em cada malha irá cair a metade da tensão da fonte, ou seja, $V_{RC} = 10$ Vcc e $V_{CE} = 10$ Vcc, como se vê na **figura 4**. À medida que o sinal CA, aplicado à entrada, ou seja, na base de Q_1 aumenta, atingindo o seu valor máximo positivo, no ponto 1, linha cheia, figura 3 A, o V_{BE} também aumenta, elevando a corrente I_C, aumentando a queda de tensão sobre RC (V_{RC}). Com isso, a tensão na saída V_{CE} diminui, atingindo seu valor máximo negativo no ponto 1, vide figura 3 C.

Quando o sinal na entrada inverte de polaridade, aumentando agora no sentido negativo, atingindo seu valor máximo negativo no ponto 2, o V_{BE} diminui, reduzindo também o Ic, que diminui a queda de tensão sobre RC, elevando em consequência a tensão V_{CE} na saída atingindo seu valor máximo positivo, no ponto 2, como mostra a figura 3 C.

Podemos observar através das figuras 3 A e C: quando a tensão na entrada aumenta, a tensão na saída diminui (linha cheia), e que também vale o contrário - quando a tensão na entrada diminui (linha pontilhada), a tensão na saída aumenta. Como se vê na montagem emissor-comum, o sinal na saída estará sempre defasado de 180º em relação à entrada. Das três configurações estudadas, esta é a única que roda a fase, nas demais, isso não acontece.



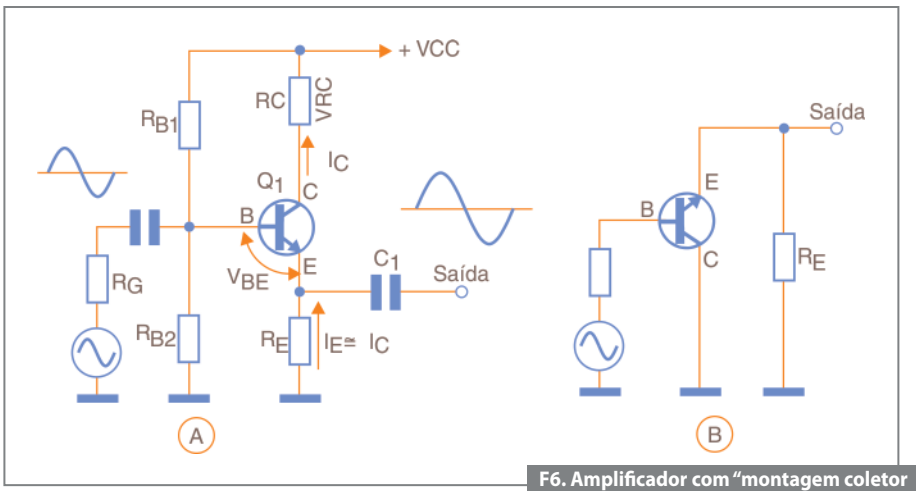
F5. Montagem base comum.

Rotação de fase na montagem base-comum

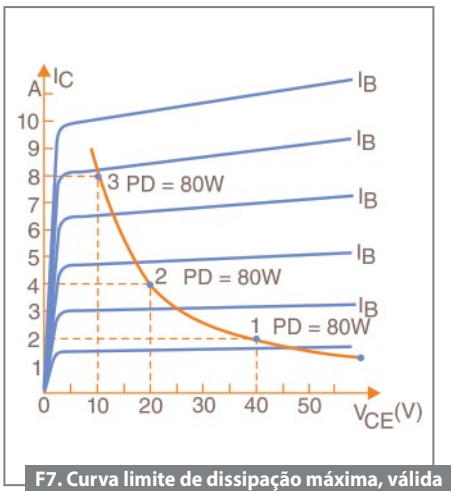
Na **figura 5 A** temos o circuito de um amplificador operando na configuração base-comum. Devemos observar que a base de Q_1, para efeito de sinal alternado, está aterrada através de C_1, com um potencial zero de referência. Neste tipo de montagem, o sinal CA a ser amplificado é injetado no emissor sobre RE, e retirado entre o coletor e o ponto terra, observe que os dois sinais estão em série. Não devemos esquecer que a base de Q_1 (transistor NPN) está polarizada com um potencial de +0,7 V em relação ao emissor; já o emissor, por sua vez, está flutuando entre esses dois pontos.

Quando o sinal CA aplicado ao emissor aumenta no sentido positivo, o V_{BE} diminui, reduzindo a corrente I_C, diminuindo o V_{RC}, aumentando o V_{CE}, ou seja, aumentando a tensão de saída.

Quando acontece o contrário, insto é, o sinal CA varia no sentido negativo, o V_{BE} sobe, aumentando o I_C, elevando a queda de tensão sobre a resistência de carga (V_{RC}), diminuindo o V_{CE}. Ou seja, a tensão na



F6. Amplificador com "montagem coletor comum", ou seguidor de emissor.



F7. Curva limite de dissipação máxima, válida para transistor de potência – 2N3055.

saída também diminui. Como vemos na figura 5 A, as tensões na entrada e na saída variam de amplitude no mesmo sentido, não havendo portanto, rotação de fase entre elas. Na **figura 5 B**, temos o mesmo circuito visto na figura 5 A, de maneira simplificada, válido para sinal CA, sem a polarização Vcc.

Rotação de fase na montagem coletor-comum

Na **figura 6 A** temos o circuito de um amplificador na configuração coletor-comum, também conhecido por "seguidor de emissor". Neste tipo de amplificador, o sinal CA a ser amplificado é injetado na base e retirado no emissor sobre R_E. Quando o sinal CA, aplicado à base de Q_1, aumenta no sentido positivo, faz aumentar o V_{BE}, elevando com isso o I_C ($I_C \approx I_E$), aumentando a queda de tensão sobre a resistência do emissor (V_{RE}) que é a própria tensão de saída.

Quando a tensão de entrada inverte de polaridade, aumentando agora no sentido negativo, diminui o V_{BE}, diminuindo o I_C, reduzindo a queda de tensão sobre o R_E (V_{RE}), como se observa na figura 6 A.

Como dissemos, as tensões de entrada e de saída variam no mesmo sentido, portanto, não há rotação de fase entre elas mais uma vez.

Na **figura 6 B** temos o mesmo circuito visto na figura 6 A de maneira simplificada, válido para sinais CA, sem a polarização Vcc. Só lembrando que o circuito seguidor de emissor é muito usado como casador de impedâncias, mas nas altas frequências ele regenera, provocando oscilações.

Potência máxima dissipada e a temperatura máxima da junção

A potência máxima que pode ser dissipada na junção de um transistor é limitada em função da tensão V_{CE}, aplicada entre os terminais emissor-coletor e, principalmente, da corrente que circula do emissor para o coletor, Ic, vide figura 1. Quanto maior for a corrente, maior será a temperatura da junção.

Por sua vez, a corrente que deixa o emissor, antes de atingir o coletor, passa antes por duas junções: junção J_1 (emissor-base) e a junção J_2 (base-coletor), como foi mostrado na figura 1, sendo que a junção J_1 é polarizada diretamente, apresentando uma baixa resistência direta, não havendo nenhuma liberação de calor nela. Já a junção J_2, ao contrário, é polarizada inversamente com uma alta resistência inversa, liberando altas temperaturas.

Como podemos observar, a temperatura que aparece sobre o transistor é liberada pela junção J_2, e a junção J_1 praticamente não libera calor. A potência máxima que pode ser dissipada na junção J_2, que, por sua vez faz aumentar a temperatura neste ponto, é dada pelo produto da tensão V_{CE} pela corrente Ic, que circula pela junção. Assim, temos:

$$P_D = V_{CE} \times Ic$$

Portanto, ao observarmos através da curva que limita a potência máxima, mostrada na **figura 7**, há diversas combinações de tensões e correntes que resultam na mesma potência. Por exemplo, no ponto 1 temos um V_{CE} = 40 V e uma corrente Ic = 2 A, neste ponto temos uma potência de P_D = 40 V x 2 A = 80 W, sendo os 80 W considerados como a potência máxima que pode ser dissipada pelo transistor, sem o risco de ser danificado.

No ponto 2, temos V_{CE} = 20 V e Ic = 4 A e uma potência P_D = 20 V x 4 A = 80 W.

O mesmo acontece com o ponto 3, onde temos V_{CE} = 10 V e I_C = 8 A, logo:

$$P_D = 10\,V \times 8\,A = 80\,W.$$

Com a definição desses três pontos, podemos traçar a curva que limita a potência máxima dissipada, pelo transistor em estudo, de acordo com a figura 7. Com isso, a medida que a corrente Ic, que atravessa a junção J_2 aumenta, sobe a liberação de calor. Se esse aumento de temperatura não for removido através de um dissipador de calor ou circulação de ar forçada, o transistor poderá ser danificado. A função do dissipador de calor, neste caso, é de facilitar a transferência do calor da junção para o meio ambiente. O dissipador é muito usado nos transistores utilizados nos amplificadores de potência, tanto os de áudio como os de RF.

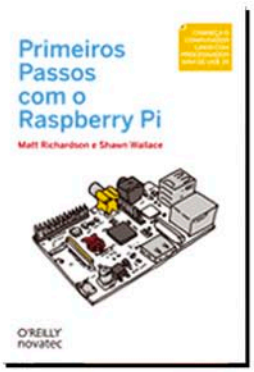
A curva que limita a potência máxima vista na figura 7 é válida para um transistor de potência como, por exemplo, o 2N3055, para uma temperatura máxima de 70 ºC na junção.

