Ano 46 Nº 446 - Março/Abril 2010
Europa € 3,90
Brasil R$13,90
www.saboreletronica.com.br

SABER ELETRÔNICA



O mundo dos Sensores

Instalação e características dos principais sensores utilizados na indústria

Medição de Áudio com base no USB MSP430

Conheça o novo chip da Texas Instruments que permite a comunicação entre o computador e o microcontrolador

ISSN 0101-6717

Componentes
Controlador CPLD de memórias RAM com a utilização de um microcontrolador Atmel ATMEGA 16

Indústria
Conheça os pontos críticos da instalação de Fontes em Equipamentos Industriais

Projetos
Seleção de circuitos que podem servir de base para aplicação em seus projetos industriais

LTSpice
Simulações para Filtros e Circuitos Digitais: Aprenda a ajustar o filtro de acordo com o seu projeto

USB 3.0 Circuit Protection



USB SuperSpeed
Soluções em Proteção de Circuitos

O USB 3.0 oferece uma velocidade de transferência de dados de 10 vezes superior a USB 2.0, e pode usar aproximadamente o dobro da potência. Assim, proteger seu circuito contra danos de sobrecorrente, sobretensão e descargas eletrostáticas é ainda mais crucial para ajudar a garantir um desempenho confiável.

Você pode confiar na linha completa de proteção de circuitos e no grande conhecimento em aplicações da Tyco Electronics para atender todas as suas necessidades.

- Proteção inovadora contra sobretensão PolyZen
- Dispositivos SESD, o mais recente tipo de proteção contra descargas eletrostáticas, baseada em silício e polímero
- Líder na indústria de Proteção Rearmável (PolySwitch) contra sobrecorrente

Para ter as mais recentes informações sobre proteção de circuitos visite o nosso site: **www.circuitprotection.com** ou contate o nosso representante e distribuidores:

Arrow Brasil S/A
Tel: 11 3613 9300
FAX: 11 3613 9355
www.arrowbrasil.com.br

Future Electronics
Tel: 19 3737 4100
FAX: 19 3636 9834
www.future.ca

Avnet do Brasil
Tel: 11 5079 2150
FAX: 11 5079 2160
www.em.avnet.com

Intertek Componentes
Tel: 11 3186 2922
FAX: 11 3931 4097
www.intertek.com.br

Tyco Electronics
Our commitment. Your advantage.

© 2010 Tyco Electronics Corporation • All rights reserved • www.tycoelectronics.com
PolySwitch, PolyZen, TE Logo and Tyco Electronics are trademarks.

Editora Saber Ltda.
Diretor
Hélio Fittipaldi

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

Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi
Diretor Técnico
Newton C. Braga
Conselho Editorial
João Antonio Zuffo
Redação
Daniele Aoki,
Natália F. Cheapetta,
Thayna Santos
Revisão Técnica
Eutíquio Lopez
Colaboradores
Arao Hayashida Filho,
Bruno Muswieck,
Filipe Pereira,
Herbert Schwarz,
Newton C. Braga,
Richard Cameron
Designers
Carlos C. Tartaglioni,
Diego M. Gomes
Produção
Diego M. Gomes

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

Capa
Banner Europe (divulgação)
Impressão
Parma Gráfica e Editora
Distribuição
Brasil: DINAP
Portugal: Logista Portugal tel.: 121-9267 800

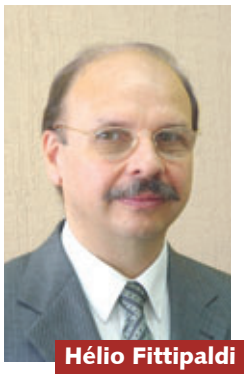
ASSINATURAS
www.sabereletronica.com.br
fone: (11) 2095-5335 / fax: (11) 2098-3366
atendimento das 8:30 às 17:30h
Edições anteriores (mediante disponibilidade de estoque), solicite pelo site ou pelo tel. 2095-5330, ao preço da última edição em banca.

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

Quarenta e Seis Anos


Hélio Fittipaldi

Comemoramos nesta edição os 46 anos de existência da Revista Saber Eletrônica, colocando acima de tudo, a firme determinação de estimular o crescimento do mercado brasileiro no setor eletroeletrônico.

Em 1976, quando adquirimos o título da Philips do Brasil, logo nas primeiras edições notamos que o mercado brasileiro na sua maioria não conseguia acompanhar os artigos publicados devido à baixa e má formação dos leitores, que não dispunham também de escolas em quantidade e com currículos adequados às novas tecnologias. Os empregos também eram escassos. A solução que encontramos então foi colocar nas últimas 16 páginas da revista um Curso Básico de Eletrônica para, aos poucos, elevar o conhecimento geral e assim tratar nas outras páginas de artigos técnicos mais avançados.

Hoje uma parte substancial das divisas é destinada à importação de componentes fabricados em outros países, com milhões de unidades produzidas por dia que não conseguiremos mais fazer aqui, dada a essa difícil tarefa de ganhar mercado dos países que já estão solidamente constituídos como fornecedores. Alguns tipos poderão ser fabricados aqui, pois ainda somos competitivos, mas outros de maior volume e que poderiam ser exportados, ficarão para os fabricantes asiáticos.

Neste momento em que a imprensa mundial está buscando um novo modelo de negócio, devido ao avanço tecnológico, acreditamos que uma parte dos leitores continuará por um bom tempo ainda preferindo o nosso conteúdo impresso em papel, mas, os que escolhem a mídia digital são muito mais numerosos. Só falta avisar os anunciantes para que nos prestigiem com estes recursos e, assim, podermos continuar o trabalho de produzir um conteúdo de alta qualidade e gratuito para os leitores. Como parte dos ajustes, o leitor pode notar na capa desta edição (março/abril), que passamos agora a editar a revista impressa a cada bimestre.

Para encerrar, anuncio aqui a promoção do nosso primeiro evento que acontecerá em junho sobre eletrônica embutida, em São Paulo. Visa promover o encontro dos industriais que estão à procura de serviços dos engenheiros de projetos ou *designs houses* com reconhecido conhecimento das novas tecnologias. Acompanhe pelo nosso portal e pelo twitter (**twitter.com/editorasaber**), maiores informações a respeito.

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 idéias 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



35

Editorial 03

Seção do Leitor 06

Acontece 08

Tecnologias

14 Wireless Power Transmission: Transmissão de energia sem fio

Instrumentação

18 Erros de medidas em Multímetros Digitais

Desenvolvimento

20 LTSpice Simulação – Filtros e Digital

Circuitos Práticos

24 Circuitos e Projetos de Fábrica

27 Controle de Luz por Toque

Microcontroladores

30 Medição de áudio com base no USB MSP430

Sensores

35 O mundo dos Sensores – Parte II

42 Padrões de Interfaceamento Digital

Componentes

49 Controlador de memórias DRAM utilizando CPLD

Eletrônica Aplicada

54 Microchip lança "Reference Design" de No-Break (UPS) Digital usando PIC

58 Detecção de Descargas Atmosféricas

62 Cuidado com Fontes de Equipamentos Industriais

Opinião

65 NVIDIA e o futuro do GPGPU

Índice de anunciantes

03 ..... Monitor
07 ..... Cika
11 ..... Microchip
13 ..... IR
15 ..... Metaltex
17 ..... Globtek
25 ..... Tato
25 ..... ALV
Capa 2 ..... Tyco
Capa 3 ..... Texas
Capa 4 ..... National

Seja Técnico em

Eletrônica

registrado no **CREA**



Formando-se a distância no Instituto Monitor

70 Monitor anos formando os melhores profissionais 1939 · 2009

Formei-me técnico enquanto trabalhava. Como viajo muito, não teria conseguido me formar nesse curso se não fosse por meio de uma escola a distância. Vocês estão de parabéns!

Ahirton Gonçalves
Mat. 19.893
Itapeva, SP



Confira as vantagens de estudar no Instituto Monitor.

Você:

- Faz a matrícula pelo correio, internet ou telefone, em qualquer época do ano;
- Estuda em lugar de sua escolha, no horário que quiser;
- Conta com o suporte de professores pelo Portal do Aluno - via mensagem eletrônica, por telefone, fax, carta ou pessoalmente na sede da Instituição;
- Escolhe a data para fazer os exames;
- Investe em seu futuro com economia e segurança;
- Conclui seu curso mais rapidamente;
- Conquista um Diploma com validade nacional.

Atos legais de credenciamento e autorização: Processo n. 004/2005 e Parecer n. 252/2005 do CEE-SP, publicados no DOE-SP em 30/07/2005. Atos legais de credenciamento e autorização: Parecer n. 26/2008 e do CEE-RJ, publicado no DOE-RJ em 13/08/2009. Atos legais de credenciamento e autorização: Parecer n. 675/2008 e Resolução n. 5068/2008 do CEE-PR, publicados no DOE-PR em 22/01/2009. Atos legais de credenciamento e autorização: Parecer n. 002 do CEE-SC, publicado no DOE-SC em 03/06/2009.

Conheça outros Cursos

CURSOS A DISTÂNCIA INSTITUTO MONITOR



SUPLETIVO DE ENSINO MÉDIO
Educação de Jovens e Adultos (EJA)



ELETRICISTA ENROLADOR

Formas de Estudo

- **PERSONALIZADO A DISTÂNCIA;**
- **PELA INTERNET (ONLINE);**
- **GRUPO DE ESTUDOS**
(veja detalhes no site)

AF 1002 14-SE

Matricule-se agora!

Atendimento Nacional
(11) **3555-1000**
www.institutomonitor.com.br
matricula@institutomonitor.com.br

Instituto Monitor 70 anos



Venha nos visitar:
Em São Paulo: Av. Rangel Pestana, 1105 – Brás/SP
No Rio de Janeiro: Rua Haddock Lobo, 219 – Tijuca/RJ | **Mais informações:** 0800-773-4455
Em Curitiba: Rua Vicente Machado, 181 – 1º andar – Centro/PR | **Mais informações:** 0800-773-4455

Lista de Materiais

"Sou assinante do portal Saber Eletrônica e gostaria de saber se vocês podem disponibilizar a Lista de Materiais das matérias:

- *Controle de Velocidade de Ventoinha com os Sensores Digitais de Temperatura STD75 ou STLM75, publicado na revista Saber Eletrônica Nº438;*
- *Medidor de Consumo de Energia, publicado na revista Saber Eletrônica - Nº434 - mar/09;*

Estou terminando minha monografia e preciso colocar estes dois circuitos na minha aplicação de Automação Residencial. Desde já, muito obrigado."

Carlos da Silva
Por email

Para ter acesso às listas de materiais desses artigos será necessário que você acesse os sites das empresas citadas a seguir:
O artigo "Controle de Velocidade de Ventoinha" é baseado em Application Note AN2680, da STMicro. Já o artigo "Medidor de consumo de energia" é baseado no Application Note da Analog Devices.



Saber Eletrônica nº 434



Saber Eletrônica nº 438

Acesso

"Senhores: gostaria de acessar o conteúdo da revista Saber Eletrônica que trata do assunto da qualidade da energia elétrica das edições de nº 342 e nº 343 de agosto de 2001. Como faço?"
Aguinaldo A. Silva
Por email

Prezados, sou assinante do portal da Saber Eletrônica e gostaria de acessar o artigo "Gerador de Pulsos para Testes de Controle", que se encontra na edição nº 395.
Nazilda C. Machado
Por email

O conteúdo da revista Saber Eletrônica se encontra no **www.sabereletronica.com.br**, para ter acesso a todas as informações basta assinar o portal enviando um email para **assinaturas@editorasaber.com.br.** As edições que você nos solicitou ainda não se encontram no portal, mas podemos disponibilizá-las impressas pelo site **www.novasaber.com.br.**

Sugestão

"Caros Srs., gostaria que me informassem qual a edição da revista Saber Eletrônica que trata sobre o circuito de um "Identificador de sequência de fases para motores elétricos de indução", que utiliza lâmpadas néon. Se positivo, favor informar o número da edição e o valor."
Marcos Feitosa
Por email

Prezado Marcos, infelizmente não temos artigo referente a esse assunto, mas agradecemos a sugestão que será analisada pelo nosso conselho editorial para as futuras edições.

Arquivo

"Estou procurando a revista Saber Eletrônica de n° 427, que não encontro no site para download e nem na banca de jornal. Preciso do arquivo. Agradeço desde já."
Geovane Castro
Por email

Caro Geovane, a revista Saber Eletrônica nº 427 é do mês de agosto do ano de 2008, só poderá ser adquirida pelo site **www.novasaber.com.br** ou acessando os artigos pelo nosso portal **www.sabereletronica.com.br**.

Colabore

Se você gosta de escrever e trabalha com desenvolvimento de projetos, manutenção industrial, prédios inteligentes, automação ou outro assunto em nossa área e pretende construir um bom currículo para manter sua empregabilidade em alta, mande a sua ideia para **artigos@editorasaber.com.br.**

Contato com o Leitor

Envie seus comentários, críticas e sugestões para **a.leitor.saberele tronica@editorasaber.com.br**.

As mensagens devem ter nome completo, ocupação, empresa e/ou instituição a que pertence, cidade e Estado. Por motivo de espaço, os textos podem ser editados por nossa equipe.

HOLTEK

microcontroladores FLASH de Baixo Custo

HOLTEK lança nova Série HT48FxxE Microcontroladores FLASH 8-Bit

Características:

- Arquitetura RISC - Ótimo Desempenho
- Memória de Programa **Flash de 1Kbyte a 8Kbytes**
- Memória de Dados RAM de 64 bytes a 224 bytes
- EEPROM de 128 bytes a 256 bytes
- Disponibilidade de 13 a 56 portas I/Os
- Encapsulamentos disponíveis: 18DIP/SOP, 20SSOP,24SKDIP/SOP, 28SKDIP/SOP, 48SSOP, 64QFP
- Excelente solução para aplicações em áreas de eletroeletrônicos segurança, automação industrial, automotiva, produtos de consumo e etc.

Memória de Programa FLASH Reprogramável até 100 mil vezes

REGULADORES DE TENSÃO LDO



Características Gerais

- Baixo Consumo de Corrente (2.2μA a 4μA)
- Tensão de Entrada (até 24V)
- Baixo Coeficiente de Temperatura
- Precisão na Tensão Saída: Tolerância +/- 2% ou 3%
- Encapsulamentos TO92, SOT23, SOT223, SOT25, SOT89

São ideais para aplicações em sistemas operados por bateria multi-células como câmeras, telefones móveis, games e etc.

Evento

Seminário dos produtos

HOLTEK

Realização : Cika Eletrônica
Data : 15 de Abril de 2010
Local : Transamérica Flat International Plaza - São Paulo-SP

Informações:
(11) 2693 6428
seminario@cikaeletronica.com

DETECTORES DE TENSÃO

Série HT70xx

Características Gerais

- Baixo Consumo de Corrente 4μA
- Tensão de Entrada (até 24V)
- Baixo Coeficiente de Temperatura
- Precisão na Tensão Saída: Tolerância +/- 3%
- Encapsulamentos TO92, SOT89



QUÁDRUPLO AMPLIFICADOR OPERACIONAL DE BAIXÍSIMO CUSTO

Microcontrolador HT9274

- Baixo Consumo de Corrente: 5mA
- Tensão de Entrada: 1.6V~5.5V
- Alta Impedância de Entrada
- Operação com fonte Simples
- Saída rail to rail
- Compatível com LM324/WT274 (14DIP)
- Encapsulamento 14 DIP
- Ideal para equipamentos tais como MP3, PDA, smartphone e etc.