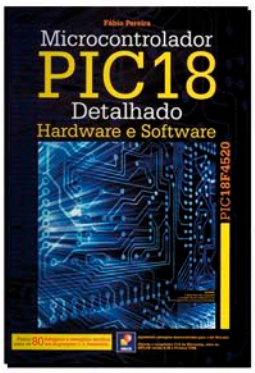
novasaber
www.novasaber.com.br

Sua loja de livros técnicos na internet

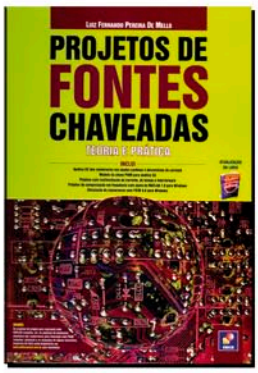
Promoções especiais e brindes



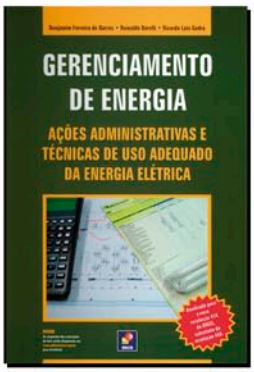


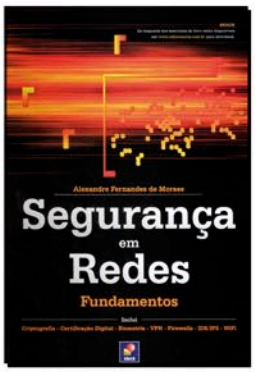


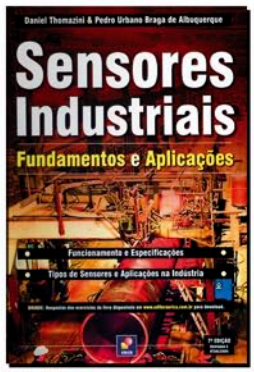


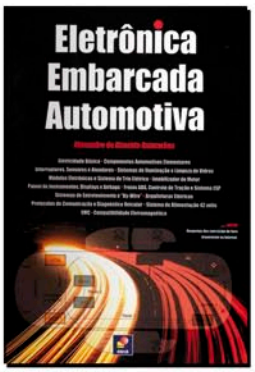


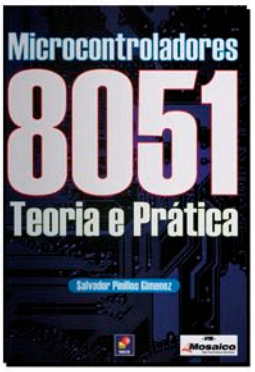


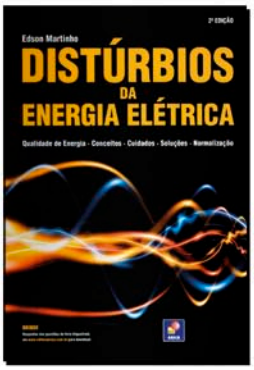


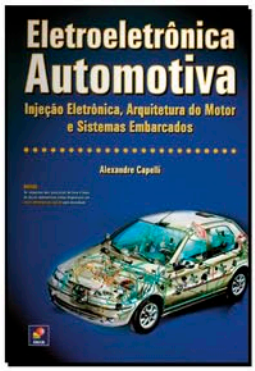






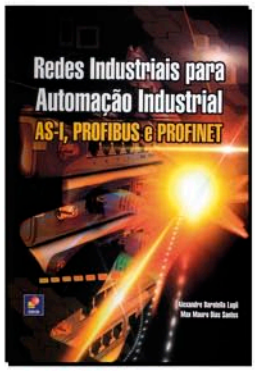






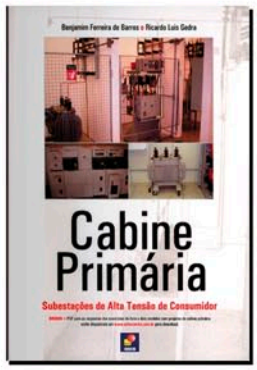














Fonte de Corrente Microcontrolada

Fontes de corrente são muito utilizadas em projetos industriais, sensoriamento, e instrumentação científica dentre outros. Neste artigo, procurarei desenvolver tal fonte de maneira microcontrolada, uma vez que este recurso está cada vez mais presente nos novos projetos eletrônicos.

Vitor Amadeu Souza

Material utilizado

Para demonstrar o funcionamento do experimento foi utilizado o *kit* didático "Cerne Fonte de Corrente", mostrado na **figura 1**.

O que é uma fonte de corrente?

A saída para a fonte de corrente, disposta na placa didática, fornece de 0 a 250 mA. A carga é conectada no conector visto na **figura 2**.

Uma fonte de corrente é representada pelo símbolo da **figura 3**.

A principal característica da fonte de corrente é manter o fornecimento de corrente, independentemente da carga que é colocada em série com a mesma. Na **figura 4** é apresentado um resistor (carga) ligado em série com a fonte de corrente ajustada para 50 mA.

O exemplo da figura 4 mostra uma fonte de corrente que fornece 50 mA a uma resistência de 10 Ω. Já o esquema da **figura 5** ilustra a mesma fonte de corrente, porém alimentando outra carga de 20 Ω.

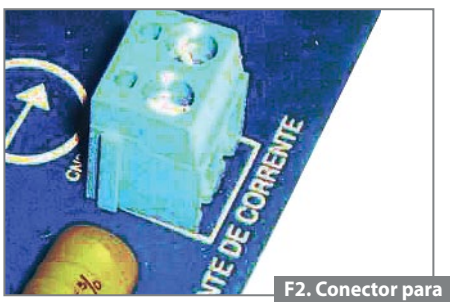
Essa é a principal característica da fonte de corrente, ser capaz de manter uma corrente constante independentemente do valor da carga a ela conectada.

Resistor shunt

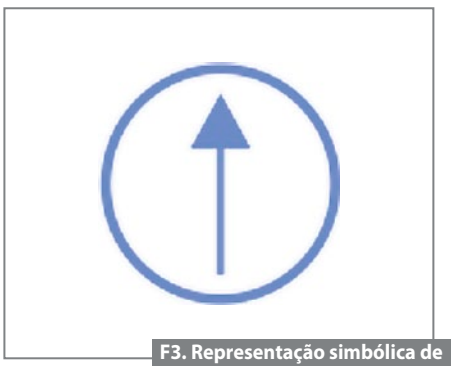
O *resistor shunt* nada mais é que um resistor de baixíssimo valor, ligado em série com a carga usada para fornecer um *feedback* (retorno) ao microcontrolador, com isso o microcontrolador identifica se a corrente fornecida está em conformidade (ou não) com o esperado. Por exemplo, a **figura 6** exibe como é conectado este resistor ao circuito.



F1. Kit Didático Cerne Fonte de Corrente.



F2. Conector para conexão da carga.



F3. Representação simbólica de uma fonte de corrente.

Para maiores informações consulte o livro

Contruindo uma Fonte de corrente com PIC com base no mikroC e PIC16F876A



Toda a corrente passa pela carga assim como no resistor shunt, gerando desta forma uma tensão de feedback proporcional à corrente do circuito. O resistor shunt usado na placa Cerne Fonte de Corrente é de 0,2 Ω. Logo, a tensão de feedback proporcional à corrente será dada pela Lei de Ohm como expresso abaixo:

$$V = R \cdot I$$

Como na demonstração, o valor de R vale 0,2 Ω, resultará em *V=0,2.I*, onde a corrente I dependerá da corrente que estiver passando pelo circuito. Por exemplo, suponha o circuito da **figura 7** com a seguinte carga conectada.

A tensão no ponto feedback será dada de acordo com o cálculo a seguir:

$$V = 0,2.I$$
$$V = 0,2 \cdot 100.10^{-3}$$
$$V = 0,02\,V$$

Este valor será alcançado independentemente da carga ôhmica conectada ao circuito. Note que no caso da **figura 8**, o valor da tensão de feedback seria o mesmo.

O circuito está preparado para suportar uma corrente máxima de até 250 mA, logo a tensão máxima de feedback será dada de acordo com os cálculos seguintes:

$$V = 0,2 \cdot I$$
$$V = 0,2.250.10^{-3}$$
$$V = 0,05\,V$$

Observe que esta tensão é relativamente pequena para a entrada analógica do microcontrolador, já que nominalmente esta trabalha na faixa de 0 a 5 V. Sendo assim, será utilizado um circuito amplificador de tensão usando um amplificador operacional (AOP) conectado ao ponto de feedback que irá amplificar em 100 este sinal. Um circuito amplificador não inversor é obtido conforme apresenta a **figura 9**.

O ganho deste circuito é dado pela relação entre R_1 e R_2, de acordo com o cálculo:

$$G = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Como R_1=100 kΩ e R_2=1 kΩ, o ganho está configurado para G=101, onde é considerado o ganho igual a 100. Desta forma, quando a tensão de feedback for igual a 0,05 V, na entrada do AD do PIC o valor de 5 V estará presente. De modo linear, será obtida toda a leitura na faixa de 0 a 250 mA, dando uma tensão de 0 a 5 V como expressa o gráfico da **figura 10**.

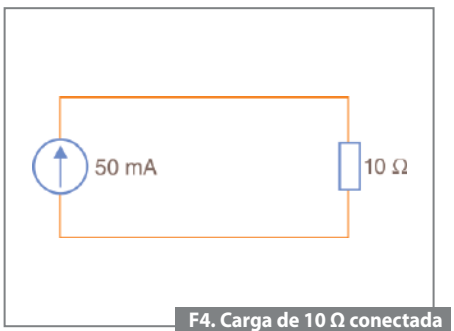
Desta forma, o microcontrolador será capaz de controlar a corrente fornecida à carga de modo a deixá-la no valor ajustado na fonte de corrente, daí a importância do retorno de feedback usando o resistor shunt. O circuito completo da parte de feedback pode ser visualizado através da **figura 11**.

A saída AD_PIC ficará conectada à entrada AN0 do microcontrolador PIC16F876A.

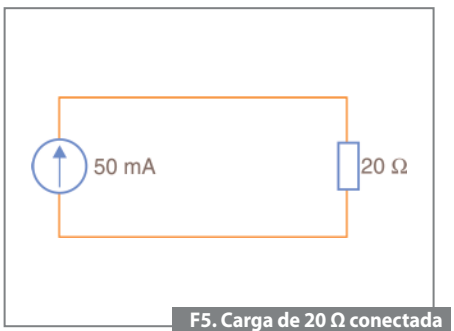
FET como fonte de corrente

Como fonte de corrente, é utilizado o FET IRF540N (**figura 12**).

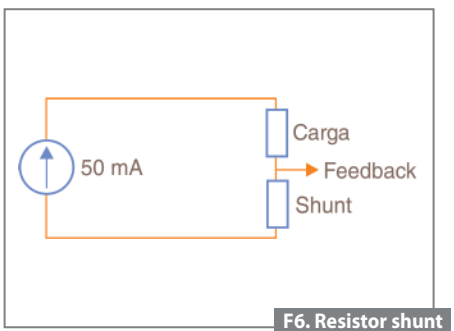
Esse FET apresenta uma resistência DRENO-SOURCE (V_{DS}) de 44 mΩ, sufi-



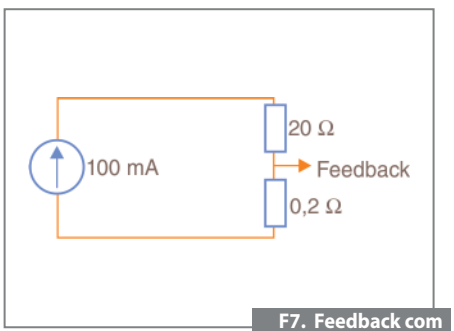
F4. Carga de 10 Ω conectada à fonte de corrente.



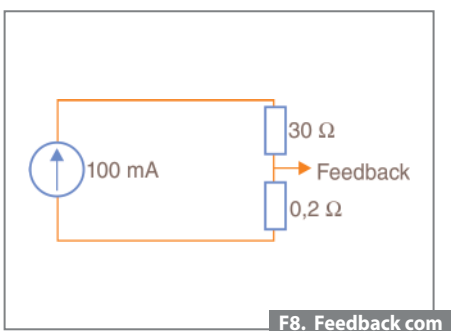
F5. Carga de 20 Ω conectada à fonte de corrente.



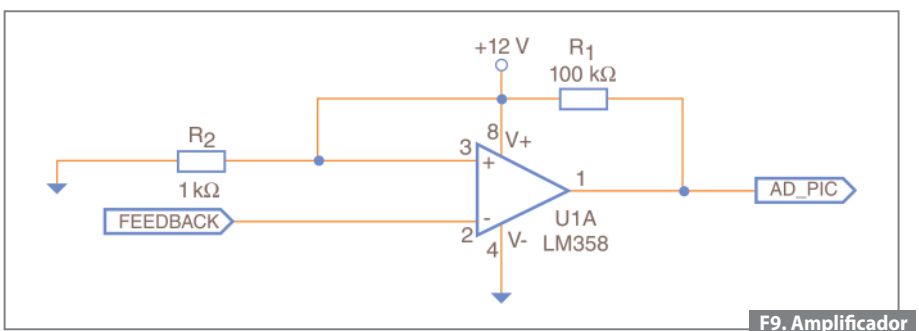
F6. Resistor shunt ligado ao circuito.



F7. Feedback com carga de 20 Ω.



F8. Feedback com carga de 30 Ω.



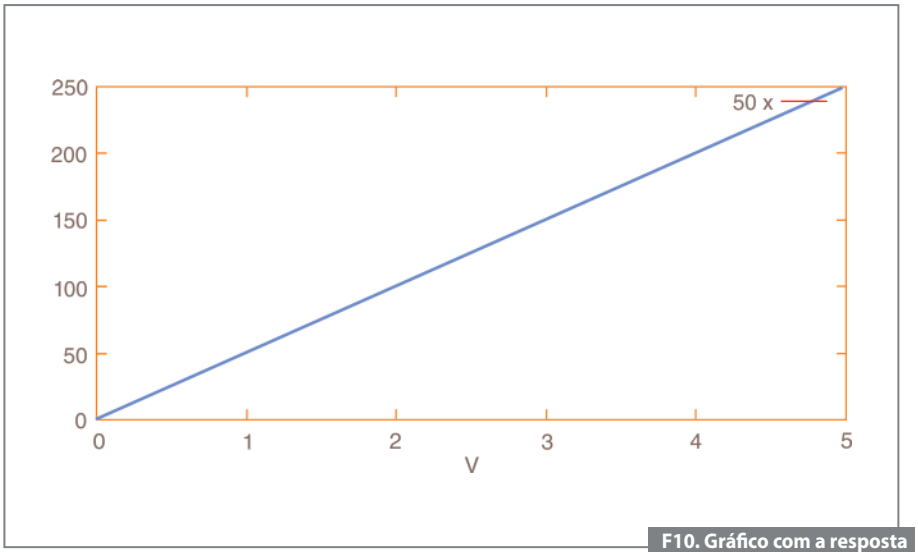
F9. Amplificador não inversor.

ciente para a aplicação. A região linear deste FET será utilizada onde, alterando a tensão de GATE, a corrente fornecida à carga será ajustada de maneira linear. A curva da região linear do FET está apresentada na **figura 13**.

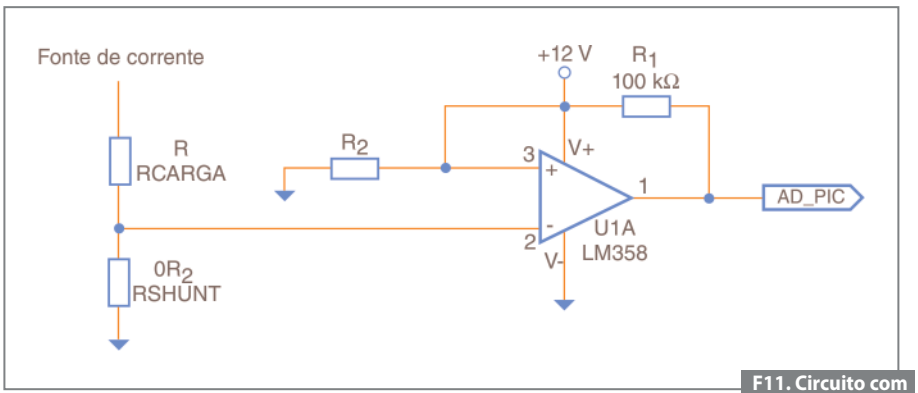
De acordo com a figura 13, quanto maior a tensão aplicada ao GATE (V_{GS}), maior é a corrente I_D, ou seja, a que alimenta a carga na fonte de corrente. Observa-se assim que o microcontrolador controla a corrente fornecida à carga ao ajustar a tensão no GATE do FET (V_{GS}). Para fazer isso, o PWM do PIC é usado com um filtro na saída, onde assim poderá ser escalonada uma tensão que irá de 0 a 5V, como pode ser visto na **figura 14**.

O PWM é usado no modo de 8 bits, que possui uma faixa de valores de 0 a 255 para ajustar o PWM. Sendo assim, quando o *duty cycle* for ajustado para 255, terá a tensão de 5 V e quando for ajustada, por exemplo, para 127 o valor de 2,5 V. A representação em um gráfico linear pode ser visualizada na **figura 15** de acordo com o valor ajustado no duty cycle e a tensão obtida na saída do filtro.

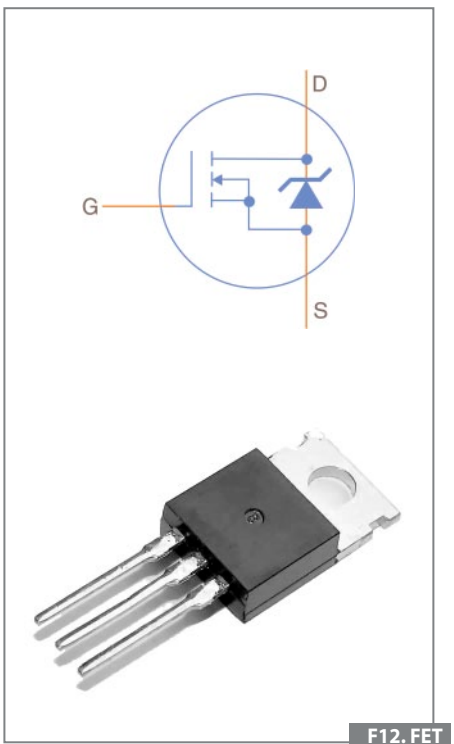
Porém, note que o FET é alimentado com uma tensão DC de 12V, mas a



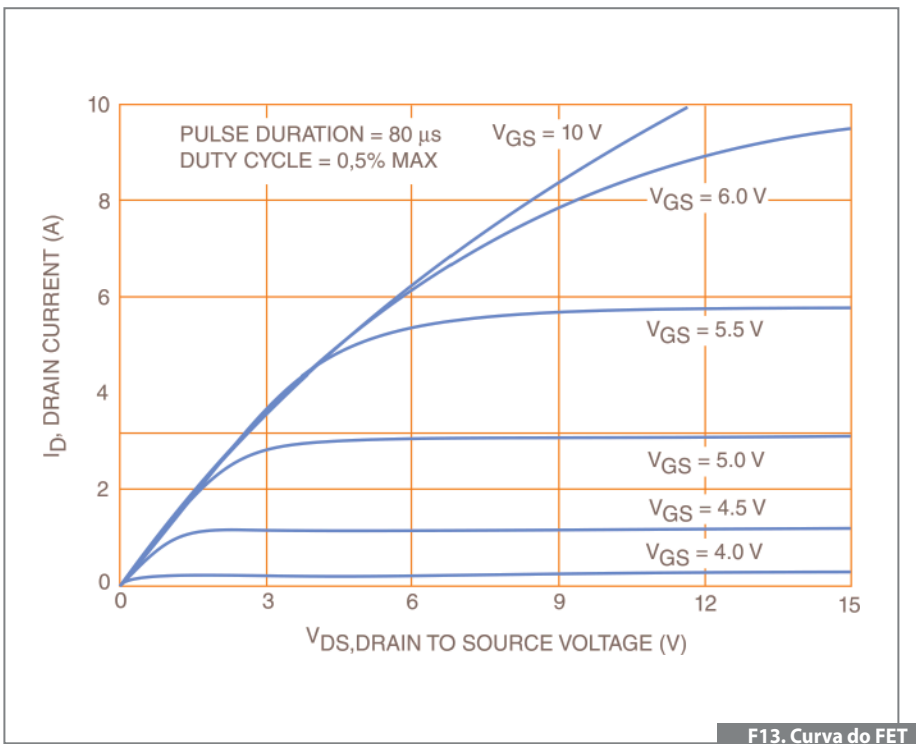
F10. Gráfico com a resposta do conversor AD.



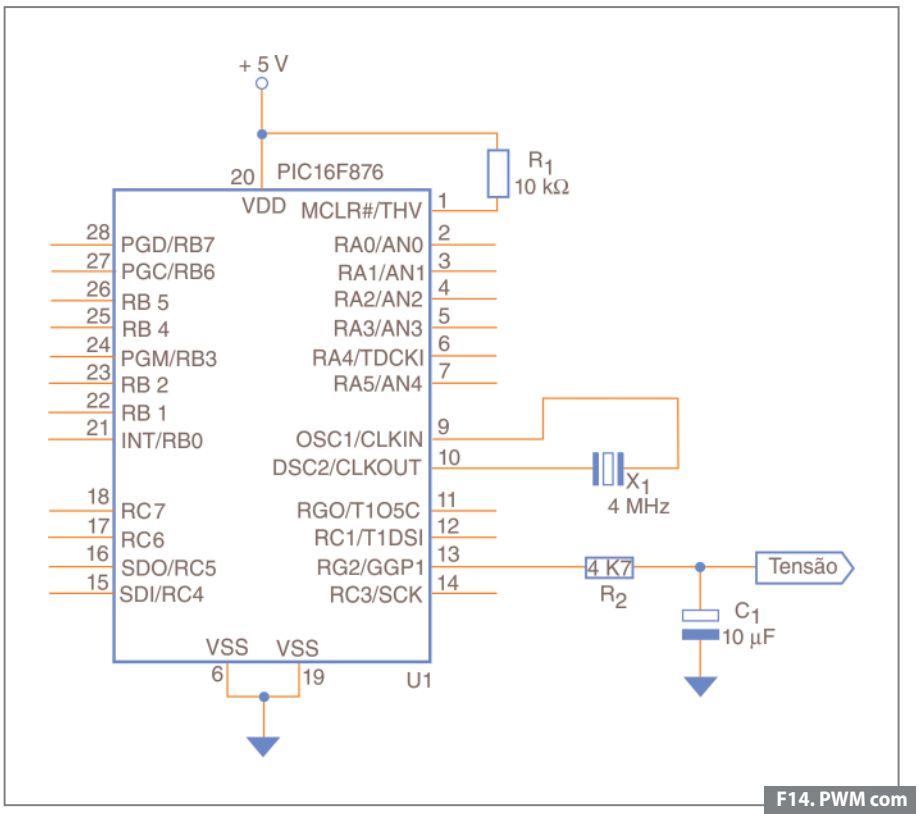
F11. Circuito com AOP completo.



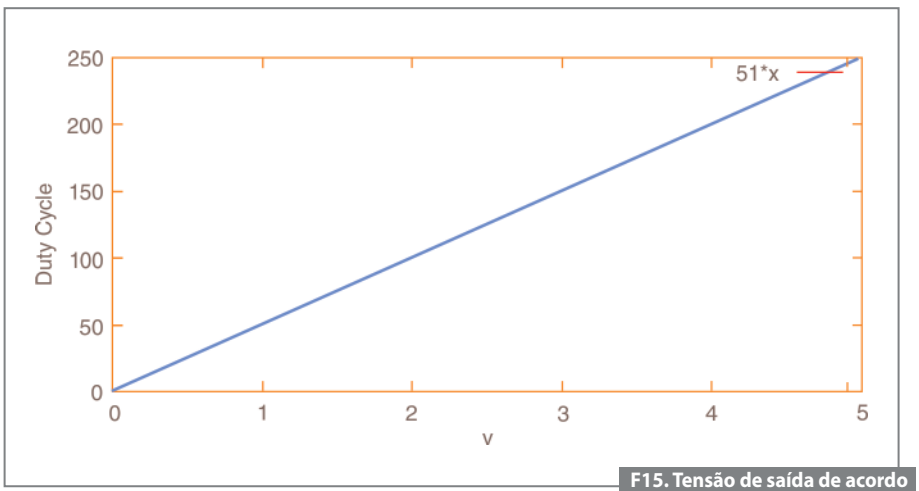
F12. FET IRF540N.



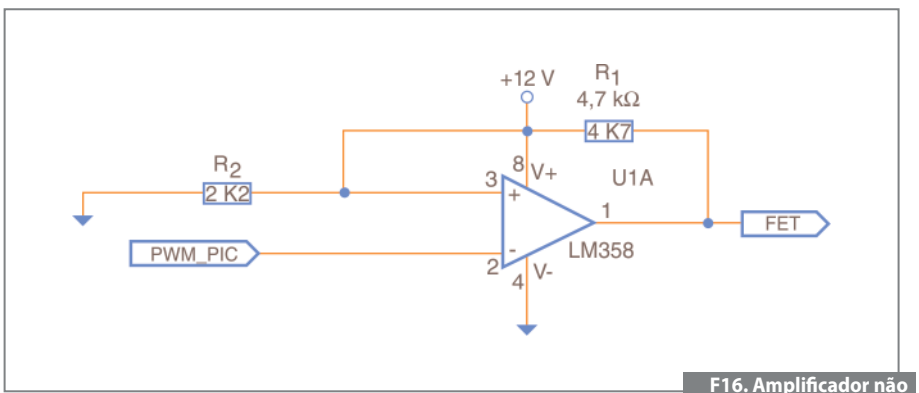
F13. Curva do FET IRF540N.