Compatível com TDA1311

CONVERSOR D/A ÁUDIO STEREO 16-BIT

Microcontrolador HT82V731

- Baixo consumo de Corrente
- Frequências de Respostas Excelentes
- Tensão de Entrada: 2.4V~5.0V
- 2 Canais de Saída no mesmo Chip
- Faixa Dinâmica 16-Bit
- Baixa Distorção Harmônica
- Dados em Formato Complemento a 2, TTL
- Encapsulamento 8SOP
- Ideal para equipamentos tais como MP3, PDA, smartphone e etc.

Conheça todos os produtos
holtek.com

Cika Eletrônica
Seu Distribuidor de Componentes Eletrônicos
Tel.: 55 11 2693-6428
Fax: 55 11 2693-8805
vendas@cikaeletronica.com
www.cikaeletronica.com

Criptografia no Smartphone da Nokia



A empresa CryptoCell, especializada em sistemas de criptografia para celulares e *smartphones*, está lançando a nova versão de sua solução antigrampo, agora com suporte ao smartphone Nokia N97, com alguns aplicativos voltados para profissionais.

Na nova versão do antigrampo é introduzida nos aparelhos uma matriz criptográfica de 1024 bits que possui a codificação no padrão RSA, tornando-os resistentes contra qualquer escuta. A chave criptográfica é dinâmica, recriada a cada três segundos e acessada somente pelos aparelhos que estão instalados no Cryptocell durante a comunicação, expirando logo em seguida. A instalação é feita pela porta USB ou por *bluetooth*, essa tecnologia possibilita um comunicação ponto-a-ponto entre aparelhos que possuem a mesma solução.

Para acionar a ligação segura, o usuário necessita apenas pressionar a tecla pré-programada do aparelho e assim obter a tela do CryptoCell. Para o aparelho chamado, o aparecimento desta tela acontece de forma automática, avisando o usuário de que se trata de uma chamada protegida.

Mesmo com o sistema de criptografia instalado, os aparelhos podem ser usados normalmente para ligações abertas, o que dispensa o usuário da necessidade de um dispositivo dedicado para comunicações criptografadas.

Curtas

Consumo

A Eletrobrás e a Confederação Nacional da Indústria (CNI), vai começar a monitorar o consumo de transformadores industriais, um dos projetos está na aplicação do selo de eficiência energética em transformadores de redes de distribuição de energia, assim indica seus níveis de consumo, como ocorre nas residências com geladeiras e televisores.

O presidente da CNI, Armando Monteiro Neto, e o diretor de tecnologia da Eletrobrás, Ubirajara Meira, assinaram um acordo de cooperação técnica que executará programas de capacitação e qualificação para eficiência energética no setor industrial, no âmbito do Programa de Conservação de Energia Elétrica, o Procel Indústria.

O estabelecimento de índices mínimos de eficiência energética para os transformadores reduzirá as perdas técnicas de energia na rede de distribuição e, consequentemente, diminuirá a conta paga pelos consumidores.

Segurança

Na 5ª Feira e Conferência Internacional de Segurança Eletrônica, a ICS Brasil 2010, que será realizada nos próximos dias 14 a 16 de abril, no Expo Center Norte, a Bosch vai apresentar uma linha completa de soluções em segurança eletrônica para diferentes mercados verticais, além dos sistemas de sonorização profissional, que possibilitam a integração e aplicação para diversos segmentos: residencial, industrial, hotelaria, condomínios, petroquímica, mineração e órgãos públicos.

Um dos destaques que serão apresentados é o sistema de sonorização profissional CCS9000, composto de uma unidade central de controle com gravação em MP3 e microfones individuais de presidente e participantes, com alto-falante embutido, o sistema é ideal para uso em congressos, conferências e em reuniões. Além disso, o CCS900 permite interligar o sistema a soluções de teleconferência e videoconferência.

Seminário

No dia 15 de abril, em São Paulo, na Alameda Santos, 981 - Cerqueira César, próxima da estação do metrô Trianon na Av. Paulista, a representante dos produtos HOLTEK, a CIKA Eletrônica do Brasil, realizará o Seminário da Holtek, apresentando os novos produtos e as inovações tecnológicas com demonstração das ferramentas de desenvolvimento e aplicações práticas. Este seminário é voltado para técnicos, engenheiros, desenvolvedores, professores, estudantes e todos aqueles que têm interesse ou trabalham com projetos eletrônicos.

As inscrições podem ser feitas por *email*, e o valor é R$150,00 por participante, incluindo o almoço, coffee-break e estacionamento pelo período de 9 horas.

Cada participante receberá grátis um Kit de desenvolvimento para família MCU Flash/MTP da Holtek, mais uma assinatura anual do portal Saber Eletrônica.

Primeiro laboratório de colorimetria
de displays e LEDs do Brasil

Batizado de O DISCO Lab, é o novo laboratório de colorimetria do Instituto Nokia de Tecnologia (INdT), com capacidade para realizar ensaios de fidelidade de resposta cromática, luminância, contraste, não uniformidade, entre outras, o que é considerado o primeiro no Brasil.

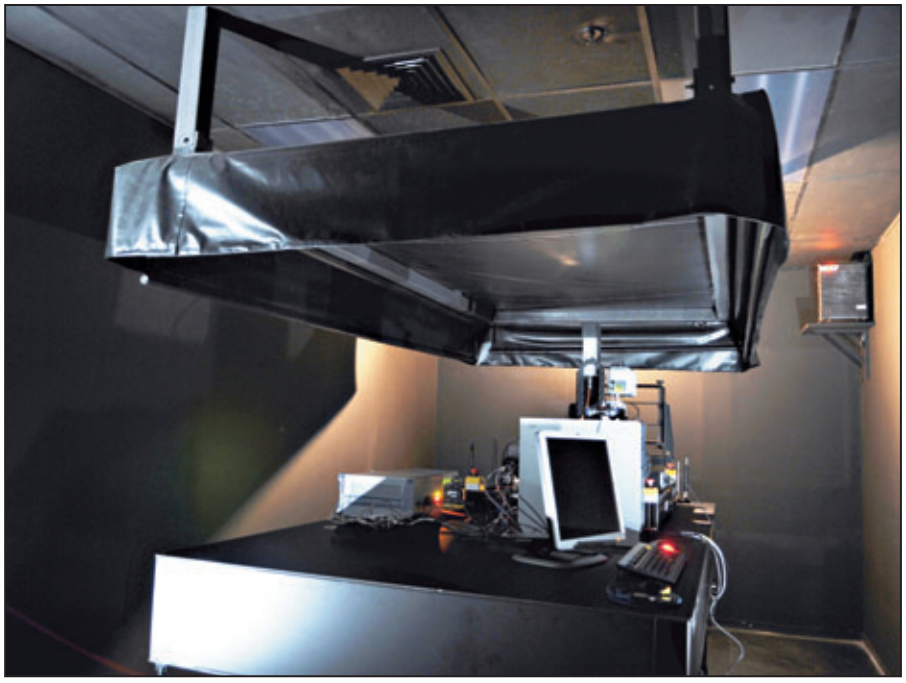
O objetivo é tornar o INdT uma referência em análise técnicas para esses produtos no país . Isso não só ajudará a atender uma demanda nacional como também vai aumentar a competitividade no segmento. Esses equipamentos podem analisar *displays* de até 17 polegadas, isso significa que o INdT poderá atender a clientes de segmentos variados, como o automobilístico, o eletromédico e o eletroeletrônico.

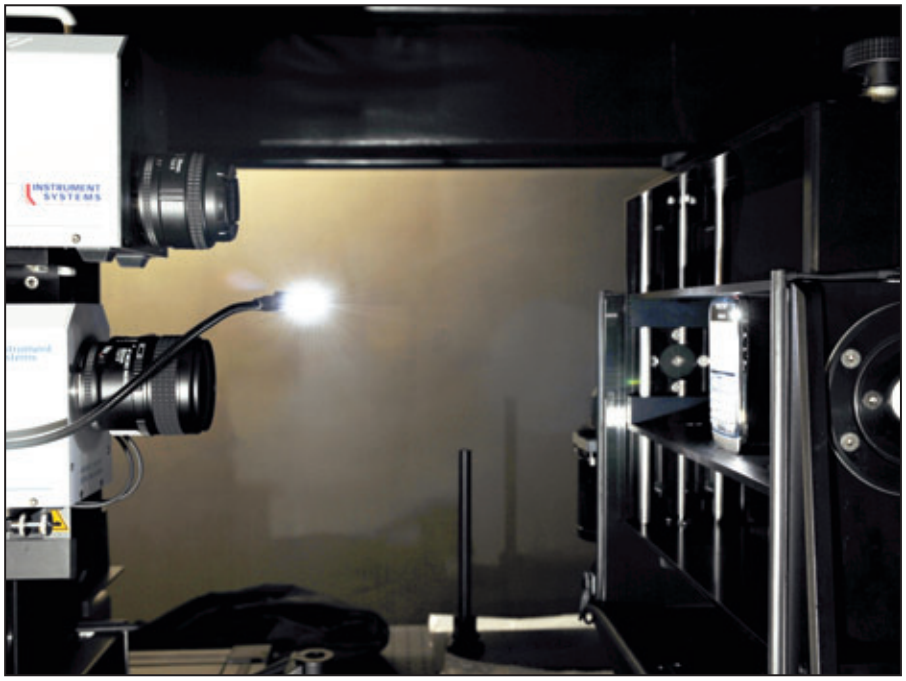
"Um dos objetivos é tornar o DISCO Lab um laboratório conveniado ao Instituto Nacional de Metrologia, Normatização e Qualidade Industrial (INMETRO) para certificar a qualidade de displays de aparelhos eletrônicos, com base em normas internacionais", afirma Jaro Pollanen, diretor da área de tecnologias de produto e manufatura do Instituto Nokia de Tecnologia.

Para alcançar esses objetivos, o Instituto já conta com a parceria do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CpqD), para desenvolver os métodos de testes em displays. O laboratório deverá atuar em duas frentes diferentes: ensaios de cores em monitores e displays e também na calibração de colorímetros e espectrofotômetros – equipamentos de medição relacionados à qualidade da cor de fontes que emitem luz ou informação.

Com o novo DISCO Lab será possível desenvolver tecnologias para reduzir custos e prazos de calibração de equipamentos. "Sabemos que hoje as empresas precisam recorrer a equipamentos de colorimetria fora do país. Contando com o serviço nacionalmente, tanto os prazos quanto os custos desses testes deverão ser reduzidos significativamente, aumentando nosso potencial competitivo. O novo laboratório configura-se como mais um passo ousado e inovador para o instituto, pois, além de oferecer um serviço de alto nível, o Instituto dará apoio à normatização do setor de displays de celular", conclui Pollanen.

Para mais informações, acesse **www.indt.org.br**





Copa do mundo aquece
mercado de TVs LCD

Com a chegada da Copa do mundo que será realizada na África, as lojas de eletroeletrônicos podem começar a comemorar. Uma pesquisa realizada pela empresa de consultoria DisplaySearch revela uma expectativa de crescimento de 68% nas vendas de TV LCD em 2010, e 51% nas de tela plana no mercado brasileiro.

A empresa aponta como motivo deste crescimento o evento da Copa, que aquece o mercado de quatro em quatro anos. Em 2009 mesmo com a crise, já registrava um aumento no mercado de TVs no mundo, somando um crescimento de 2%, já os painéis de LCD aumentaram 37%, segundo a própria consultora.

"Eventos como a copa do mundo se refletem no aumento sazonal da venda de televisores, mas não podemos esquecer que desta vez temos um salto tecnológico com as novas televisões em LED, com painéis IPS e, até mesmo 3D que, por si só, já são atrativos para os consumidores", explica Marcelo Zuffo, Professor Titular do Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos da Escola Politécnica da USP e um dos maiores especialistas em televisores LCD no Brasil.

Com esse aumento esperado nas vendas e a variedade de produtos disponíveis no mercado, os consumidores ficam cada vez mais exigentes e atentos na qualidade e alto desempenho dos aparelhos. Com a tecnologia IPS, a imagem se torna mais nítida e brilhante, além de não causar efeito embaçado, ou o chamado "efeito fantasma", uma das características frequentes nas tecnologias anteriores devido ao *afterimage* do objeto em movimento que ficava constantemente na tela. Além disso, os aparelhos cansam menos os olhos e ainda consomem pouca energia. Essa tecnologia pode ser encontrada no novo tablet IPad da Apple, por exemplo.

Produtos

Sensor de Imagem e Leitor de código de barras



O sensor de código de barras iVu BCR (1) pode ser posicionado em uma área perigosa com a unidade de exibição remota (2) instalada com segurança ao lado de outros controles.

A empresa Banner Engineering lançou versões com display remoto para aumentar a capacidade de seu Sensor de Imagem iVu TG e Leitor de código de Barras iVu BCR.

Foram desenvolvidas para aplicações em que o sensor deve estar posicionado em um lugar de difícil acesso, este novo equipamento permite a configuração e o monitoramento da inspeção a partir da posição do controle remoto.

Em uma situação em que o sensor precise ser posicionado dentro de uma máquina ou esteira elevada, com a unidade de controle adjacente a uma interface central entre a máquina e o operador, para facilitar o acesso deste. Um único display pode controlar e monitorar múltiplos sensores, diminuindo o custo total.

O sensor de imagem iVu TG monitora peças de acordo com o tipo, tamanho, orientação, forma e local. Inclui um sensor de similaridade (comparação) que determina se um padrão no item inspecionado corresponde à referência (programada), um sensor de área para detectar a presença ou ausência de uma determinada característica e um sensor de área que se ajusta com o movimento.

O iVu BCR lê todos os códigos lineares e DataMatrix (ECC200) comuns e inclui a capacidade de ler códigos múltiplos de tipos diferentes na mesma imagem.

Com uma interface de usuário intuitiva e uma tela de toque LCD, os sensores são fáceis de configurar e não exigem experiência em processamento de imagens nem um PC externo. Um *host* compatível com USB 2.0 facilita a atualização e realização de diagnósticos. Têm invólucros com classificação IP67 para utilização em ambientes industriais rigorosos. Há cabos e suportes de instalação disponíveis para todas as aplicações.

Existem aplicações para os novos sensores em diferentes setores, incluindo o automotivo, embalagens, manuseio de materiais, indústria farmacêutica, plásticos entre outros.

MICROCHIP

Linha PIC12F com 3,5kB de Memória Flash *Self-Write*



Características Principais:

- Itens de até 3,5K bytes de Memória Flash Self-Write;
- Linha de 8-14 pinos em packages super otimizados (3x3mm DFN);
- Periféricos como A/D de 10bits, Comparador, PWM e Vref para sistemas de controle em malha fechada;
- Oscilador Interno de 8MHz e 8 níveis de pilha (Stack);
- Suporte via compiladores Microchip Hi-Tech C®

Para saber mais acesse:

www.artimar.com.br/pic12f61x-saber

Representante Exclusivo

Artimar Since 1962

(11) 3231-0277

saber@artimar.com.br

Consulte nossa rede de distribuidores autorizados:

BEVIAN (11) 3437 7443 bevian@bevian.com.br

Farnell Newark (11) 4066-9400 vendas@farnellnewark.com

The Microchip name and logo, PIC and PICmicro are registered trademarks and Microchip are trademarks of Microchip Technology Inc. in the U.S.A. and other countries. All other trademarks are property of their respective owners. ©2010 Microchip Technology Inc. All rights reserved

Tecnologia NAND de 25 nanômetros

é lançado pela Intel e Micron

A Intel Corporation e a Micron Technology Inc. anunciaram a primeira tecnologia NAND de 25 nanômetros (nm) do mundo, que fornece uma solução com ótimo custo-benefício para o aumento da capacidade de armazenamento nos mais populares *gadgets* para consumidores, como smartphones, reprodutores de mídia e músicas, bem como nos novos *drivers* em estado sólido (SSDs) de alto desempenho.