F14. PWM com filtro na saída.

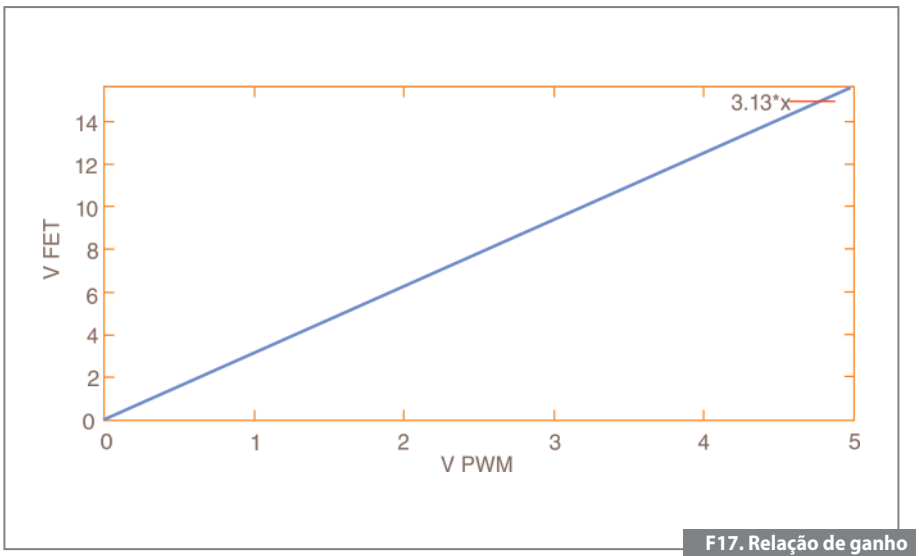


F15. Tensão de saída de acordo com o duty cycle.

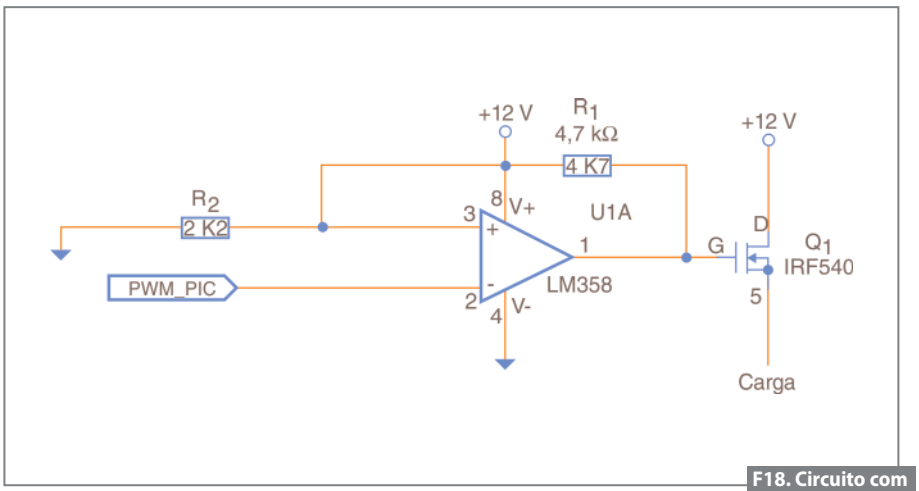


F16. Amplificador não inversor do PWM.

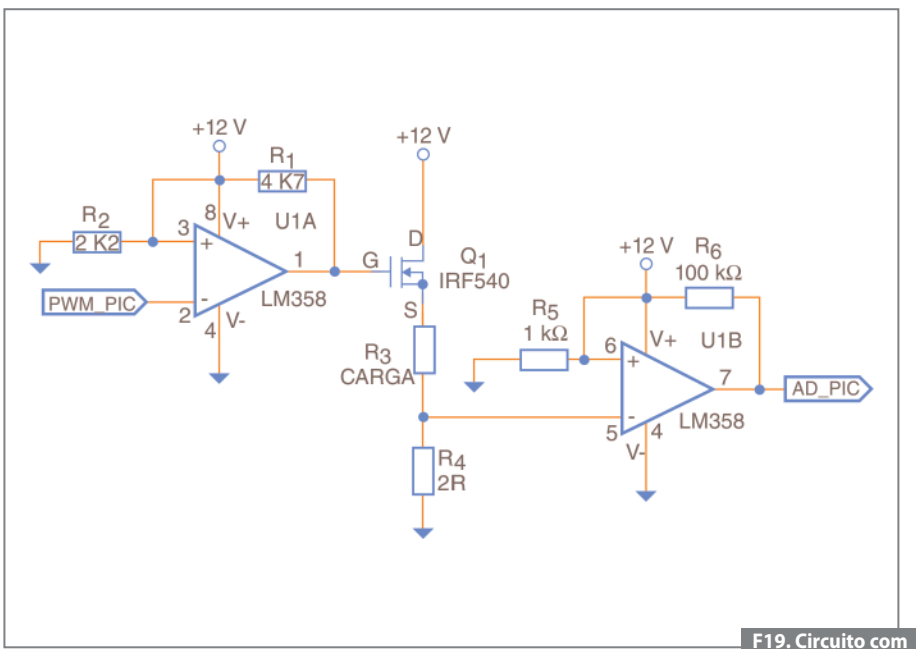




F17. Relação de ganho da tensão do PWM.



F18. Circuito com FET e AOP.



F19. Circuito com FET e Feedback.

saída do microcontrolador é de 0 a 5 V, tensão insuficiente para controlar o V_{GS} do FET. Sendo assim, um amplificador não inversor baseado em um AOP é empregado para obter na entrada do FET a faixa de 0 a 12 V. Para obter este resultado consulte o circuito na **figura 16**.

O ganho será determinado pela relação entre R_1 e R_2, neste caso 3,13. Desta forma, quando a tensão de 2 V estiver presente na saída do PWM, observa-se 3,13 . 2= 6,26 V aplicados à entrada do FET e assim linearmente. Veja na **figura 17**.

O circuito com o FET para a fonte de corrente é dado na **figura 18**.

A **figura 19** demonstra o circuito considerando também a parte de feedback para a medição da corrente pelo microcontrolador.

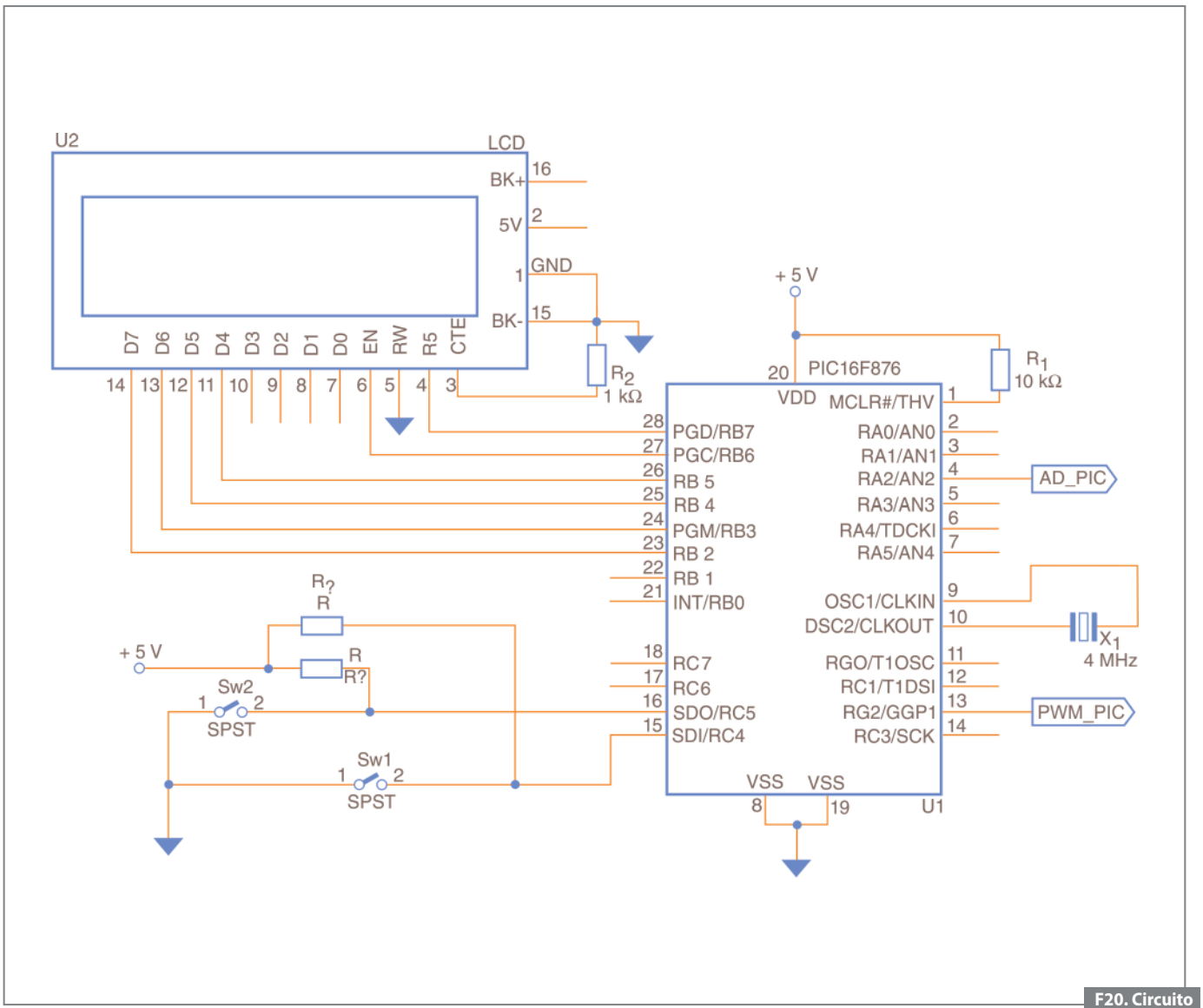
Na conexão com o microcontrolador, disponível na **figura 20,** observa-se os pinos PWM e AD usados para controle da corrente assim como o LCD que apresenta a corrente medida e os botões utilizados para ajustar a corrente fornecida à carga.

Exemplo proposto

O exemplo proposto possui como carga um resistor de 150 Ω e, através de dois botões, há o fornecimento de 50 mA caso o botão conectado a RC5 esteja pressionado, e 20 mA caso o botão conectado a RC4 esteja pressionado.

Para isso há uma rotina que, ao ser chamada, é passada como parâmetro para a mesma corrente desejada para fazer o ajuste. O conversor AD deve estar em modo de 8 bits, significa que ao ser configurada a corrente de 250 mA, o valor 255 retorna como resultado do conversor AD e assim linearmente, conforme expressa o gráfico da **figura 21**.

Note que, praticamente, cada bit do conversor AD refere-se a 1 mA passando pelo resistor shunt. Desta forma, o PWM inicia no valor mínimo e em seguida, é incrementado até a corrente que passa pelo shunt seja maior ou igual à corrente de feedback, momento no qual o PWM que ajusta o FET deixa de ser incrementado mantendo a corrente constante no resistor.

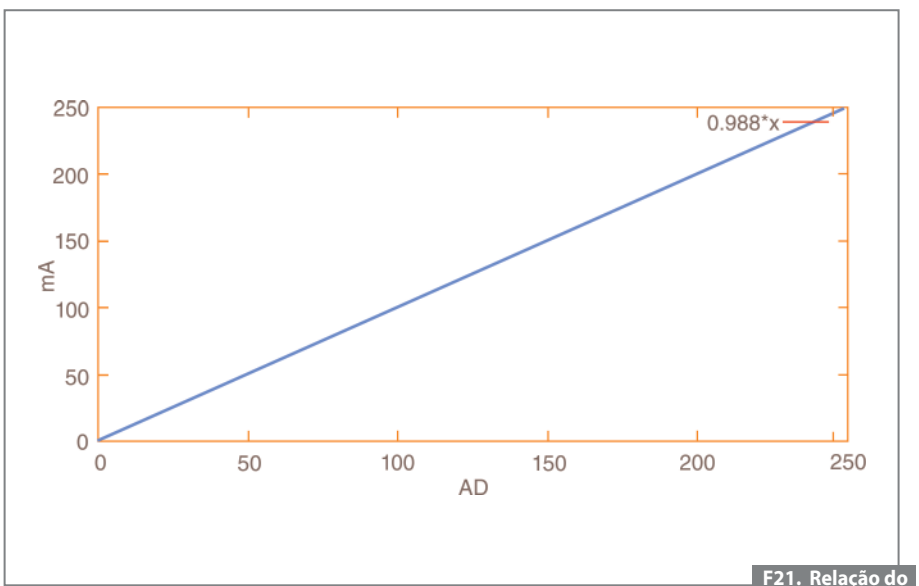


F20. Circuito completo.

A implementação de um controle PID pode contemplar ainda mais o controle da corrente para mantê-la constante ao longo do tempo, independentemente de variação de carga ou tensão da fonte.

Fluxograma

O fluxograma proposto é o apresentado na **figura 22**, onde após a configuração do PWM e do conversor AD, o algoritmo fica preso em um *loop* lendo constantemente os estados dos botões. Caso algum deles fique pressionado, é chamada em seguida uma rotina para calibrar a corrente passada como parâmetro e, depois, retornar para o loop. Quando os botões



F21. Relação do CAD x Corrente.

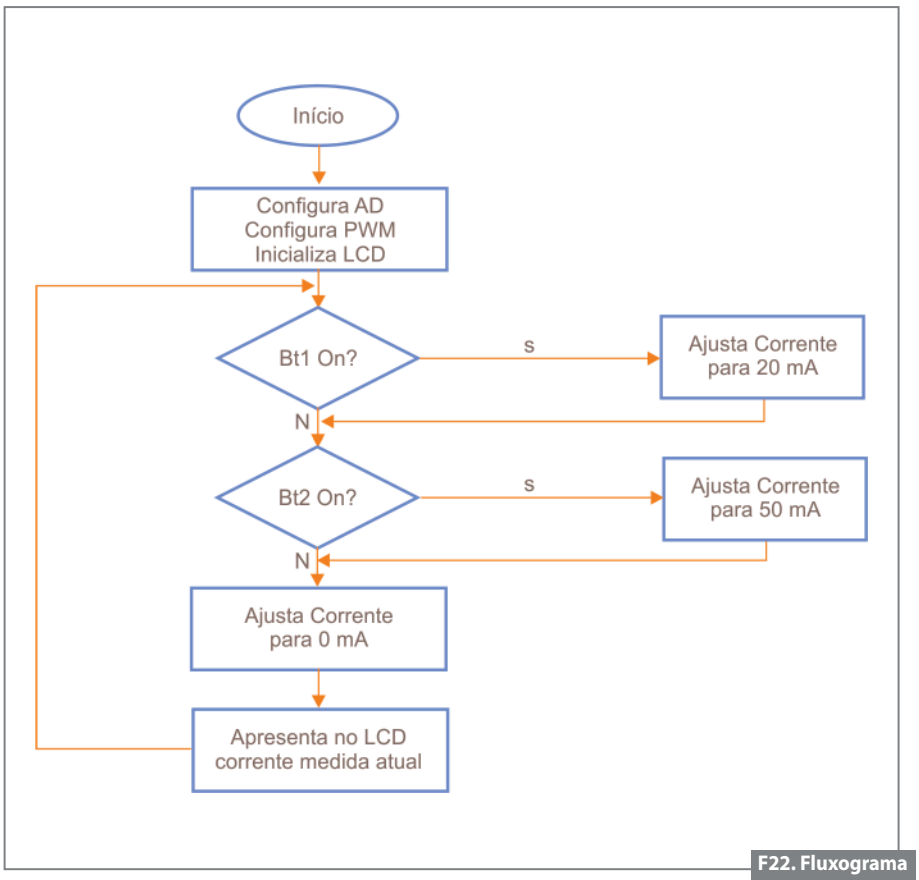
Box 1: Código

```
sbit LCD_RS at RB7_bit;
sbit LCD_EN at RB6_bit;
sbit LCD_D4 at RB5_bit;
sbit LCD_D5 at RB4_bit;
sbit LCD_D6 at RB3_bit;
sbit LCD_D7 at RB2_bit;
sbit LCD_RS_Direction at TRISB7_bit;
sbit LCD_EN_Direction at TRISB6_bit;
sbit LCD_D4_Direction at TRISB5_bit;
sbit LCD_D5_Direction at TRISB4_bit;
sbit LCD_D6_Direction at TRISB3_bit;
sbit LCD_D7_Direction at TRISB2_bit;
void fonte_corrente(unsigned char corrente)
{
    if (corrente==0)                                    //Se for 0...
    {
      CCPR1L=0;                                         //Desliga o PWM
      return;                                           //Retorna da rotina
    }
    do
    {
     CCPR1L++;                                          //Incrementa 1 passo PWM
     delay_ms(100);                                     //Aguarda 10 ms
     ADCON0.GO_DONE=1;                                  //Inicializa conversão AD
     while(ADCON0.GO_DONE);                             //Aguarda terminar conversão AD
    }while (ADRESH<=corrente);                          //Enquanto a leitura de
//feedback                                              //for menor que corrente
}
void main(void)
{
    char dado[10];                                      //Variável auxiliar
    TRISA=0b00000001;                                   //PORTA.RA0 como AN0
    TRISB=0b00000000;                                   //PORTB como saída
    TRISC=0b00110011;                                   //Configura PORTC
    ADCON0=0b11000001;                                  //Configura AD
    ADCON1=0b00001110;                                  //Configura AD
    PR2=0XFF;
    T2CON  =0b00000101;                                 //Configura frequência de PWM
    CCP1CON=0b00001111;                                 //Habilita modo PWM
    while(1)
    {
      if (PORTC.RC5==0)                                 //Botão On?
      {
        fonte_corrente(20);                             //Sim, ajusta corrente para 20 mA
        delay_ms(1000);                                 //Aguarda 1 s
      }
      else if (PORTC.RC4==0)                            //Botão  On?
      {
        fonte_corrente(50);                             //Sim, ajusta corrente para 50 mA
        delay_ms(1000);                                 //Aguarda 1 s
      }
      else
      {
        fonte_corrente(0);                              //Ajusta corrente para 0 mA
      }
      ADCON0.GO_DONE=1;                                 //Inicializa conversão AD
      while(ADCON0.GO_DONE);                            //Aguarda terminar conversão AD
      bytetostr(ADRESH,dado);                           //Converte corrente em string
      lcd_out(2,1,"Corrente: ");                        //Apresenta string
      lcd_out_cp(dado);                                 //Mostra a corrente no LCD
      lcd_out_cp(" mA");                                //Mostra a unidade
      delay_ms(100);                                    //Aguarda 100 ms
    }
}
```

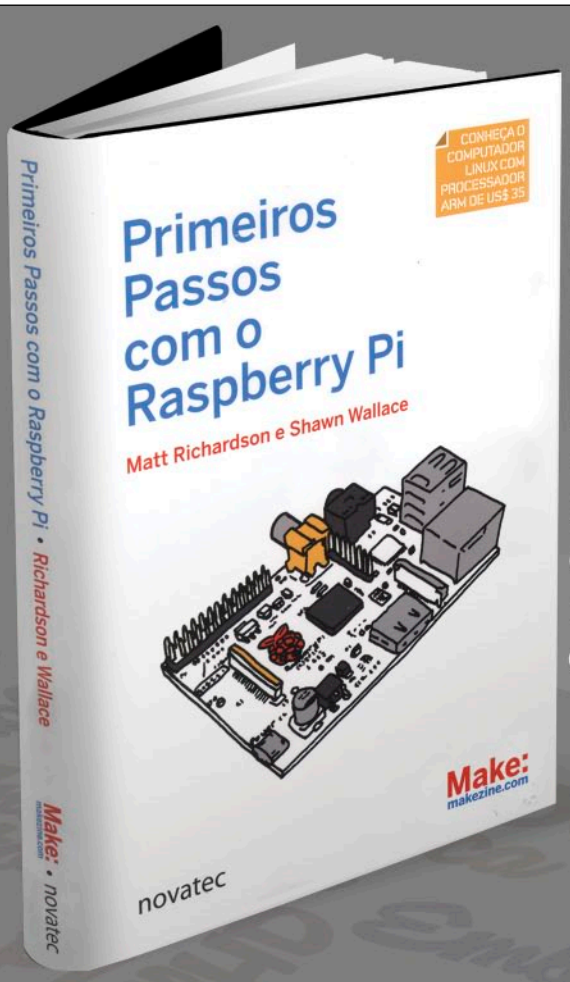
ficarem soltos, a saída de corrente será levada a zero desabilitando a fonte de corrente. Observe que o *display* apresenta de maneira constante a corrente medida. O leitor pode também ligar um amperímetro em série com a carga para comprovar o funcionamento do experimento.

Código-Fonte

No **box 1** a seguir, está descrito o código-fonte do experimento que segue, de maneira geral, o fluxograma da figura 22. Após a inicialização do PWM e AD, o programa entra em loop que fica constantemente lendo os estados dos botões e, dependendo de seu estado, liga a fonte de corrente para o valor de 20 mA ou 50 mA de acordo com o botão acionado. Se nenhum dos mesmos estiver pressionado, a saída PWM fica em 0 garantindo a corrente nula pela carga. Constantemente é feita a leitura do feedback e apresentada no LCD a corrente que está sendo medida no sistema. O programa foi feito na versão DEMO do mikroC.



F22. Fluxograma do projeto.



O que você pode fazer com o Raspberry Pi, um computador de US$ 35 do tamanho de um cartão de crédito? Todo tipo de coisas! Nesse livro você tem os primeiros passos, a linguagem Python, animação e multimídia, instalação do Arduino e muito mais. Se você está aprendendo a programar ou procurando construir novos projetos eletrônicos, este guia prático mostrar-lhe-á quão valiosa essa pequena e flexível plataforma pode ser.

novasaber
www.novasaber.com.br

Entendendo as especificações de instrumentos de RF

Parte Final

Instrumentos de Teste de RF são produtos extremamente complexos com uma vasta variedade de especificações que caracterizam o desempenho de cada instrumento. Este artigo final foca nas especificações aplicadas aos analisadores de espectros de RF. Uma vez que existem dois tipos principais de analisadores de sinais de RF, os analisadores de sinais vetoriais e os analisadores de espectro, primeiramente serão explicadas as diferenças entre os dois tipos de instrumentos. Então, será feita uma introdução das especificações que se aplicam especificamente às medidas de espectro, que incluem faixa dinâmica, métodos de cálculo de média e ruído de fundo médio exibido.

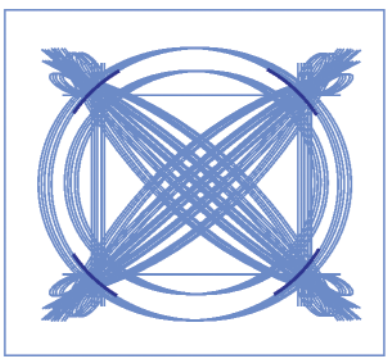
Guilherme K. Yamamoto
Gustavo L. Peixinho
Renan M. Azevedo
National Instruments

Tipos de analisadores de sinais de RF

Os engenheiros estão interessados, tipicamente, em características como amplitude, frequência e fase, quando adquirem sinais de RF. Dependendo das características que você precisa analisar, poderá utilizar um analisador de espectro ou um analisador de sinais vetoriais.

O analisador de espectro é usado para capturar somente as informações de frequência e potência de um sinal de RF. A saída típica de um analisador de espectro é um gráfico de potência por frequência.