A memória flash NAND armazena os dados e outras mídias contidas nos produtos eletrônicos de consumo, retendo a informação mesmo quando o equipamento é desligado. A busca rumo a processos NAND menores habilita o desenvolvimento contínuo e o lançamento de novos usos para a tecnologia. O processo de 25 nm não é apenas a menor tecnologia NAND, mas também a menor tecnologia de semicondutores do mundo.

Desenvolvido pela IM Flash Technologies (IMFT), a *joint venture* da Intel e da Micron para memória flash NAND, o processo de 25 nm produz 8 gigabytes (GB) de armazenamento em um único dispositivo NAND, criando uma solução de armazenamento de alta capacidade nos minúsculos gadgets para consumidores. Ele mede apenas 167 mm² -- pequeno o bastante para caber no furo do meio de um CD, mas que ainda assim conta com 10 vezes a capacidade para o armazenamento de dados do CD (um CD padrão armazena 700 megabytes de dados).

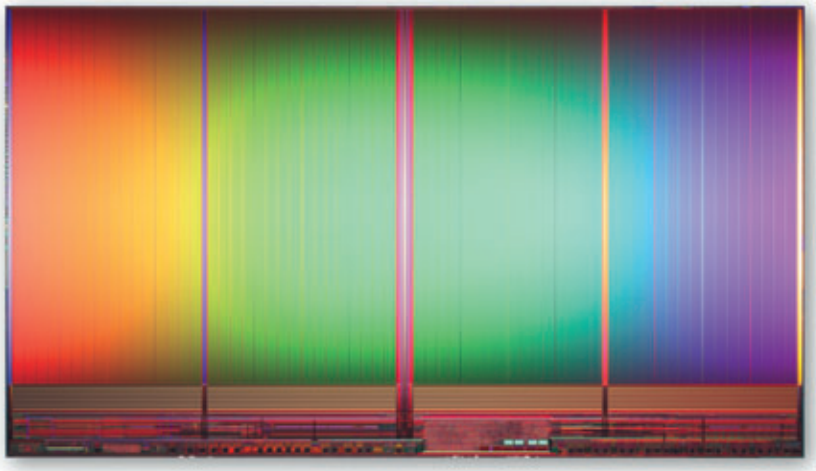
Com o objetivo e investimento comprometido para a pesquisa e o desenvolvimento da tecnologia NAND, Intel e Micron dobraram a densidade NAND praticamente a cada 18 meses, o que resulta em produtos menores, com melhor custo- benefício e maior capacidade. Intel e Micron formaram a IMFT em 2006, iniciando a produção com o processo de 50 nm, seguido pelo processo de 34 nm em 2008.

"Liderar toda a indústria de semicondutores com o mais avançado processo tecnológico é um feito fenomenal para a Intel e a Micron e esperamos ampliar os limites da escalabilidade ainda mais", afirmou Brian Shirley, vice-presidente do grupo de memória da Micron. "Essa tecnologia de produção habilitará benefícios significativos para nossos clientes por meio de soluções de mídia de maior densidade".

"Por meio do nosso investimento contínuo na IMFT, estamos obtendo liderança tecnológica e de manufatura que possibilita a solução mais confiável e com melhor custo-benefício em memória NAND", declarou Tom Rampone, vice-presidente e gerente geral do Grupo de Soluções NAND da Intel. "Isso ajudará a acelerar a adoção de soluções de driver em estado sólido para computação".

O dispositivo de 8 GB e 25 nm já está sendo testado e deverá entrar em produção em massa no segundo trimestre de 2010. Para os fabricantes de eletrônicos de consumo, o dispositivo fornece a maior densidade em uma única matriz *multi-level cell* (MLC) com 2 bits por célula, que utilizará o padrão *thin small-outline package* (TSOP). Múltiplos dispositivos de 8 GB podem ser utilizados em conjunto para aumentar a capacidade de armazenamento.

O novo dispositivo de 8 GB e 25 nm reduz o número de chips em 50 por cento, em comparação às gerações anteriores de processo, possibilitando designs menores e ainda assim com maiores densidades e melhores eficiências com relação aos custos. Por exemplo, um driver em estado sólido (SSD) de 256 GB agora pode ser habilitado com apenas 32 desses dispositivos (ao invés dos 64 anteriores), um smartphone com 32 GB precisa de apenas quatro e um cartão de memória de 16 GB requer apenas dois.





MOSFETs TO-247 com Ultra-baixo $R_{DS(on)}$

MOSFETs Canal N

Part Number	B_{VDSS} (V)	$R_{DS(on)}$ (mΩ)	I_D @ 25°C (A)	Qg typ (nC)
IRFP4004PBF	40	1.7	195*	220
IRFP4368PBF	75	1.85	195*	380
IRFP4468PBF	100	2.6	195*	360
IRFP4568PBF	150	5.9	171	151
IRFP4668PBF	200	9.7	130	161
IRFP4768PBF	250	17	93	180

* Baseado em informações compiladas em Outubro 2008
**Limite do Encapsulamento



A nova família de MOSFETs TO-247 da IR gera um aumento de 50% de performance comparado a outos MOSFETs disponíveis no mercado. Devido ao baixo $R_{DS(on)}$, os novos mosfets TO-247 podem extender a vida útil de baterias em aplicações de controle de motor, melhorar a eficiência em inversores e No-breaks, e atender a performance em Amplificadores de áudio classe D de alta potência.

Aplicações

- Amplificadores Audio Classe D
- Fontes de Alimentação
- Motores DC
- Inversores DC-AC
- No-breaks
- Aplicações Industriais

Características

- Ultra-Baixo $R_{DS(on)}$
- Alta capacidade de corrente
- 40V a 250V em encapsulamento TO-247
- RoHS e qualificação MSL1

Your FIRST CHOICE for Performance

for more information call 1.800.981.8699 or visit us at www.irf.com

Representante Exclusivo:
Artimar Since 1962
(11) 3231 0277
ir@artimar.com.br www.artimar.com.br

Distribuidores
BVA BEVIAN
(11) 3437 7443
bevian@bevian.com.br
www.bevian.com.br

TT BRASIL SEMICONDUTORES
(11) 5545 9400 | contato@ttctbrasil.com.br | www.ttctbrasil.com.br

Totality SEMICONDUTORES
(11) 3933 9999 | contato@totality.com.br | www.totality.com.br

International
IOR Rectifier
THE POWER MANAGEMENT LEADER

Wireless Power Transmission:

Transmissão de energia sem fio

Renato Paiotti

Carregadores de bateria por indução já estão no mercado para alguns tipos de aparelhos, mas sua viabilidade em outros dispositivos parece promissora ou necessária. Conheça um pouco dessa tecnologia sonhada por Tesla e outros mil fabricantes e usuários de produtos eletrônicos

Tendo a humanidade descoberto os benefícios da energia elétrica, todos os aparelhos criados dependem da conexão com as usinas geradoras de energia, ou seja, com a tomada. Com o aprimoramento das pilhas e baterias foi possível tornar os aparelhos móveis, mesmo que por um intervalo de tempo. Isso não é novidade, principalmente para aqueles que nasceram numa época em que as pilhas já existiam.

Pensar num mundo sem fios é muito bom, mas como carregar a bateria de um celular sem conectarmos a fonte? Diversos cientistas contribuíram para que esta tecnologia fosse viável nos dias atuais, onde temos diversos aparelhos que se utilizam deste recurso. O próprio Nichola Tesla buscava uma forma de transferir energia pelo ar, o que serviu de base para as antenas transmissora.

Os carregadores *wireless* podem carregar baterias por aproximação, e quanto menor a distância maior o rendimento.

Podemos imaginar a seguinte cena: você chega ao seu local de trabalho e coloca o seu celular sob a mesa e ele começará a carregar a bateria, isso porque o carregador está embaixo da mesa. Como o sistema de transmissão de energia se dá através da indução, é possível colocar mais de um aparelho para carregar ao mesmo tempo.

A lógica do sistema é bem simples: temos uma bobina que recebe a carga elétrica e gera o campo magnético induzindo outra bobina, só que esta no aparelho que contém a bateria a ser carregada, veja na **figura 1** uma representação básica da tecnologia.

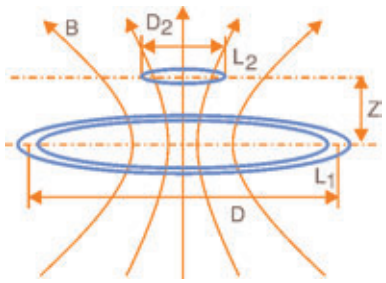
Esta bobina, que se encontra no aparelho que irá converter a indução em energia, é menor que a bobina que gera o campo, porém como é possível ver no gráfico da **figura 2**, quanto mais próximo o diâmetro da bobina 1 estiver da bobina 2, melhor será o aproveitamento da carga, e, portanto, quanto maior a diferença entre o diâmetro da bobina 1 da bobina 2 menor a eficiência (rendimento).

Neste mesmo gráfico temos a queda da eficiência referente à distância entre as bobinas, veja que a área de eficiência plena é bem curta. Quanto melhor o material empregado nas bobinas, melhor será a eficiência e menor será o consumo. Um outro fator que interfere na eficiência da indução é o grau de inclinação em que as bobinas se encontram uma da outra, quanto mais paralelas estão maior é a eficiência.

No gráfico da **figura 3** podemos observar a perda da qualidade do fluxo magnético que a bobina receptora capta em relação à posição da bobina transmissora, tanto em distância com o em deslocamento lateral.

Carregadores sem fio X Carregadores com fio

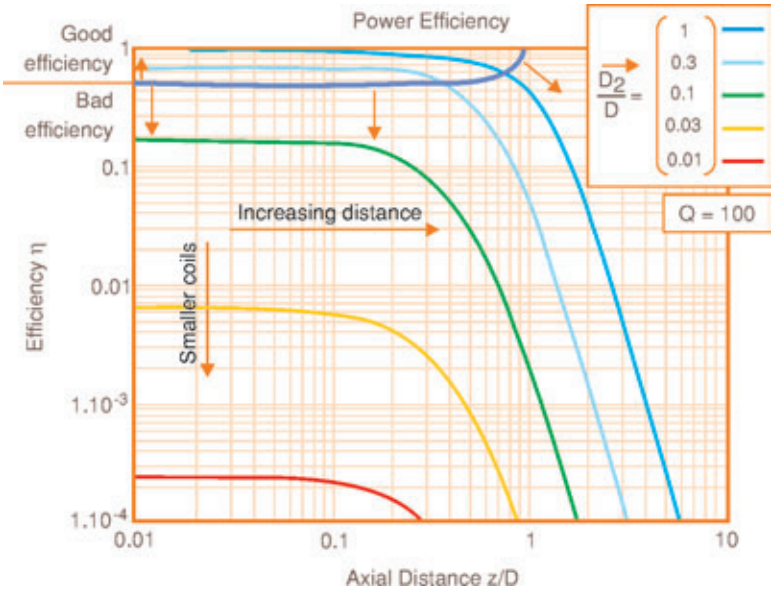
O melhor condutor de energia ainda é o fio de cobre, e mesmo que outros elementos sejam melhores condutores, o cobre é o mais viável economicamente. Porém, se levarmos em conta que um carregador que está em *standby* sem a carga, tem um consumo estimado de 0,12 W, ao carregarmos a bateria por 1 hora teremos um consumo de 2,8 Wh. Se deixarmos o carregador ligado 23 horas com um consumo de 0,12 W teremos uma média de 2,8 Wh. Se considerarmos que um carregador wireless tenha a



F1. Arranjo típico de um Sistema de Transferência de Potência acoplado indutivamente.

mesma eficiência, seu rendimento valerá a pena se tivermos 2 aparelhos sendo carregados.

Os carregadores sem fio são aplicados aos produtos que não podem ter contatos externos, os quais podem dar choques ou oxidar-se, tais como escovas de dente elétricas, lanternas ou aparelhos de mergulhadores, ou aparelhos com contatos com fluidos corpóreos.



F2. Rendimento de Potência para um Sistema de Transferência de Potência Indutiva.

Interfaces a relé

METALTEX

Bornes utilizados como acopladores, comutando cargas não suportadas pelos circuitos de comando em painéis elétricos e automação industrial em geral. Arranjos de contatos disponíveis: 1NA (Q1A),1NF (Q1B), 1 reversível (Q1R ou QE1R), 2NA (Q2A), 2NF (Q1B), 2 reversíveis (Q2R) ou 1NA + 1NF (Q1A1B). Além dos modelos eletromecânicos, há a opção de interfaces com saída tipo estado sólido podendo comutar cargas de 2A – 240VCA no modelo QA1A e 2A – 3 a 52VCC no QC1A. Podem ser alimentados ou acionados com 12VCC, 24VCA/CC, 48VCA/CC, 110-127VCA/CC e 220-240VCA/CC (de acordo com o modelo). Possuem tamanhos reduzidos, possibilitam montagem direta em trilho DIN (TS32 ou TS35), incorporam LED indicador de acionamento.

Q



Outra alternativa facilmente aplicável em painéis para comutação de cargas é através dos relés miniatura de potência da linha JX/JSC com soquetes para fixação em trilho DIN*. Estes possuem a mesma versatilidade dos bornes Q, porém podem ter o seu relé facilmente substituível. São 6 modelos para diferentes capacidades:

JX1 com 1 contato reversível para comutações até **16A**/250VCA
JXA com 1 contato reversível para comutações até **12A**/440VCA
JXC1 com 1 contato reversível para comutações até **10A**/277VCA
JXC2 com 2 contatos reversíveis para comutações até **5A**/277VCA
JX2 com 1 contato reversível para comutações até **5A**/440VCA
JSC relé de estado sólido para comutações até **2A** em 3~52,8VCC

JX / JSC



*Para instalação com TS32 ou TS35, adquira o soquete da linha PRT7 compatível.

O PRZ é um sistema modular de design compacto, composto por relé e soquete, com quatro versões: Com contato de prata/níquel (AgNi), para comutações de cargas em geral até 6A@250VCA/30VCC. Com contato de prata/níquel com ouro (AgNi+Au), indicada para aplicações em instrumentação ou para comutação de sinais de baixa corrente, baixas tensões e sinais de sensores de temperatura, entre outros. Com saída estado sólido para comutação de cargas de até 2A/380VCA ou 4A/24VCC.
A montagem em trilho DIN devido a *largura de 6,2mm* proporciona uma grande economia de espaço no painel. Estão disponíveis nas tensões de acionamento de 12, 24, 48, 110, 220 VCA/VCC.
Além dos módulos prontos são vendidos separadamente os relés da linha JZ e os soquetes PRT8.



PRZ

www.metaltex.com.br
São Paulo: (11) 5683-5706

CAMPINAS: (19) 3741-3590
ESPIRITO SANTO: (27) 3340-7967
GOIÁS: (62) 3249-2474
MINAS GERAIS: (31) 3384-9476
PARANÁ: (41) 3357-3370
PERNAMBUCO: (81) 3342-0235
RIO DE JANEIRO: (21) 3872-3227
RIO GRANDE DO SUL: (51) 3362-3652
SANTA CATARINA: (47) 3435-0439

Os efeitos sobre a saúde

Para todo invento existem algumas normas, e para este não poderia estar de fora pelo motivo de estarmos induzindo a uma certa frequência um campo magnético e, assim como os aparelhos celulares, devem passar por uma bateria de testes para ver se atende as normas mundiais de saúde. Baseando-se nos estudos e normas do ICNIRP (*International Commision on Non_Ionizing Radiation Protection*), a densidade da corrente enviada deve estar dentro da norma para não prejudicar o usuário.