Um analisador de sinais vetoriais é capaz das mesmas medições que um analisador de espectro, porém com recursos adicionais. Você pode adquirir a informação de fase para produzir uma representação da constelação, mostrada na **figura 1**, tal como um analisador de sinais vetoriais também pode capturar o domínio do tempo de um sinal de RF.



F1. Transições de amplitude e fase de um sinal de comunicação.

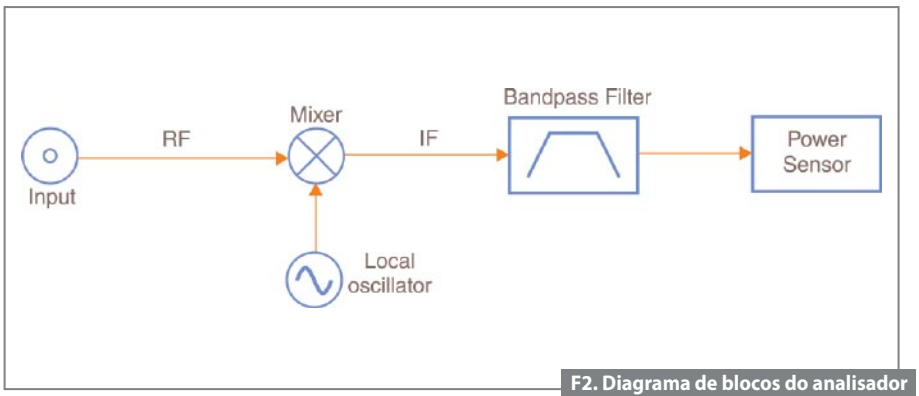
Analisadores de espectro e analisadores de sinais vetoriais tradicionalmente utilizam diferentes arquiteturas de instrumento. O analisador de espectro tradicional consiste de componentes básicos como oscilador local (OL) ajustável, *mixer*, filtro passa banda e sensor de potência. Para fazer as medidas espectrais, o analisador de espectro tradicional simplesmente ajusta o OL para cada *bin* de frequência e realiza uma medida de potência em banda do sinal resultante. A varredura através de cada bin de frequência permite ao analisador de espectro tradicional, diagramado na **figura 2**, fornecer a informação de potência através de uma larga faixa de frequências. Alguns analisadores de espectro ainda operam neste modo, conhecido como *swept mode*.

Muitos analisadores de espectro modernos são projetados similarmente aos analisadores de sinais vetoriais. A arquitetura tradicional de um analisador de sinais vetoriais, vista na **figura 3**, utiliza um OL ajustável multiplicado com o sinal de RF para produzir um sinal de banda larga em frequência intermediária (FI). Em vez de retornar o OL para cada bin de frequência, no entanto, o analisador de sinais vetoriais realiza uma transformada rápida de Fourier (FFT) no sinal de FI. A FFT pode fornecer as informações de potência e frequência através de uma larga faixa de frequências com uma simples aquisição. A arquitetura de um analisador de sinais vetoriais é muito similar à arquitetura do gerador de sinais vetoriais.

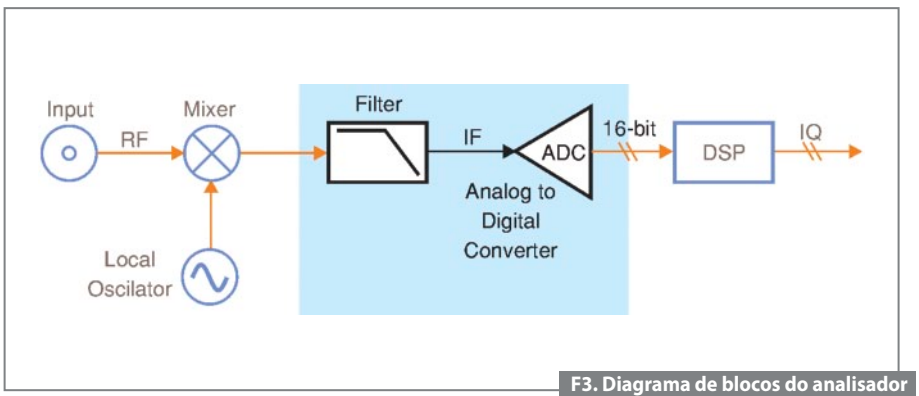
O conversor analógico-digital (ADC) na figura 3 captura um amplo espectro de dados. A aquisição de um espectro amplo de dados permite que o instrumento capture a informação de fase do sinal de RF, assim como realize as medidas espectrais com uma simples FFT.

Atenuação e nível de referência

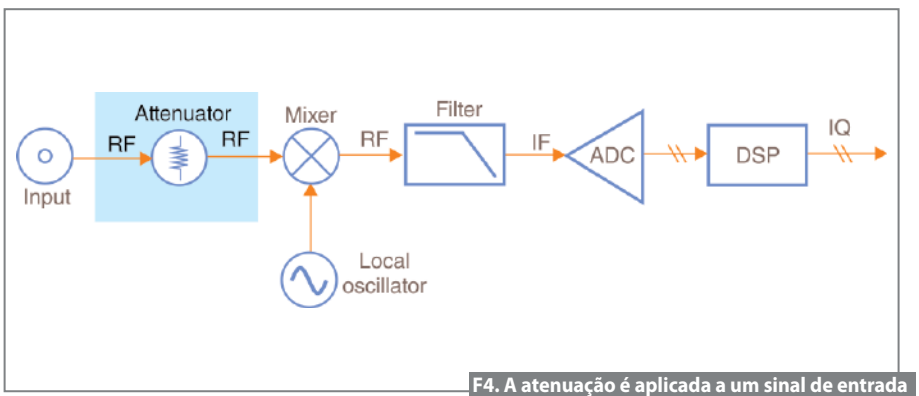
Analisadores de sinais de RF são projetados para medir muitos tipos de sinais de RF com a maior faixa dinâmica possível. Uma forma de maximizar a faixa dinâmica sobre uma vasta gama de sinais é utilizar atenuações que ajustam o nível do sinal para uma amplitude ideal para um dado sinal. Analisadores de sinais de RF são projetados para ter uma larga



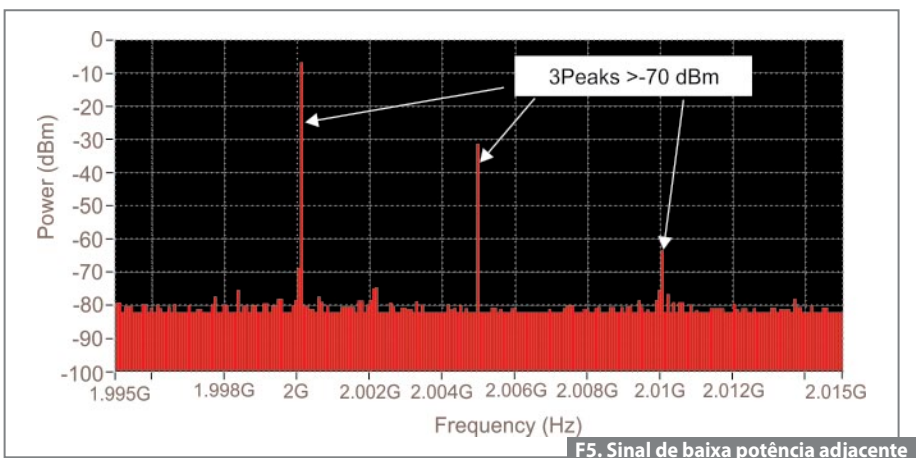
F2. Diagrama de blocos do analisador de espectro tradicional.



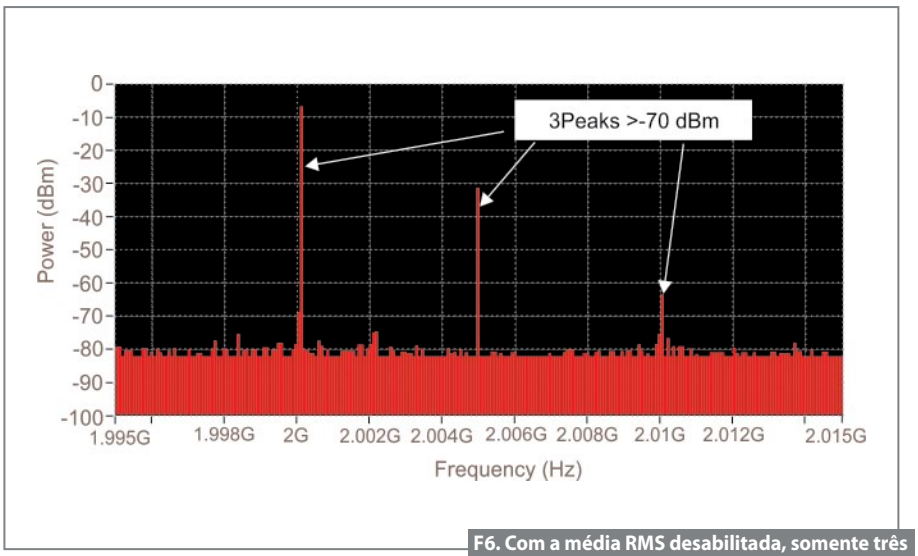
F3. Diagrama de blocos do analisador de sinais vetoriais tradicional.



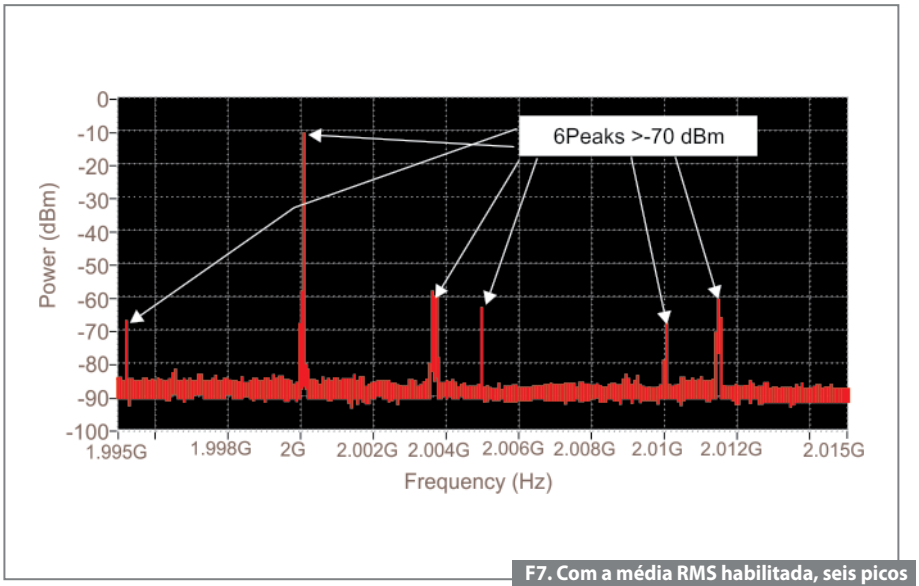
F4. A atenuação é aplicada a um sinal de entrada antes do mixer de um analisador de sinais de RF.



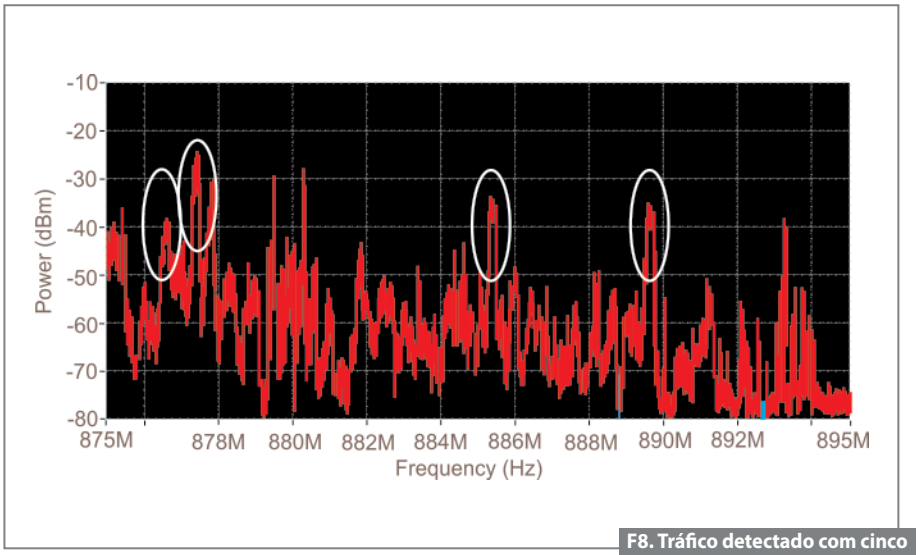
F5. Sinal de baixa potência adjacente a um sinal de alta potência.