Na **figura 4** temos um gráfico que mostra as taxas de absorção de watts por kg em relação a frequência e densidade da corrente. Sem estas restrições poderíamos criar um enorme transmissor de energia para alimentar qualquer aparelho numa sala, por exemplo, mas isso seria prejudicial à saúde das pessoas que ficassem dentro desta área.

Blindagem

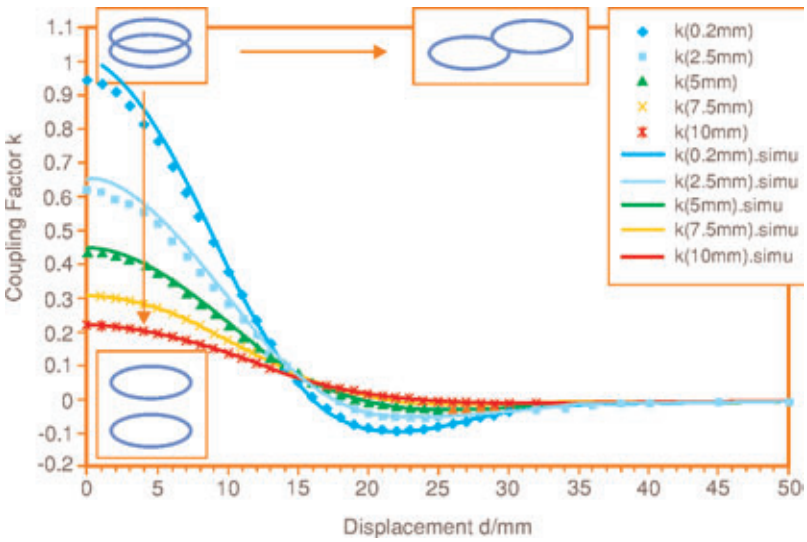
Como o campo magnético criado pelo transmissor não se limita à indução do receptor e, sim, a partes metálicas adjacentes a ele, uma blindagem é importante para esta transmissão de energia. Outro evento indesejado seria a interferência com outros aparelhos e o aquecimento das baterias.

Para proteger um sistema das baixas frequências temos a utilização de materiais permeáveis que desviam o fluxo magnético, e das alta frequências com a geração de um fluxo inverso . Como o fluxo tende a encontrar o material que oferece menor resistência ferromagnética, o campo magnético que é emitido acaba desviando-se. Para obter este efeito o ferrite tem que ser bem grosso, porque senão a fuga será grande, conforme é possível observar na **figura 5**.

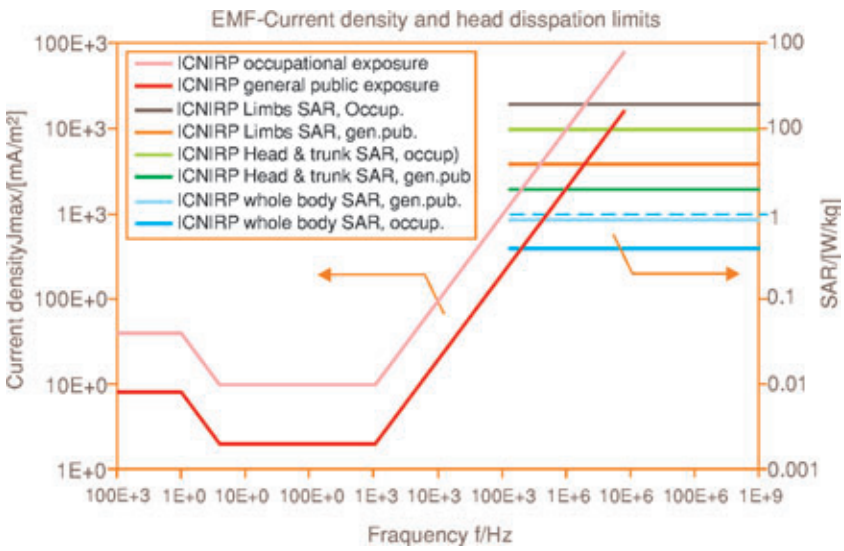
Uma alternativa para evitar as fugas é adicionar uma faixa de cobre junto ao ferrite. Desse modo a faixa de cobre neutraliza o efeito de fuga do ferrite, conforme pode ser visto na **figura 6**.

Conclusão

Se pensarmos em termos de eficiência energética, daremos créditos aos carregadores com fio, mas devemos lembrar de outros fatores que não levamos em consideração como, por exemplo, o fato de termos apenas um carregador de bateria sem fio para diversos tipos de aparelhos, uma vez que temos apenas um carregador de bateria e não é necessário dispensar recursos para a fabricação de diversos carregadores, isso envolvendo recursos naturais e energia para a fabricação, bem como o transporte destes para os pontos de vendas, e na ponta final do processo o lixo tecnológico gerado pelas trocas de tecnologias. Outro fator seria a durabilidade do carregador, pois enrolar o fio quan-



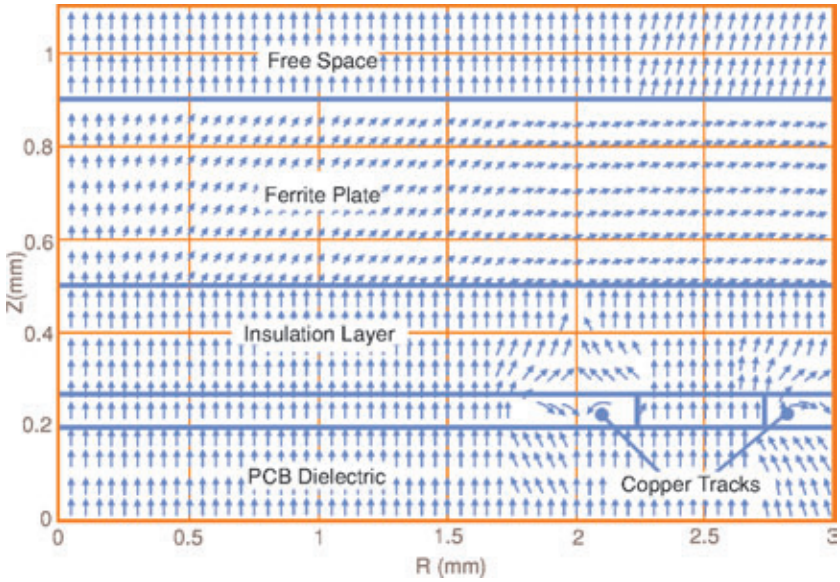
F3. Fatores de acoplamento calculados (linhas) e medidos (pontos) para 2 bobinas planas com diâmetro de 30 mm.



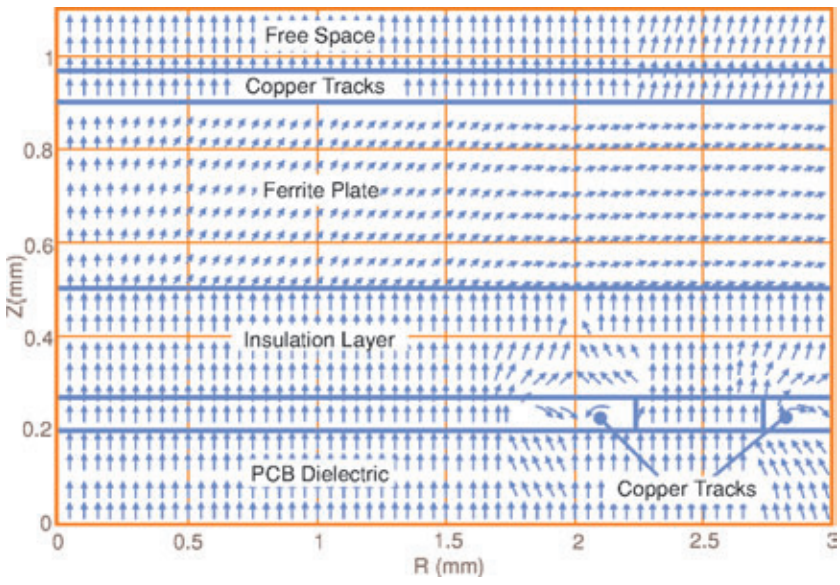
F4. Limites de EMF, restrições básicas conforme o ICNIRP.

do não for utilizado e desenrolar quando for usar, quebra os finos fios de cobre, tendo que inutilizar todo o carregador.

A necessidade de melhorias força a busca por novas tecnologia, porém os fatores humanos e financeiros os viabilizam ou condenam. Os carregadores por indução consistem numa necessidade para um mundo sem fios, mas muito ainda temos que fazer para alcançar a melhor eficiência e o menor impacto na saúde e no meio ambiente.



F5. Sistema blindado com placa de ferrite.



F6. Sistema Blindado com folha de cobre e placa de ferrite.

Soluções em Energia para a Indústria de Equipamentos Médicos e TI

Projetos Personalizados a partir de um modelo Padrão.
Projeto & Desenvolvimento Personalizados.
Time-to-Market reduzido.



ENERGY STAR PARTNER

25 Anos de Mercado 1984-2009



Garantia de 5 Anos

RoHS



GlobTek®
sales@globtek.com
+1.201.784.1000
+1.201.784.0111
www.globtek.com
CERTIFICADO ISO 9001:2000
CB EISA CEC

Erros de medidas em Multímetros Digitais

Ao contrário do que muitos pensam, os multímetros digitais também estão sujeitos a erros. Esses erros podem ocorrer nas medidas de correntes DC, correntes AC, e quando os multímetros possuem recursos mais avançados, na medida de frequências e períodos.

Veja, neste artigo, como eliminar ou reduzir esses erros. O artigo foi baseado em documentação da Agilent Technologies

Newton C. Braga

Nos multímetros digitais comuns, a medida das intensidades de corrente é feita introduzindo-se no circuito um resistor de baixa resistência através do qual a corrente a ser medida flui. Mede-se então a queda de tensão nesse resistor, conforme mostra a **figura 1**.

No entanto, neste caso é preciso considerar inicialmente dois fatores que podem afetar os resultados das medidas.

O primeiro é que, por mais baixa que seja a resistência interna sobre a qual se mede a tensão, ela não é desprezível, e com isso afeta a corrente que está sendo medida. O segundo é que deve-se considerar a presença dos cabos que ligam as pontas de prova e que, quando comparados com a resistência interna do instrumento, não têm uma resistência desprezível.

Para as medidas de resistências também devem ser considerados os erros introduzidos pela resistência dos cabos e outros que serão analisados a seguir.

Efeitos da Dissipação de Potência

Na medida de resistências, o instrumento faz circular uma corrente pelo dispositivo. Assim, no caso de resistores deve-se tomar cuidado para que a corrente usada pelo instrumento na medida não eleve sua temperatura a ponto de afetar sua resistência. Isso pode ocorrer com resistores que tenham coeficientes de temperatura elevados, conforme sugere a **figura 2**.

Veja na **tabela** dada a seguir **(1)**, algumas correntes empregadas pelos instrumentos em diversas escalas e quanto de potência um dispositivo sob teste (DUT) dissipará a plena escala.

Efeitos do tempo de acomodamento

Quando se mede uma resistência num circuito, deve-se considerar que o circuito em que ela se encontra e mesmo os cabos representam a presença de uma certa capacitância.

Dessa forma, há um certo tempo necessário para que a corrente no dispositivo em teste se estabilize, justamente devido a essa capacitância. Em alguns casos, essas capacitâncias podem chegar a valores tão altos quanto 200 pF.

Assim, ao se medir uma resistência acima de 100 kohms, os efeitos da capacitância do circuito e do cabo já se fazem sentir, exigindo que haja um certo tempo para que a medida se complete.

Os erros de medida poderão então ocorrer caso não se espere esse acomodamento, quer seja no instante em que se realiza a medida, quer seja quando se muda de faixa.

Medidas de Altas Resistências

Quando se medem resistências elevadas podem surgir erros devido a fugas que ocorrem na própria sujeira da placa ou no isolamento dos componentes, conforme ilustra a **figura 3**.

É importante manter limpa a parte do circuito em que medidas de resistências elevadas devam ser feitas. Lembramos que substâncias como o *nylon* e filmes de PVC são isolantes relativamente pobres, podendo causar fugas num circuito afetando assim a medida de eventuais resistores ou outros componentes de valores muito altos.

Para que se tenha uma ideia, um isolador de *nylon* ou PVC pode afetar em 1% a medida de um resistor de

1 Mohms, em condições de umidade algo elevadas.

Esse tipo de problema é muito comum quando se testa resistores de foco de monitores de vídeo e televisores. O valor medido pode estar "abaixo do normal" devido à sujeira acumulada, atraída pela alta tensão do próprio cinescópio.

Queda de Tensão

Um outro erro introduzido nas medidas de corrente é devido à tensão de carga do circuito em série. De acordo com a **figura 4**, quando um instrumento é ligado em série com um circuito, um erro é gerado pela tensão que aparece no resistor interno e dos cabos das pontas de prova.

Os mesmos erros são válidos para o caso em que correntes alternadas são medidas. Entretanto, em medidas de corrente alternada, os erros devidos à carga representada pelo instrumento são maiores, pois temos as indutâncias dos elementos internos do circuito a serem somadas.

Erros nas medidas de frequência e período

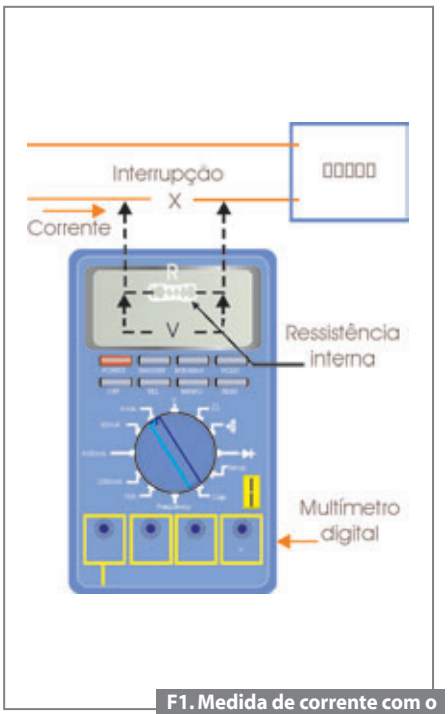
Os erros nessas medidas ocorrem principalmente quando sinais de baixas intensidades são analisados.

A presença de harmônicas, ruídos e outros problemas pode afetar as medidas. Os erros são mais críticos nos sinais lentos.

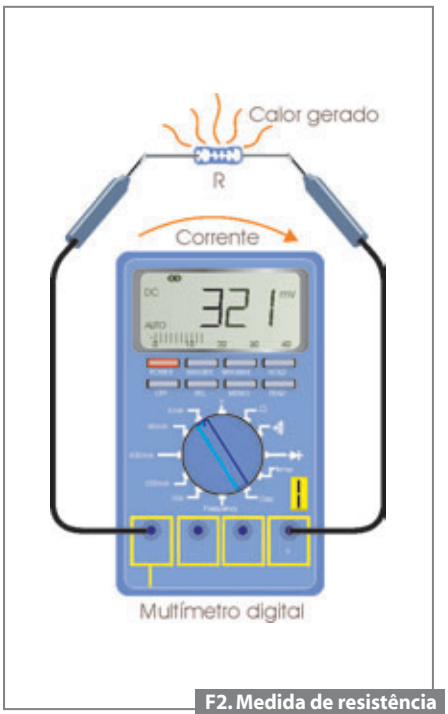
Conclusão

Ao realizar medidas de resistências, correntes e tensões com um multímetro digital é preciso levar em conta que a precisão das medidas também dependerá do modo como o instrumento é usado. Além disso, é necessário conhecer as suas características para entender a possibilidade de que eventuais diferenças de leituras possam ocorrer.

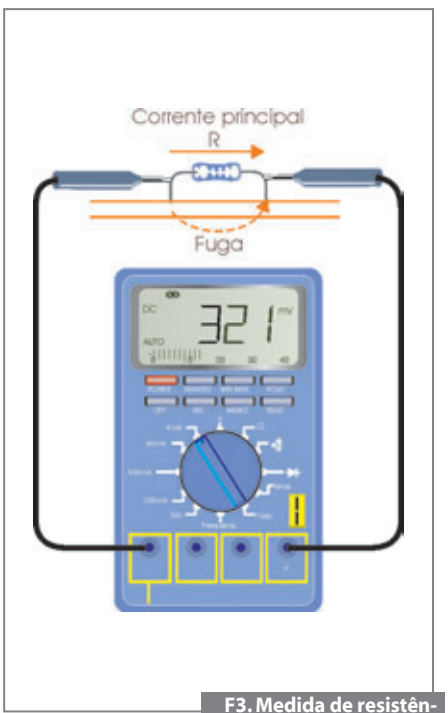
Não basta encostar as pontas de prova em um circuito e acreditar totalmente na indicação que o instrumento dará. É preciso saber o que está acontecendo no circuito e principalmente no instrumento, para ver se ele não está sendo "enganado" e passando o resultado enganoso ao operador.



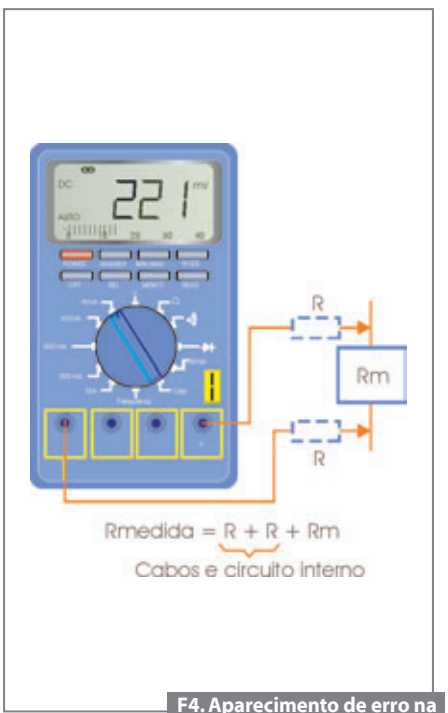
F1. Medida de corrente com o multímetro digital.



F2. Medida de resistência com multímetro digital.



F3. Medida de resistências elevadas.



F4. Aparecimento de erro na medida de correntes.

Faixa	Corrente de Teste	Dissipação do DUT à plena escala
100 ohms	1 mA	100 µW
1 k ohms	1 mA	1 µW
10 k ohms	100 µA	100 µW
100 k ohms	10 µA	10 µW
1 M ohms	5 µA	30 µW
10 M ohms	500 nA	3 µW

F4. Correntes usadas em diversas escalas e as potências em plena escala.

LTSpice Simulação: Filtros e Digital

"Tenho que fazer um filtro passabaixa com a frequência de corte em 1 kHz". Depois de escutar essa frase, normalmente efetuamos alguns cálculos e nos dirigimos para a protoboard. Espere, antes de "sujarmos nossas mãos", vamos até o computador para fazer algumas simulações e observar o comportamento do filtro e então ajustá-lo para nossa aplicação

Bruno Muswieck
bruno@eletroesters.com.br

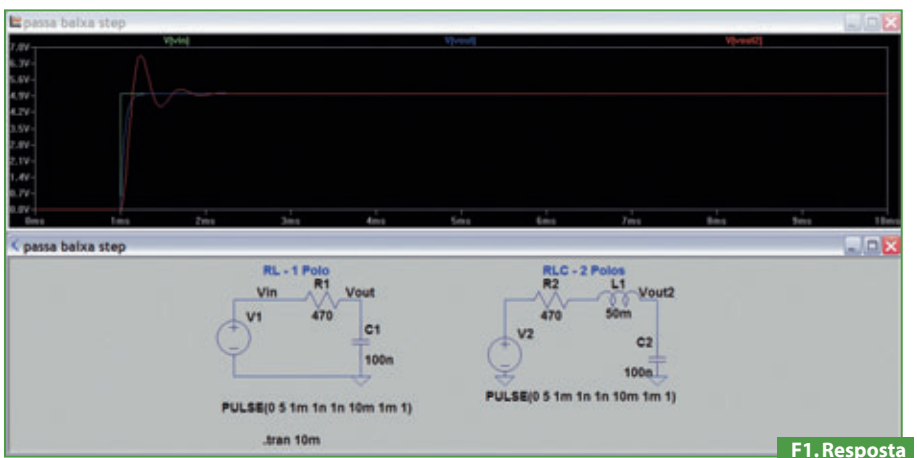
Neste artigo abordarei um pouco mais alguns tipos de simulações utilizando o filtro passabaixa, e a seguir mostrarei os filtros passabanda e alta. Para não deixar triste o pessoal da área digital, veremos também alguns circuitos com transistores e o famoso 555. Explicações básicas de montagem dos circuitos e simulações podem serem vistas no artigo LTSpice Simulação – Filtros, publicado na edição nº 455.

Resposta ao Degrau e ao Pulso

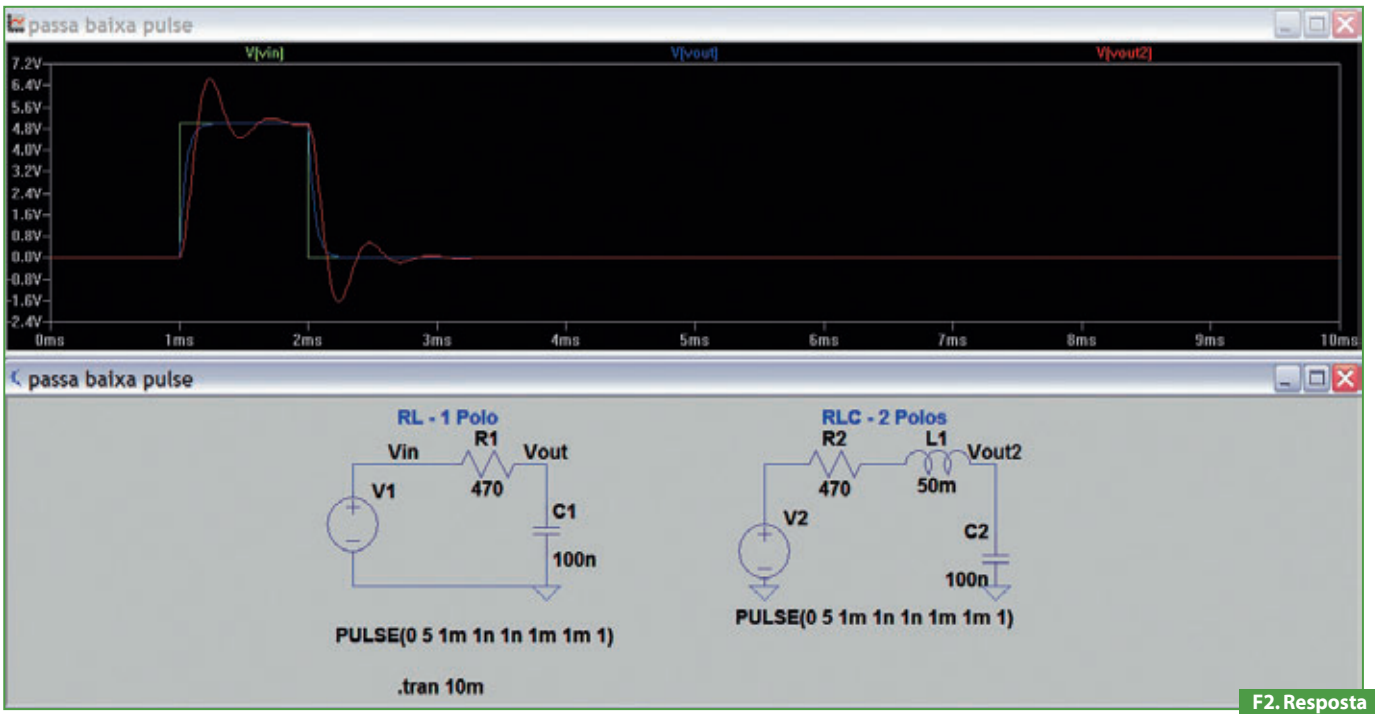
"A resposta ao degrau" de um circuito, bem conhecida na Faculdade nas cadeiras de Controle, nos informa o comportamento do mesmo a um estímulo recebido que vai de 0 (zero) a 1 em um período curto de tempo. Com isso podemos verificar como nosso circuito responderá, ou seja, o tempo de resposta e a estabilidade.

Monte o circuito de acordo a **figura 1**, e configure V1 e V2 de acordo com a configuração do *Pulse* (descrito no artigo anterior LTSpice Simulação – Filtros, publicado na edição anterior.).

O circuito da esquerda é um passa-baixa de 1 polo e o da direita um de 2 polos, no gráfico a linha verde é o degrau, azul é a resposta do filtro de 1 polo e a vermelha é de 2 polos. Podemos verificar que o tempo de estabilização é de 1,29 ms (aproximadamente) para de 1 polo e para o de 2 polos é de 2,4 ms. Outra informação no filtro de 2 polos é o aparecimento de *overshoot* e *ringing*, problemas que dependendo aplicação podem não existir.



F1. Resposta ao degrau.



F2. Resposta ao pulso.

Na **figura 2** foi modificada apenas a configuração das fontes para gerar um estímulo de pulso.

Nesse estímulo podemos verificar a resposta da mudança do sinal de valor determinado a 0 (zero). Com esta simulação é possível verificar que a resposta do filtro de 2 polos gera um *overshoot* negativo, uma informação muito importante.

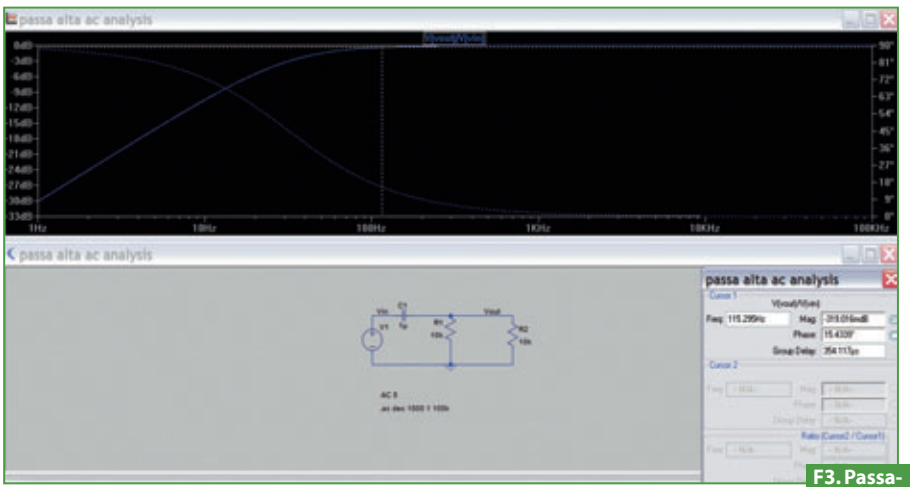
Passa-alta e Passabanda

Para os filtros passa- alta e passabanda iremos fazer análise AC. A **figura 3** mostra a resposta do passa- alta, que é calculado da mesma forma que o passabaixa, porém as frequências baixas são atenuadas.

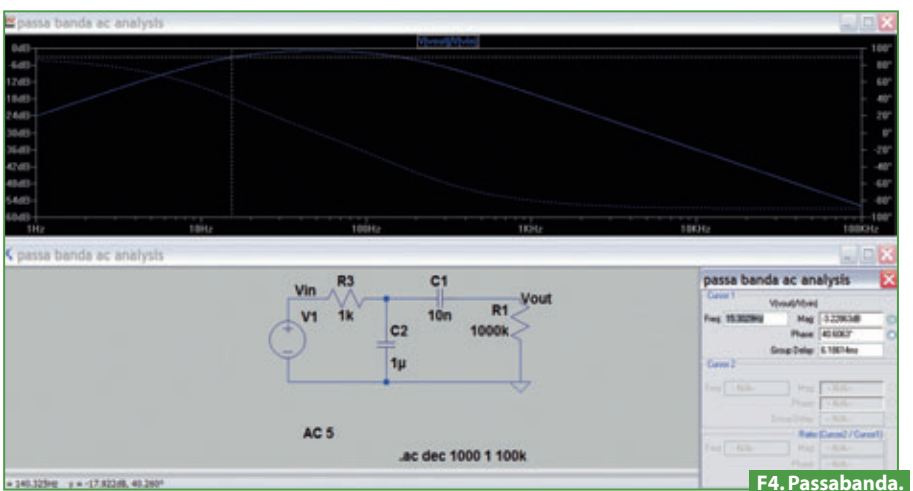
$$f_c = \frac{1}{2.\pi.R.C}$$

Como explicado no artigo anterior, o que nos interessa é a relação do sinal de entrada e saída, e para isso devemos modificar o gráfico do simulador para *V(vout)/V(vin)*. A resposta do passa- alta nada mais é do que o inverso do passa baixa, ou seja, passa as frequências altas e atenua as baixas.

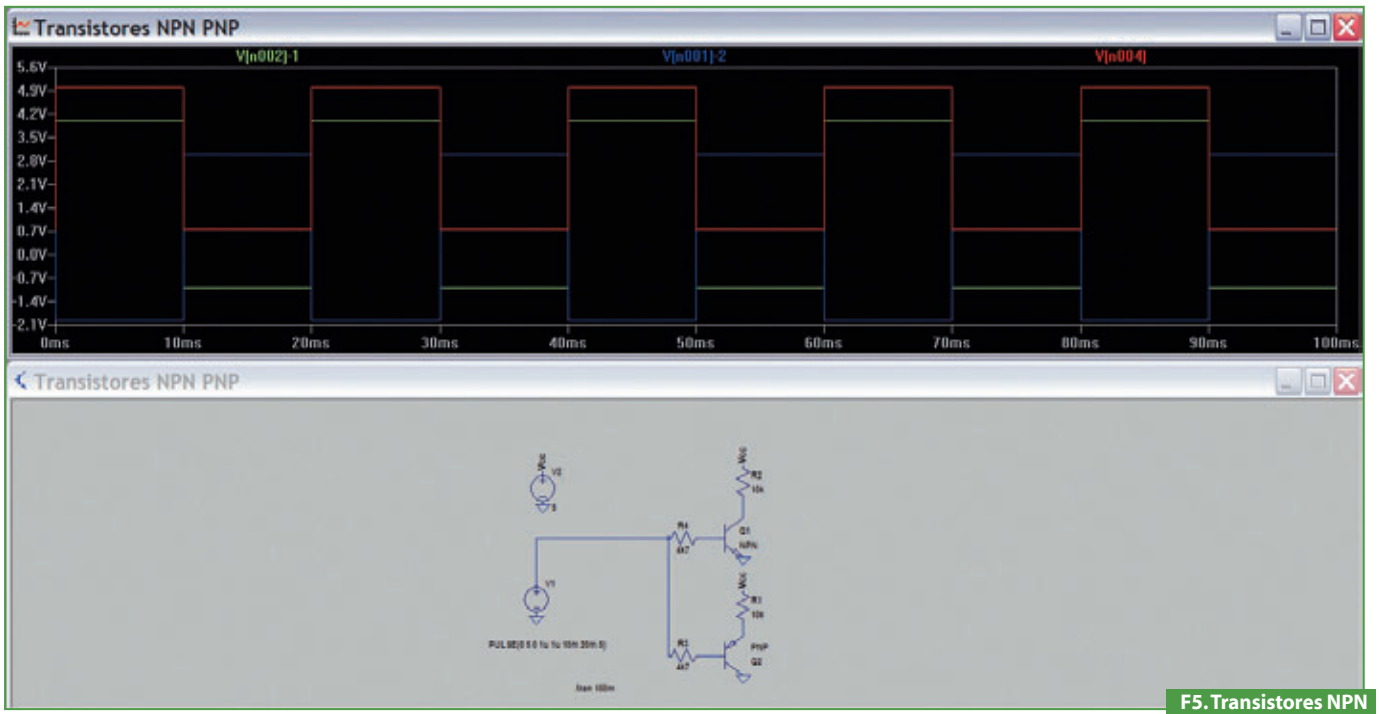
Na **figura 4** é o filtro passabanda formado por um passabaixa e um passa-



F3. Passa-Alta.