F6. Com a média RMS desabilitada, somente três picos maiores que -70 dBm são visíveis.



F7. Com a média RMS habilitada, seis picos maiores que -70 dBm são visíveis.



F8. Tráfico detectado com cinco cálculos de média de pico.

faixa de níveis de referência ou atenuação, especificados em decibéis (dB). Um usuário configura, normalmente, o nível de referência para um nível de potência que é ligeiramente maior do que a máxima potência esperada. O instrumento, então, aplica o ganho ou atenuação apropriados ao sinal. O ganho ou atenuação é aplicado o mais próximo possível do *front end* de RF para manter um nível de sinal constante no mixer e para alcançar a máxima faixa dinâmica no sinal a ser analisado. Observe a **figura 4**.

Ganhos ou atenuações programáveis são importantes por permitirem que um instrumento de RF meça sinais com variados níveis de potência. Por exemplo, se você conectar uma antena banda larga a um analisador de sinais de RF, você notará que muitos dos sinais de comunicação wireless presentes no ar operam em níveis de potência muito diferentes. Grande parte das estações de rádio RF pode ser observada com amplitudes máximas em torno de -50 dBm. Por outro lado, é difícil encontrar sinais na banda de celular GSM maiores que -70 dBm, a menos que você esteja próximo da estação- base. Em um cenário ainda mais extremo, os sinais GPS na banda de 1,57 GHz devem operar em níveis de potência abaixo de -157 dBm.

Verifique a faixa de atenuação que o instrumento oferece quando for escolher um analisador de sinais de RF. A combinação entre a máxima atenuação e a faixa dinâmica determina o nível do mínimo sinal que pode ser analisado. Os instrumentos de RF podem analisar sinais de baixo nível com pré-amplificadores opcionais.

Faixa dinâmica

A faixa dinâmica descreve as amplitudes máximas e mínimas que você pode medir simultaneamente. O único fator que determina o nível máximo de sinal é a atenuação aplicada ao mesmo, mas diferentes fatores determinam o nível mínimo de sinal. Esses fatores incluem o ruído introduzido pelo amplificador, os espúrios e harmônicos, ou o vazamento da portadora (também conhecido como vazamento do OL). Mais especificamente, a faixa dinâmica é a razão entre o maior sinal que pode ser medido relativo à potência da maior distorção, ruído ou espúrio. A faixa dinâmica é especificada em

decibéis, com uma faixa maior conforme desejado.

Os espúrios e o ruído podem ser introduzidos em quase qualquer lugar na cadeia do sinal de RF. As características não lineares dos componentes, tais como mixers e amplificadores, frequentemente resultam em produtos de distorção, que podem produzir espúrios no domínio da frequência. A resolução do ADC também pode afetar a faixa dinâmica. Geralmente, quanto maior a resolução do ADC, melhor será a faixa dinâmica do instrumento.

A faixa dinâmica é uma importante especificação para medidas de baixas amplitudes. A especificação é ainda mais essencial quando se está medindo um sinal de baixa potência próximo a um sinal de alta potência. A faixa dinâmica do instrumento determina o mínimo sinal que poderá ser visualizado próximo ao sinal de alta potência, porque o nível de referência do instrumento não pode ser configurado abaixo da potência máxima do sinal de alta potência. Este conceito é ilustrado na **figura 5**, que mostra um sinal de baixa potência adjacente a um sinal GSM de alta potência. Um analisador de sinais de RF deve tem uma faixa dinâmica de pelo menos 60 dB para medir o menor sinal.

Métodos de cálculo de média

O cálculo de média pode adversamente afetar a precisão das medidas portadora- ruído.

Com os métodos de cálculo de média, a redução do ruído em um sinal aumenta a precisão da medida de um espúrio de baixo nível. Você pode usar a média de vários períodos do sinal para eliminar o ruído branco (ou randômico) e convergir para o valor real do sinal. Dois métodos de cálculo de média complexos são descritos nesta seção – média quadrática ou RMS (*Root Mean Square*) e média de pico (*Peak--Hold Averaging*).

Média RMS

Com a média RMS, seu instrumento pode detectar sinais de baixo nível. A média RMS permite que os componentes de ruído periódicos do sinal sejam ignorados no cálculo da média, deixando somente o sinal desejado. Para determinar a média RMS e a potência ou energia média do sinal, você pode calcular a média ponderada da soma dos valores quadrados. As **figuras 6** e **7** mostram a banda FM com e sem a média RMS, respectivamente, e demonstra uma detecção mais precisa de picos de baixo nível.

Média de pico

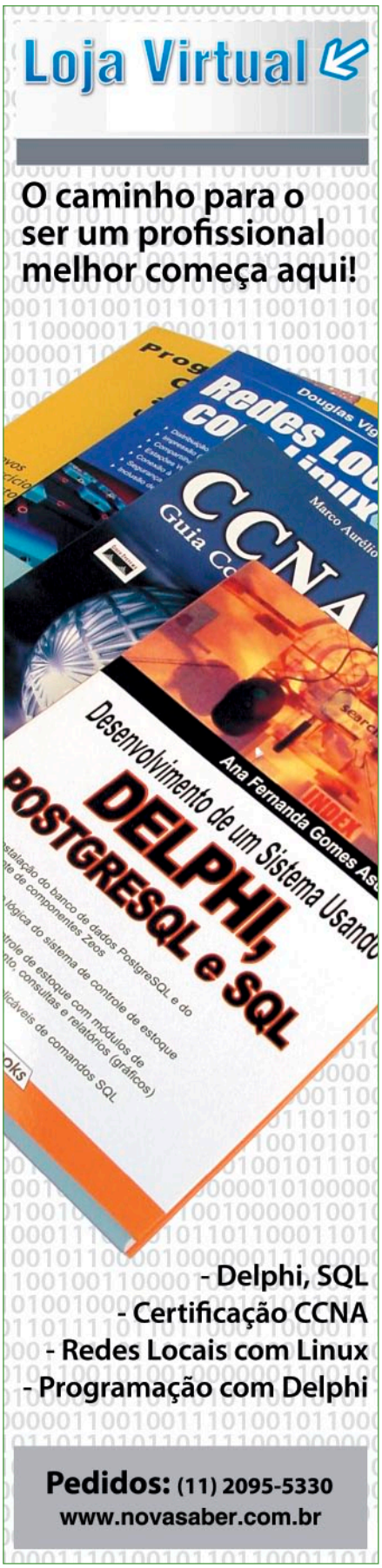
A média de pico mantém o pico de cada bin através de vários cálculos de FFT. A média de pico eleva o ruído de fundo porque ela pega a maior amplitude de todos os sinais medidos para calcular várias médias. O método também mostra os picos das medidas espectrais subsequentes no mesmo gráfico para permitir a identificação de sinais transitórios. As **figuras 8** e **9** ilustram a faixa de 885 MHz de celulares GSM com diferentes quantidades de cálculo de média de pico realizadas para ilustrar este conceito.

Ruído de fundo médio exibido

O ruído de fundo aparente de um analisador de sinais de RF depende de muitas coisas além do ruído introduzido pelo sistema de RF, conforme descrito na seção "Métodos de cálculo de média". O tipo de média que você utilizar pode afetar significantemente o ruído de fundo médio. Esta seção descreve como a resolução de largura de banda (RBW) do sinal pode afetar o ruído de fundo médio exibido do instrumento. Para ilustrar este conceito nós medimos uma largura de banda de 20 MHz com um único pico. As **figuras 10** e **11** revelam que a redução da resolução de largura de banda, na verdade, reduz o ruído de fundo exibido do instrumento.

Você pode notar que o ruído de fundo médio exibido (DANF, do termo em inglês *Displayed Average Noise Floor*) do instrumento é altamente dependente da resolução de largura de banda que será utilizada. Esta especificação é significante porque provê uma indicação do menor sinal detectável que o instrumento pode exibir. As condições em que a medição foi realizada são tipicamente especificadas juntamente com o DANF, devido a este ser dependente de várias configurações do instrumento.

Uma especificação típica de DANF seria algo como:



-115 dBm entre 1 GHz e 2,7 GHz com RBW configurada para 1 kHz, com 0 dB de atenuação de entrada em 25°C.

O ruído de fundo é frequentemente normalizado para uma RBW comum (geralmente 1 Hz) porque o ruído de fundo aparente do instrumento aumenta com uma RBW mais larga.

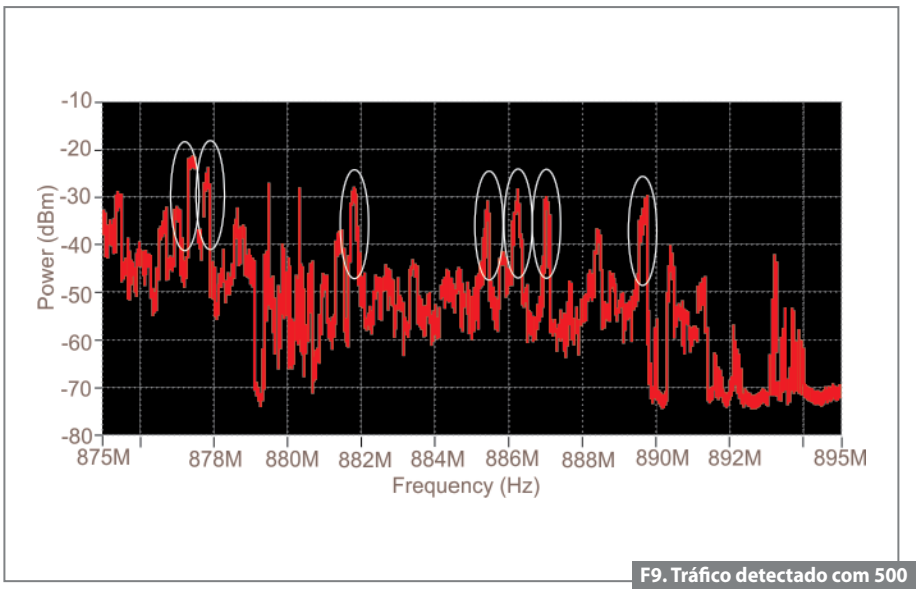
Certifique-se que as medidas estão normalizadas para a mesma largura de banda quando for comparar o DANL entre dois fabricantes. A técnica mais fácil para fazer comparações justas é normalizar ambos os instrumentos para uma RBW de 1 Hz. Subtraia 10 log (RBW) da medida de ruído de fundo obtida. Um instrumento que mostre um ruído de fundo de -115 dBm em uma RBW de 1 kHz, por exemplo, calcula um ruído de fundo de -145 dBm em uma RBW de 1 Hz. A normalização de ambos os instrumentos para a mesma largura de banda garante uma comparação justa do desempenho do instrumento.

Muitos analisadores de espectro de RF tradicionais normalizam as medidas para uma largura de banda de vídeo de 6 MHz. Você pode realizar qualquer medição normalizada para 1 Hz e normalizá-la para 6 MHz usando matemática simples. Some 10 log (6 MHz), que é igual a 67,8, a medida que está normalizada para 1 Hz. A medida de -145 dBm normalizada para 1 Hz é representada por -145 dBm + 68 dBm = -77 dBm.