F4. Passabanda.



F5. Transistores NPN e PNP.

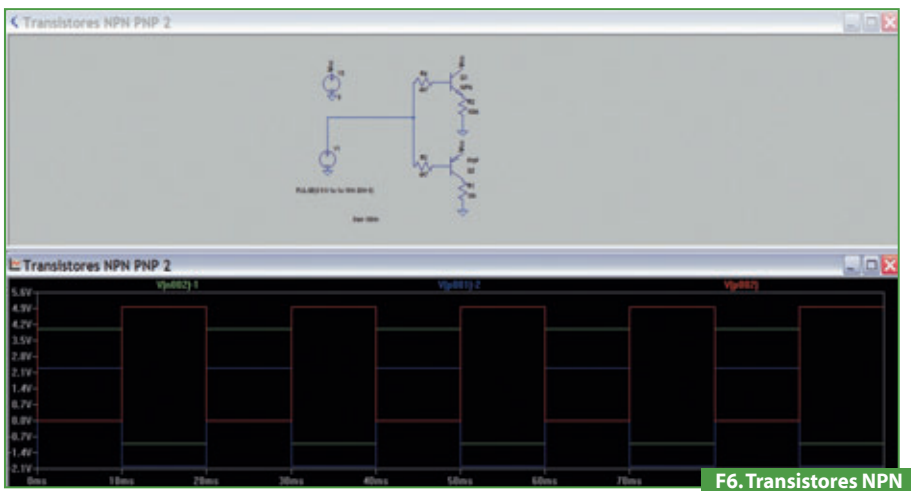
alta, configurados para 159 Hz e 15,9 Hz respectivamente. Pode ser visto que no intervalo destas frequências é a menor atenuação.

Transistores

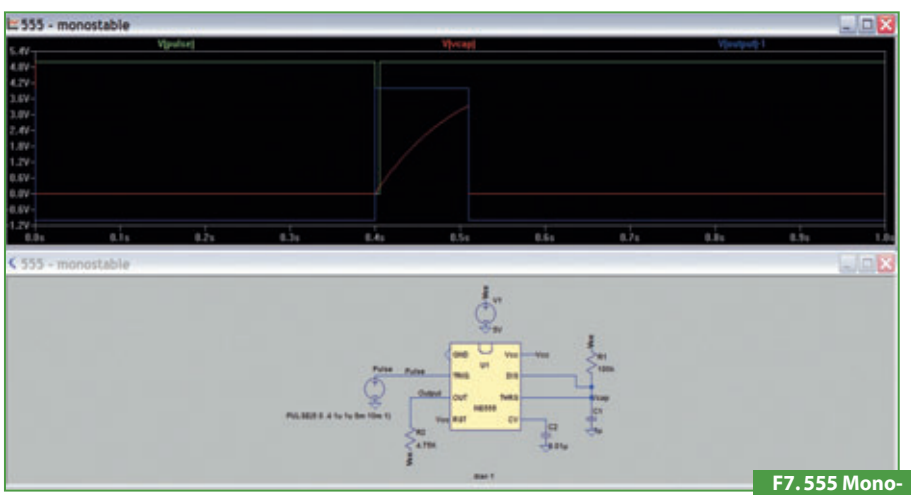
Mudando agora, e indo para o mundo digital, vamos simular os transistores bipolares do tipo NPN e PNP, que são muito utilizados no chaveamento de cargas, interfaces, lógicas, etc. Com isso podemos ver que o LTSpice não é uma ferramenta apenas para "pessoas analógicas".

Na **figura 5** é a simulação com os dois transistores NPN (Q_1) e PNP (Q_2), onde adicionamos duas fontes, uma é o pulso que está ligado na base dos transistores e a outra é a tensão constante que está ligada nos resistores R_1 e R_2. Os *probes* foram colocados no coletor do NPN (azul) e no emissor do PNP (vermelho) e é possível verificar que o NPN inverte o sinal e o PNP é o mesmo sinal de entrada, menos a queda de tensão do emissor-coletor, 0,7V.

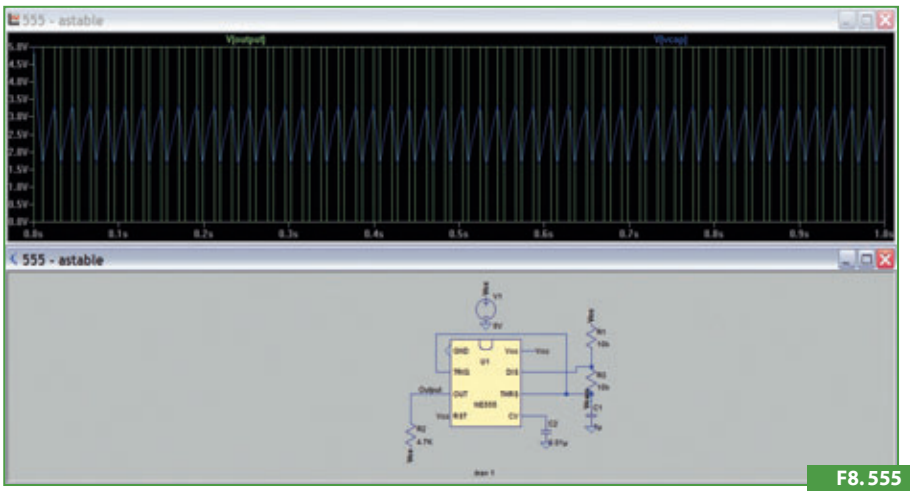
No pulso, linha verde, no nome está escrito V(n002)-1, o -1 significa que o sinal no gráfico é subtraído de 1 volt, da mesma forma a linha azul é subtraída de 2 volts. Isto é usado para podermos ver melhor os três sinais de interesse no mesmo gráfico.



F6. Transistores NPN e PNP 2.



F7. 555 Monoestável.



F8. 555 Astável.

Na **figura 6** os transistores estão ligado de modo diferente, eles estão como *sourcing*, e a lógica fica ao contrário da **figura 5**. Agora NPN é igual ao sinal de entrada menos a queda do coletor-emissor e o PNP inverte o sinal de entrada.

555

O 555, como é conhecido, é um circuito integrado muito utilizado na eletrônica porque pode ser empregado em diversas aplicações. Vamos fazer duas simulações com ele, operando em modo monoestável e astável.

Na **figura 7** o 555 está configurado em modo monoestável, ou seja, ele gera um pulso de tempo determinado por R_1 e C_1 quando é aplicado um pulso no pino *trigger*, então monoestável porque ele gera apenas um pulso na sua saída. A linha verde é o pulso de entrada, azul é o pulso gerado pelo 555 (subtraído 1volt) e a vermelha é o C_1 sendo carregado até 2/3 de Vcc que zera o *flip-flop* do 555, que então descarrega C_1, gerando o tempo final do pulso do 555. Agora podemos variar R_1 e C_1 e obtermos diferentes tempos de pulsos de saída.

Na **figura 8** o 555 está em modo astável, neste modo o 555 fica gerando um onda quadrada contínua, onde o período é determinado por R_1, R_3 e C_1, o *duty cycle* é determinado por R_1 e R_3. Neste modo C_1 é carregado através do R_1 e R_3, e descarregado pelo R_3. A linha verde é a onda quadrada gerada pelo 555 e a azul é a carga e descarga do capacitor, que varia de 1/3 a 2/3 de Vcc.

Conclusão

É possível verificar outras simulações viáveis de fazer com o LTSpice e ainda testar alguns circuitos digitais, ou seja, podemos empregar o LTSpice para os dois mundos, analógico e digital.

Por fim, agora mudaremos nossos passos para o projeto de um circuito. Então, primeiro fazemos os cálculos para os valores de componentes, depois a simulação e vamos à *protoboard*, consequentemente diminuímos nosso tempo "sujando as mãos" nessa placa de contatos. E

Referências

Resposta ao degrau
http://en.wikipedia.org/wiki/Step_response
Passa- alta
http://en.wikipedia.org/wiki/High-pass_filter
Passabanda - All about circuits
http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_8/4.html

Bruno Muswieck trabalha na Eletroeste Materiais Elétricos & Consultoria Energética como Gerente de Desenvolvimento de Produtos, formado em Engenharia de Controle e Automação na PUCRS, gerencia departamento responsável por desenvolver projetos voltados para agricultura na empresa citada.



Circuitos e Projetos de Fábrica

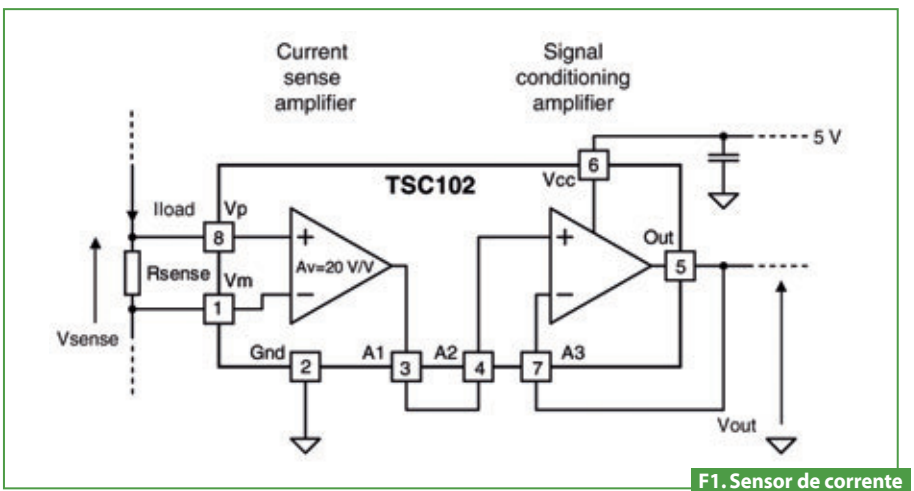
Neste artigo selecionamos diversos circuitos e projetos interessantes que podem servir de base para aplicações em produtos finais pela indústria, ou ainda em soluções para o controle de máquinas, automação em geral e até mesmo comunicações e iluminação

Newton C. Braga

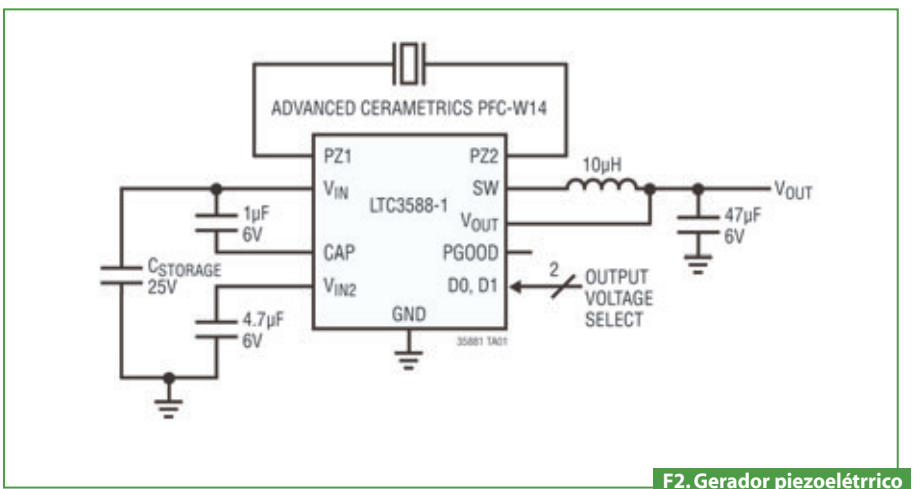
Sensor de Corrente com o TSC102, da STMicro

O circuito integrado TSC102 da STMicroelectronics consiste num sistema sensor de corrente que, além do amplificador do próprio sinal do sensor, ainda agrega um amplificador condicionador de sinal. O circuito dado na **figura 1** é alimentado por uma tensão de 5 V e tem uma faixa de 2,8 V a 30 V de operação em modo comum. O consumo de corrente é de apenas 420 μA.

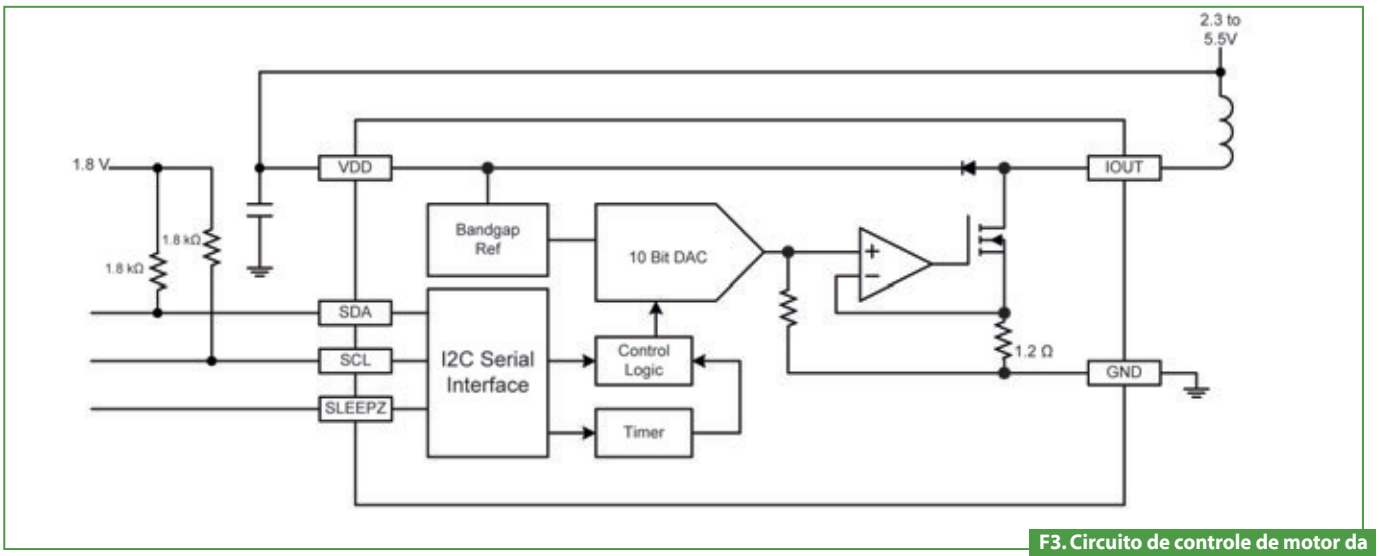
Dentre as aplicações sugeridas pela ST estão os carregadores de bateria, monitoramento de corrente em sistemas automotivos, *notebooks*, controle de motores DC, sistemas fotovoltaicos, fontes de corrente de precisão, UPS e fontes em geral. A finalidade do circuito é transformar a corrente que circula pelo resistor sensor (de valor muito baixo) numa tensão proporcional referenciada ao terra para processamento e controle. O circuito integrado TSC102 é fornecido em invólucro SO-8 ou TSSOP-8.