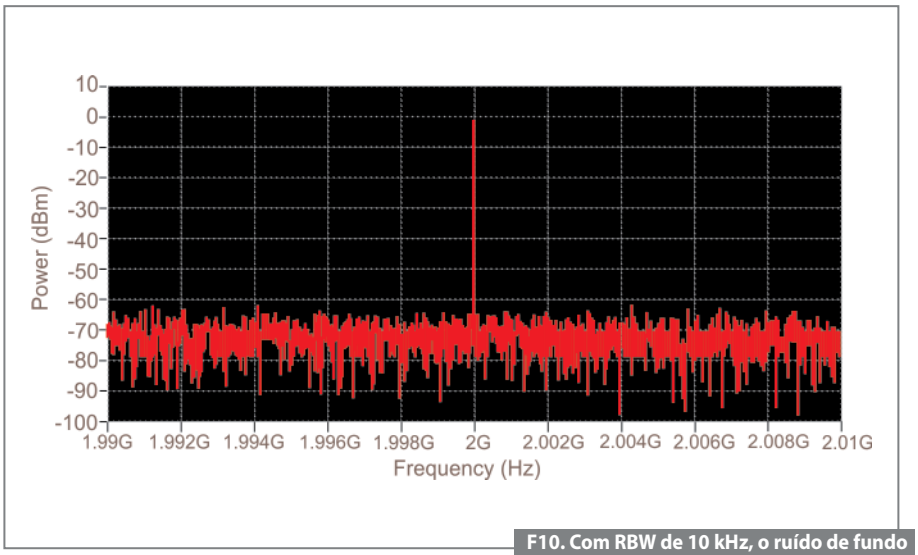
O ruído de fundo exibido do instrumento depende da largura de banda que será utilizada. Certifique-se de normalizar o nível de sinal para a apropriada largura de banda quando for comparar vários instrumentos, ou realizar medidas de ruído de dispositivos sob teste.

Conclusão

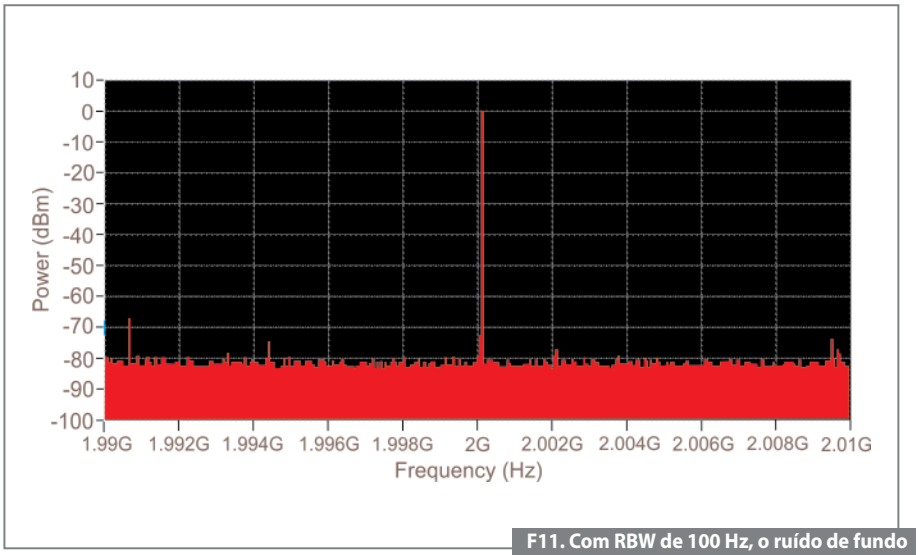
Se você for um especialista em RF revendo as especificações de um instrumento ou um novato tentando entender as medições de RF, nós esperamos que encontre informações úteis e aplicáveis nesta série de três partes. A parte 1 detalhou as especificações genéricas comuns a todos os instrumentos de RF. As partes 2 e 3 focaram nas especificações para geradores e analisadores de sinais de RF, respectivamente. Utilize esta série como referência no futuro, ou como ajuda sobre especificações de instrumentos de RF.



F9. Tráfico detectado com 500 cálculos de média de pico.



F10. Com RBW de 10 kHz, o ruído de fundo aparece em torno de -70 dBm.

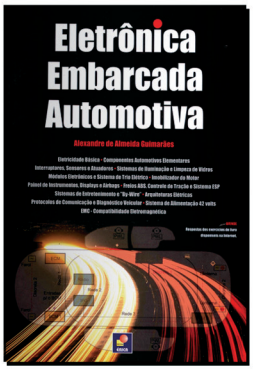


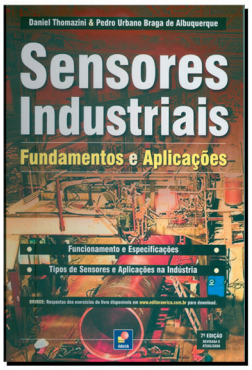
F11. Com RBW de 100 Hz, o ruído de fundo aparece em torno de -80 dBm.

novasaber
www.novasaber.com.br

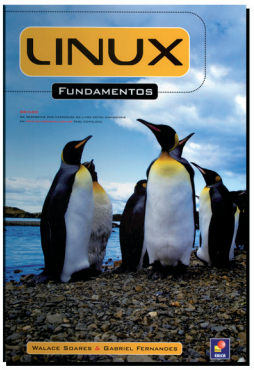
Sua loja de livros técnicos na internet

Promoções especiais e brindes

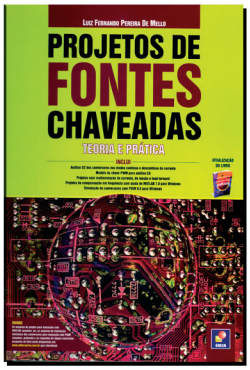








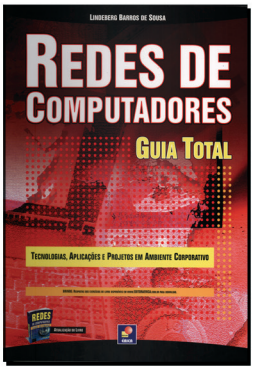






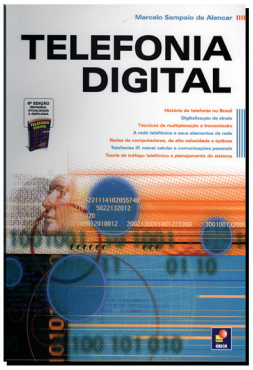






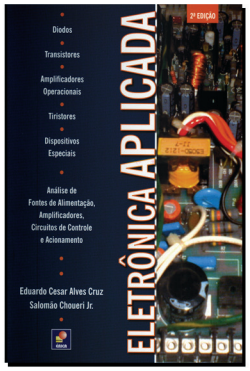








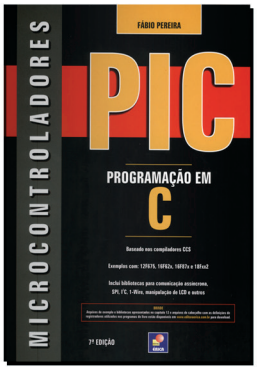




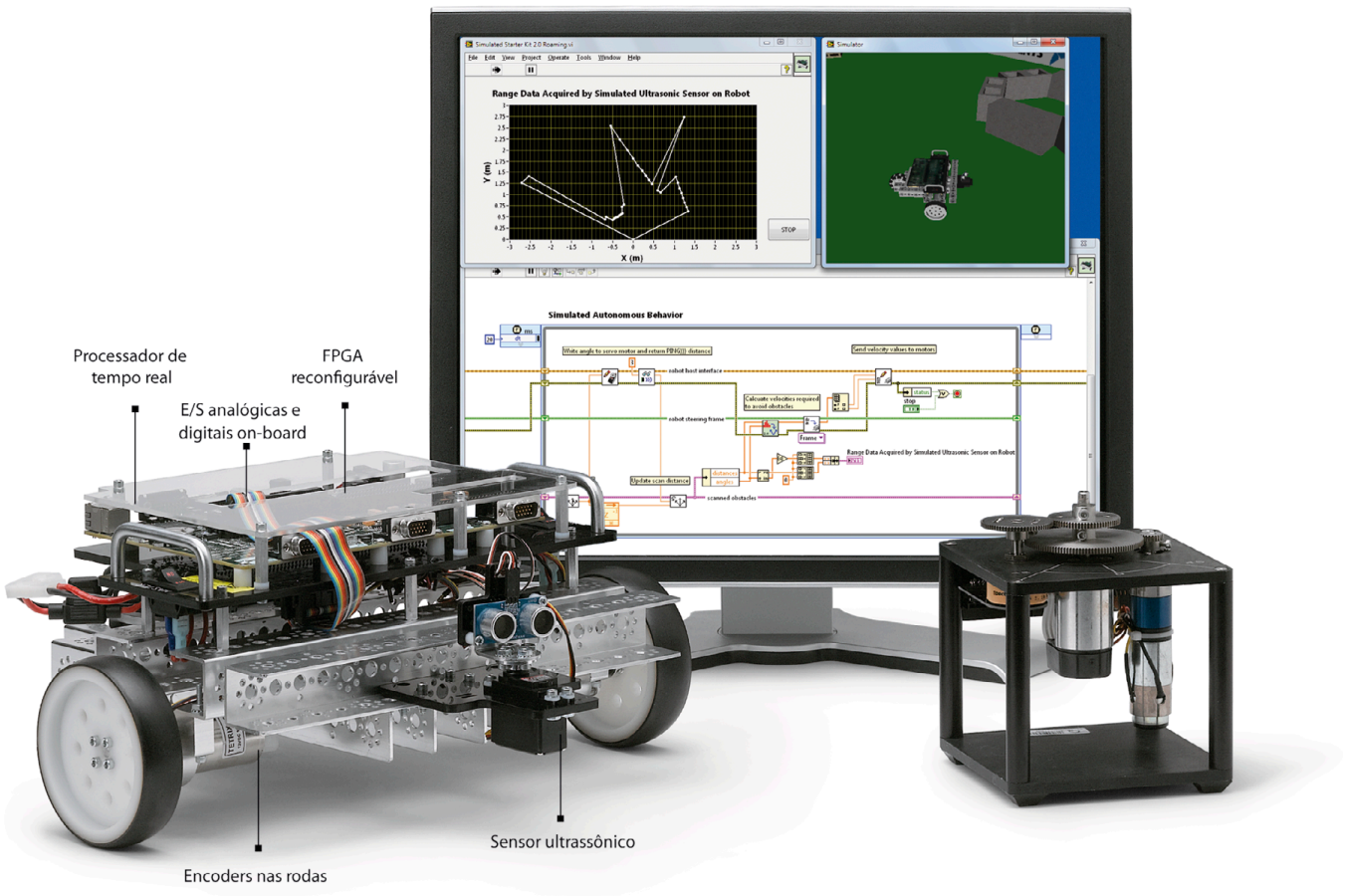








Plataforma para ensino de robótica com NI LabVIEW



Desenvolva sistemas de controle desde o projeto até a implementação

NATIONAL INSTRUMENTS LabVIEW

Preparar a nova geração de engenheiros e cientistas não é uma tarefa fácil, para superar esse desafio foi desenvolvido o LabVIEW Robotics Starter Kit, uma plataforma de padrão industrial e baixo custo projetada especificamente para salas de aula. Este kit de robótica fornece tudo que os estudantes precisam para criar as suas primeiras aplicações e para ter o aprendizado prático que lhes ajudará durante todo o curso de engenharia.

>> Faça o download dos recursos para ensino em **ni.com/academic/controls** (11) 3149 3149

NATIONAL INSTRUMENTS

©2013 National Instruments. Todos os direitos reservados. CompactRIO, LabVIEW, National Instruments, NI, e ni.com são marcas registradas da National Instruments.
Os outros nomes de produtos e das empresas mencionadas são marcas registradas e nomes comerciais das respectivas empresas. 0049