F1. Sensor de corrente com o TSC102.



F2. Gerador piezoelétrrico daSTMicroelectronics.



F3. Circuito de controle de motor da AllegroMicro, usando o A3907.

Mais informações podem ser obtidas no *datasheet* no *site* da empresa.

Gerador Piezoelétrico de 100 mA

O circuito da **figura 2** é sugerido pela Linear Technologies (**www.linear.com**) e consiste em um sistema que converte a energia gerada por um transdutor piezoelétrico numa tensão contínua ajustável externamente. Este circuito pode ser empregado para converter a vibração de uma máquina numa tensão de alimentação de um circuito sensor ou de controle. Uma aplicação interessante é na alimentação de circuitos sensores de pressão em pneus de veículos onde a própria vibração é convertida em energia para alimentar o circuito *wireless*. As tensões de saída podem ser selecionadas entre 1,8 V e 3,6 V. Mais informações podem ser obtidas no *site* da empresa onde o *datasheet* está disponível para *download*.





Driver de Motor, da Allegro

O circuito mostrado na **figura 3** serve para controlar micromotores do tipo *voice coil* como os usados no acionamento do foco de máquinas filmadoras e fotográficas digitais, além de câmeras de vídeo e outras aplicações semelhantes. O circuito integrado é o A3907 da Allegro Micro (**www.allgeromicro.com**). O *datasheet* com as especificações do circuito pode ser baixado diretamente do *site* da empresa. O circuito opera com tensões de 2,2 V a 5,5 V e tem uma resolução de 100 µA. Ele conta ainda com um DAC de 10 *bits*.

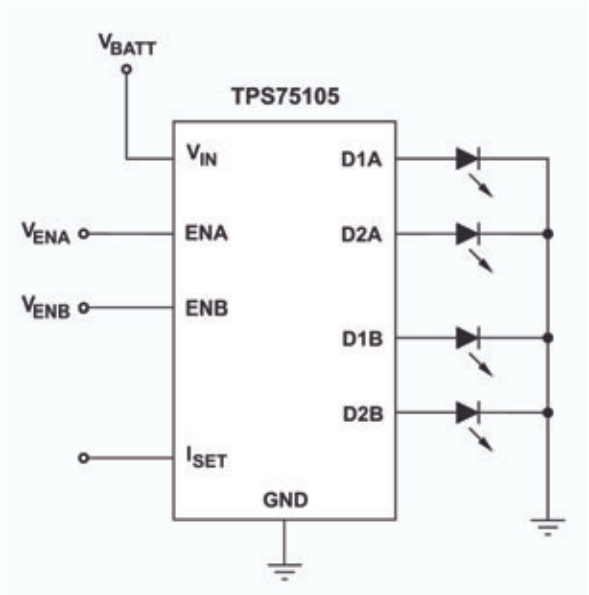
Circuito de Excitação de LEDs

O circuito apresentado na **figura 4** consiste em um sistema para excitação de LEDs brancos (WLEDs) com baixa tensão, abaixo de 4 V, usando para esta finalidade baterias comuns. O circuito pode excitar até 4 LEDs, podendo ser usado como *backlight* ou mesmo em sistemas de iluminação de baixa potência.

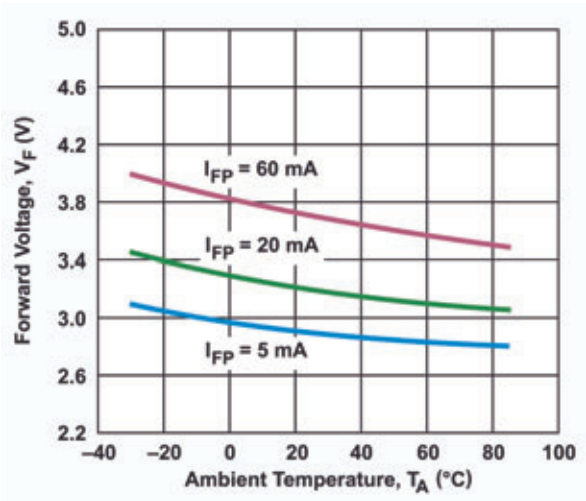
A curva de operação para correntes entre 5 e 60 mA (**figura 5**) mostra que a operação pode ser obtida com tensões tão baixas como 2,8 V. Mais informações sobre este circuito podem ser obtidas no *datasheet* disponível no *site* da Texas Instruments em **www.ti.com**.

Drive de Potência Para Uso Automotivo

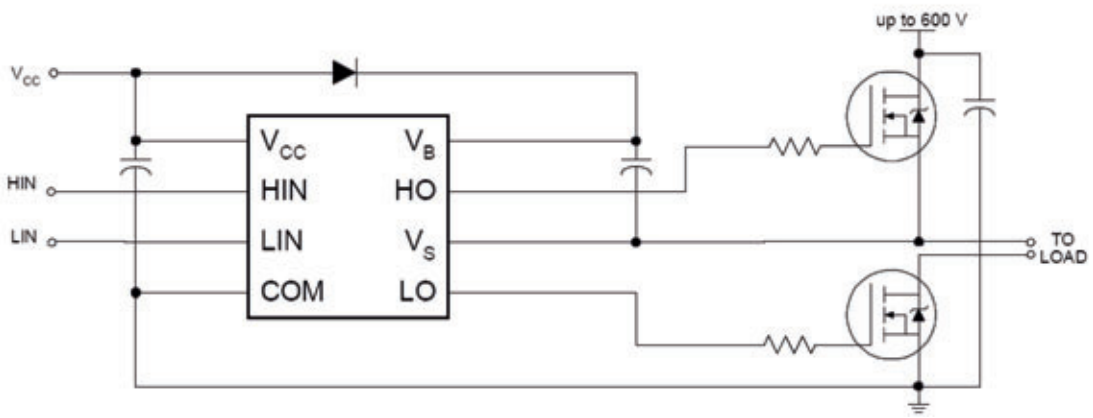
O circuito ilustrado na **figura 6** usa o AUIRS2301S, da International Recfifier (**www.irf.com**) e é indicado para controle de servos em aplicações automotivas, além de inversores comuns e inversores trifásicos de uso geral. O circuito é operacional até 600 V e tem uma faixa de tensões de *gate* de 5 a 20 V. Além disso sua entrada é compatível com lógica de 3,3 V, 5 V e 15 V, sendo livre de chumbo, compatível com a RoHS.



F4. Circuito de Excitação de LEDs, da Texas Instruments.



F5. Características elétricas do circuito apresentado.



F6. Circuito excitador de potência para uso automotivo.

Controle de Luz por Toque

Usando um transistor de efeito de campo de potência (Power-MOS), podemos elaborar um simples controle para lâmpadas de 12 V para uso automotivo, aplicações em máquinas industriais, com sensores de líquidos ou ainda com fonte. O circuito é extremamente sensível, sendo indicado para lâmpadas e cargas resistivas de até 1 A de corrente

Newton C. Braga

Os FETs de potência (ou Transistores de Efeito de Campo de potência) são componentes extremamente versáteis que já se encontram disponíveis no mercado.

De fato, com uma impedância de entrada extremamente elevada, da ordem de vários milhões de ohms, este transistor pode controlar correntes intensas de alguns ampères com extrema facilidade a partir de fontes de sinal de potência praticamente próxima de zero.

O circuito que propomos é ideal para ser usado no carro como um *dimmer* de luz de cortesia ou de painel. Com um simples toque em sensores pode-se determinar o brilho de uma lâmpada.

Com um toque dos dedos no sensor X_1, a lâmpada aumenta de brilho até chegar ao máximo. Tirando os dedos numa posição de brilho intermediário, a lâmpada permanece acesa com esse brilho por um intervalo de tempo razoável (que depende das fugas de C_1 e dos fios sensores), pois um capacitor atua como "memória".

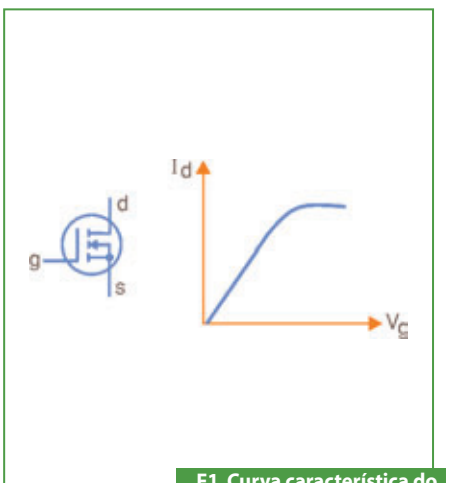
Tocando no sensor X_2, podemos diminuir o brilho da lâmpada até apagá-la e também, se pararmos numa posição intermediária, teremos a lâmpada fixada neste novo brilho estabelecido.

O circuito foi projetado para operar com lâmpadas de 12 V, mas com a simples troca da lâmpada sua faixa de operações pode ser ampliada.

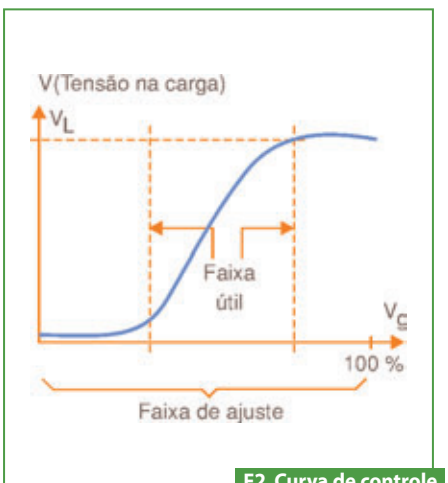
Controles por Toque

Existem basicamente dois tipos de controles de equipamentos eletrônicos pelo toque dos dedos. Um deles faz uso do ruído elétrico que é captado pelo corpo da pessoa, especificamente da rede de energia de 60 Hz, usando este sinal para fazer o acionamento de algum tipo de circuito. Para este tipo de controle, o sensor funciona como uma "antena" e basta uma placa para esta finalidade.

O outro tipo é o controle resistivo que se baseia na resistência da pele da pessoa, a qual pode variar entre algumas centenas de ohms e alguns megohms, dependendo de sua espessura e da umidade (presença de suor ou não). Para este segundo tipo, são usados dois eletrodos que, ao serem tocados simultaneamente, ligam no circuito um resistor que corresponde justamente à resistência da pele da pessoa entre os dois pontos considerados. Este tipo de controle exige duas chapinhas de metal ou áreas de metal separadas que devem ser tocadas ao



F1. Curva característica do Power- MOSFET.



F2. Curva de controle do aparelho.

mesmo tempo. No nosso projeto fazemos uso deste 2º tipo de controle.

Características:

- Tensão de alimentação: 6 a 20 V
- Corrente da lâmpada: até 1 A
- Corrente no sensor: desprezível

Como funciona

Os transistores de efeito de campo de potência são dispositivos semicondutores dotados de três eletrodos. Entre dois deles (dreno e fonte) estabelece-se a alimentação e na comporta (*gate*) temos a aplicação do sinal de controle.

Em função da tensão de comporta podemos controlar a intensidade da corrente que circula entre o dreno e a fonte, conforme mostra a **figura 1**.

O canal por onde passa a corrente controlada alarga-se e estreita-se deixando passar maior ou menor intensidade de corrente conforme a tensão de controle aplicada.

Veja que, diferentemente dos transistores comuns em que a corrente entre coletor e emissor é controlada pela corrente de base, o FET (transistor de efeito de campo) tem uma corrente controlada por uma tensão.

Isso significa que o dispositivo não precisa praticamente da circulação de qualquer corrente por sua comporta, o que implica numa enorme impedância e com isso em uma enorme sensibilidade.

O simples toque dos dedos na comporta é suficiente para possibilitar o controle de uma corrente muito intensa entre o dreno e a fonte, e isso é aproveitado nesta montagem.

No nosso caso, usamos um FET de potência IRF630 para tensões de até 200 V e uma elevada corrente de dreno que permite o controle de lâmpadas de 12 V com a maior facilidade. Este transistor é encontrado num invólucro TO-220 e pode ser usado em muitos outros projetos interessantes.

O transistor é colocado em série com uma lâmpada e, através de dois sensores, podemos carregar e descarregar um capacitor de "memória" ligado a sua comporta.

Como a impedância de entrada do transistor é extremamente elevada, a carga do capacitor se mantém por muito tempo e, com isso, também o estado de condução ou não condução do transistor.

Quando então tocamos em X_1, o capacitor carrega-se lentamente com a corrente que passa pelos dedos. Isso faz com que o transistor vá conduzindo num grau cada vez maior e a lâmpada ligada em seu dreno vá aumentando de brilho.

Quando tocamos em X_2 o capacitor se descarrega pelo sensor e pelos dedos e, com isso, o transistor vai diminuindo gradualmente sua condução fazendo com que a lâmpada diminua seu brilho.

A faixa de operação do controle não é linear, o que quer dizer que a faixa de brilhos intermediários é algo estreita em relação às faixas de brilho máximo e mínimo, conforme ilustra a **figura 2**.

Para termos um controle mais preciso podemos aumentar R_1 até 10 M ohms, mas o sistema terá uma velocidade de ação muito menor.

O capacitor C_1, por outro lado, deve ser de poliéster ou outro tipo não eletrolítico em que as fugas sejam mínimas, isso para que a carga se mantenha constante por mais tempo que seja possível. Se isso não ocorrer, em qualquer ponto ajustado a lâmpada cairá lentamente de brilho até apagar. Nos locais secos, o tempo de retenção da carga e portanto de manutenção do brilho poderá se prolongar por várias dezenas de minutos, dependendo da qualidade do capacitor usado.

Segurança

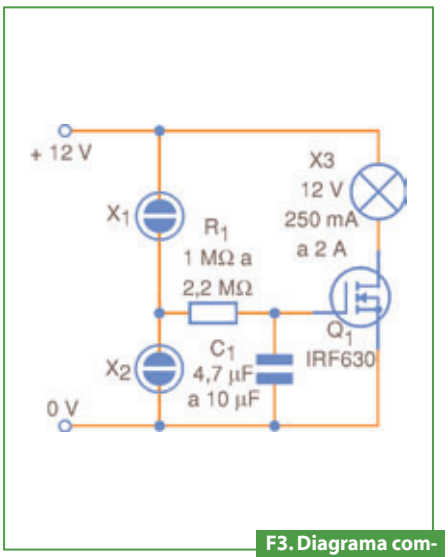
Um ponto importante a ser considerado em qualquer projeto que use o acionamento por toque é a segurança. Nenhuma parte do circuito deve ter contato direto com a rede de energia, pois isso pode causar choques em quem tocar no sensor. Assim, se o circuito for usado em qualquer aplicativo alimentado pela rede, a fonte deverá ter sempre um transformador para isolamento. Nunca deve ser usada fonte sem transformador.

Montagem

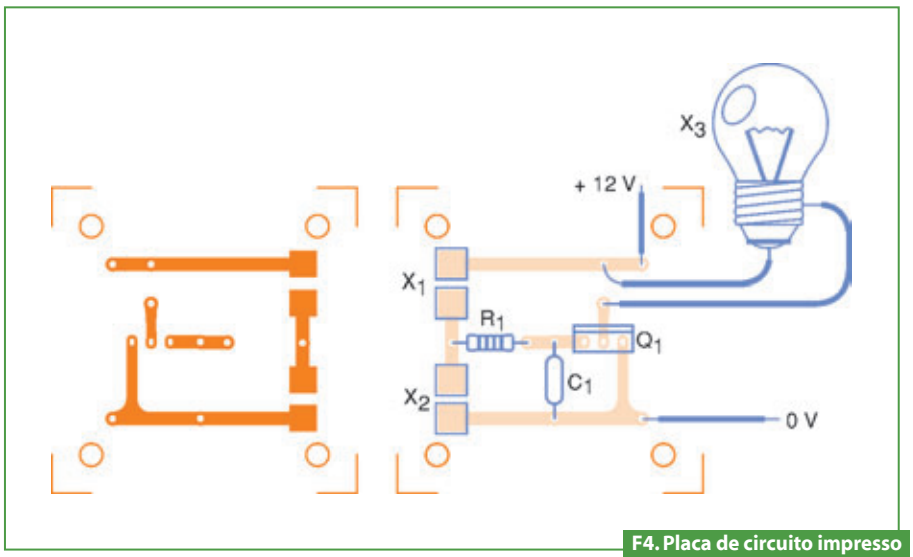
Na **figura 3** temos o diagrama completo do aparelho. Na **figura 4** vemos a disposição dos componentes com base numa pequena placa de circuito impresso, uma vez que se trata de montagem muito simples.

O transistor FET de potência tanto pode ser o IRF630 como qualquer da mesma série.O resistor é de 1/8 W e os sensores podem ser feitos com duas chapinhas de metal afastadas uma da outra de uns 2 mm, ou ainda duas regiões cobreadas de uma placa de circuito impresso.

O importante é que este sensor deve ter como base material que não acumule



F3. Diagrama completo do aparelho.



F4. Placa de circuito impresso para a montagem.

umidade e seja excelente isolante para que não ocorram fugas capazes de provocar a descarga do capacitor. Nos dias úmidos demais pode até haver uma tendência maior ao escape das cargas com uma variação indesejável do brilho da lâmpada depois de ajustada.

Para o caso de serem usadas lâmpadas de até 500 mA não será preciso usar radiador de calor no transistor. No entanto, para potências maiores, um radiador de calor pequeno pode ser necessário.

O capacitor C_1 pode ter valores entre 4,7 µF e 10 µF com tensões de trabalho acima de 12 V. Evite usar capacitores eletrolíticos nesta função. Lembre-se que capacitores maiores fazem com que o tempo de ajuste da intensidade do brilho também se torne maior.

Prova e Uso

Basta alimentar o circuito e inicialmente tocar em X_1. Depois de alguns segundos, a lâmpada começa a aumentar de brilho até atingir o máximo. Tocando em X_2, a lâmpada diminui de brilho até apagar.

Verificado o funcionamento, é só fazer a instalação definitiva do aparelho. Evite fios de mais de 1 metro de comprimento para a ligação dos sensores, pois eles podem causar a perda de cargas do capacitor.

Para outros tipos de carga leve em conta apenas o seu consumo. Será interessante ter algum tipo de indicador (lâmpada ou LED) para saber qual é a potência que está sendo aplicada à carga num determinado instante.

Lista de Materiais

Semicondutores:

Q_1 - IRF630 ou equivalente - transistor de efeito de campo de potência

Resistor: (1/8 W, 5%)

R_1 - 2,2 MΩ (vermelho, vermelho, verde)

Capacitor:

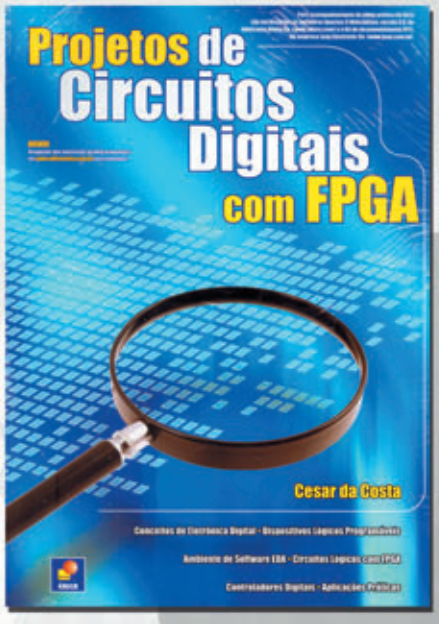
C_1 - 4,7 µF … 10 µF - capacitor de poliéster - ver texto

Diversos:

X_1, X_2 - Sensores - ver texto

X_3 - Lâpada de 12 V - 250 mA a 1A

Ponte de terminais, material para o sensor, soquete para a lâmpada, fios, solda, etc.



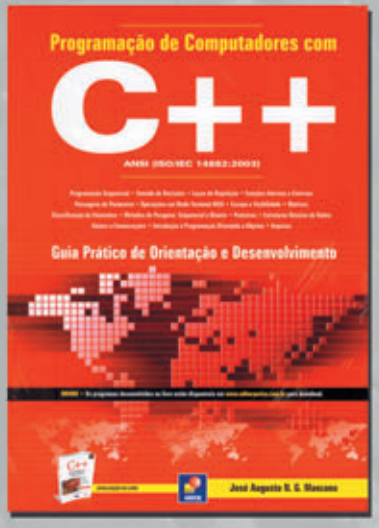
Projetos de Circuitos Digitais com FPGA

Mostra o emprego de novas ferramentas computacionais no desenvolvimento de projetos por meio de exemplos e casos práticos do dia-a-dia do projetista de circuitos digitais.
Destina-se a estudantes, professores, mestrandos e doutorandos, técnicos, autodidatas e profissionais da área.

Outros Destaques









novasaber
www.novasaber.com.br

Medição de Áudio com base no USB MSP430

Um novo chip da Texas Instruments, o MSP430F5529, permite que o computador se comunique diretamente com o microcontrolador. Isso é possível graças a um módulo USB (Universal Serial Bus) com velocidade total no microcontrolador. As aplicações do microcontrolador com uma interface USB abrem uma nova gama de oportunidades, uma vez que elas facilitam muito a interação entre o software e o hardware do microcontrolador.

Herbert Schwarz
Grupo de Engenharia da Texas Instruments

A nova série MSP430F552x é composta de três derivativos, de tamanhos diferentes de *flash* e de RAM. O F5525 tem 64 KB de memória *flash* e 4 KB de RAM, enquanto o F5527 fornece 96 KB de *flash* e 6 KB de RAM. O F5529 possui 128 KB de *flash* e 8 KB de RAM. Esses três *chips* têm um recurso em comum: o USB PHY integrado. A série é, claro, classificada na categoria de microcontroladores com baixo consumo de energia. Em *standby*, o microcontrolador consome apenas 1,5 μA, enquanto no modo desligado o consumo é de apenas 100 nA.

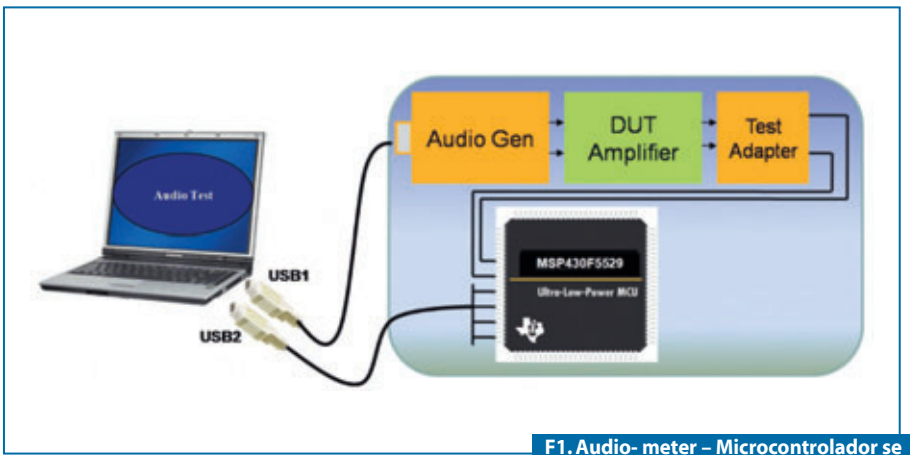
A aplicação apresentada aqui consiste em um grupo de hardware e em um encapsulamento de software API escrito em linguagem de alto nível MATLAB. O objeto da aplicação é a realização de medição precisa de performance, de acordo com o padrão DIN para sinais de áudio. A comunicação USB com velocidade total entre o hardware e o software contribui para acelerar a troca de dados.

Antes de começar a descrever a aplicação, gostaria de apresentar rapidamente os módulos integrados, o ADC12 e o USB. O ADC12 possui 12 canais externos e 4 canais de entrada internos. Os canais internos foram definidos para medir a temperatura do chip, o VCC/2 e ± VREF. Os canais externos podem ser livremente atribuídos.

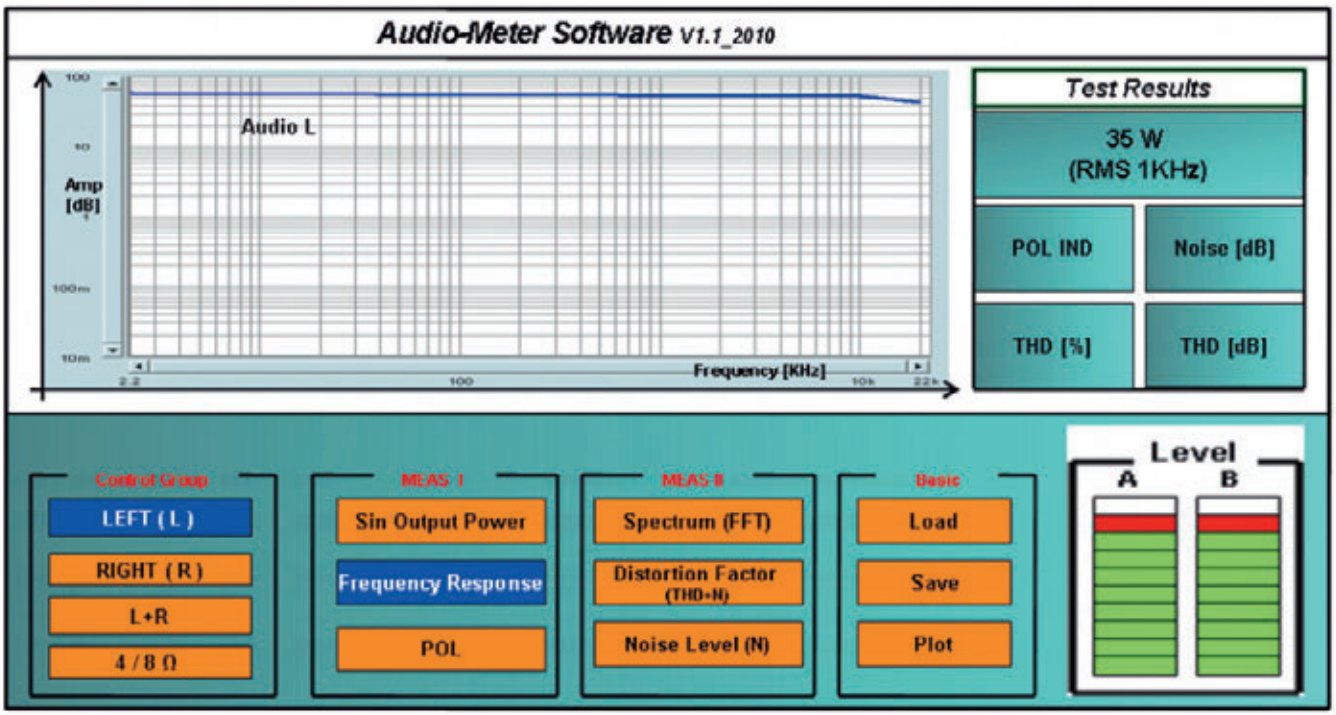
O ADC12 tem resolução de 12 bits e velocidade de até 200 Ksps. O módulo USB integrado é um USB com velocidade total, que oferece taxa de transferência de 12 Mbps. O módulo é equipado com seu próprio PLL (*Phase-Locked Loop*), de 48 MHz. Para garantir uma fonte de energia USB VCC estável, estão disponíveis controladores (LDO) de 3,3 V e 1,8 V. O PLL é alimentado com 1,8 V, enquanto o USB PHY tem fonte de energia de 3,3 V. Todos os detalhes sobre o ADC e o USB podem ser encontrados no Guia do Usuário sobre o 5xx.

Descrição da aplicação

A aplicação consiste em um software MATLAB e uma placa para medir o áudio. O software para medição de áudio se comunica com o hardware por meio da interface USB. O gerador de áudio DS360 da Stanford é dirigido por um adaptador USB/GPIB, uma vez que um adaptador GPIB (*General Purpose Interface Bus*) está disponível. O microcontrolador



F1. Audio- meter – Microcontrolador se comunica com o software via USB.



F2. MATLAB GUI – Interface do gráfico do usuário de software.

MSP430F5529 da Texas Instruments se comunica com o software via USB. Veja a **figura 1**.

As seguintes medições podem ser realizadas com esta aplicação (API).

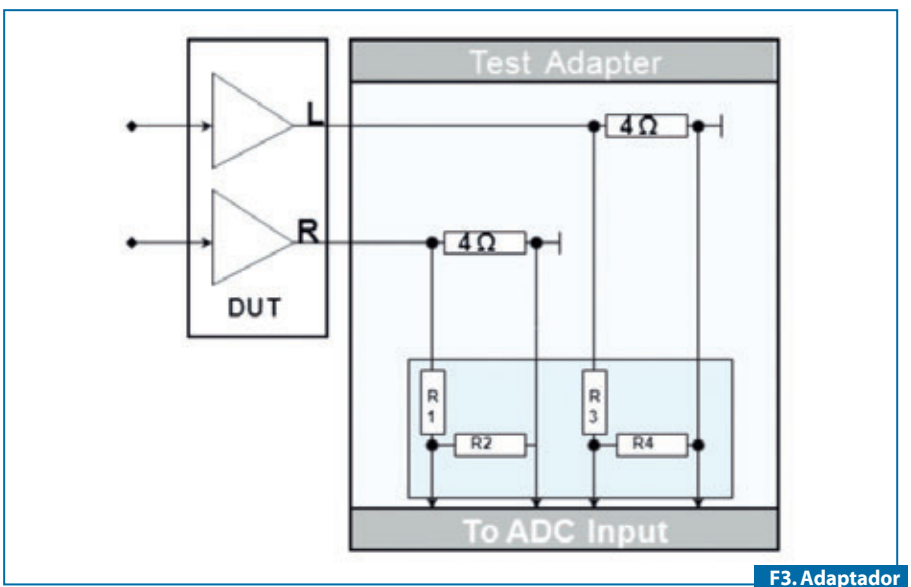
RECURSOS_A P I:

- Energia de saída Sinus
- Resposta de frequência [0 … 22 kHz];
- Fator de distorção (em % e dB);
- Análise de espectro (FFT);
- Medição de polaridade.

A **figura 2** mostra a interface do gráfico do usuário do software, com todas as funções.

No **Grupo de Controle,** o canal de áudio (L, R, L+R) a ser medido e a resistência de carga ou alto-falante utilizados (4 ou 8 ohms) podem ser selecionados. As medições são classificadas em dois outros grupos.

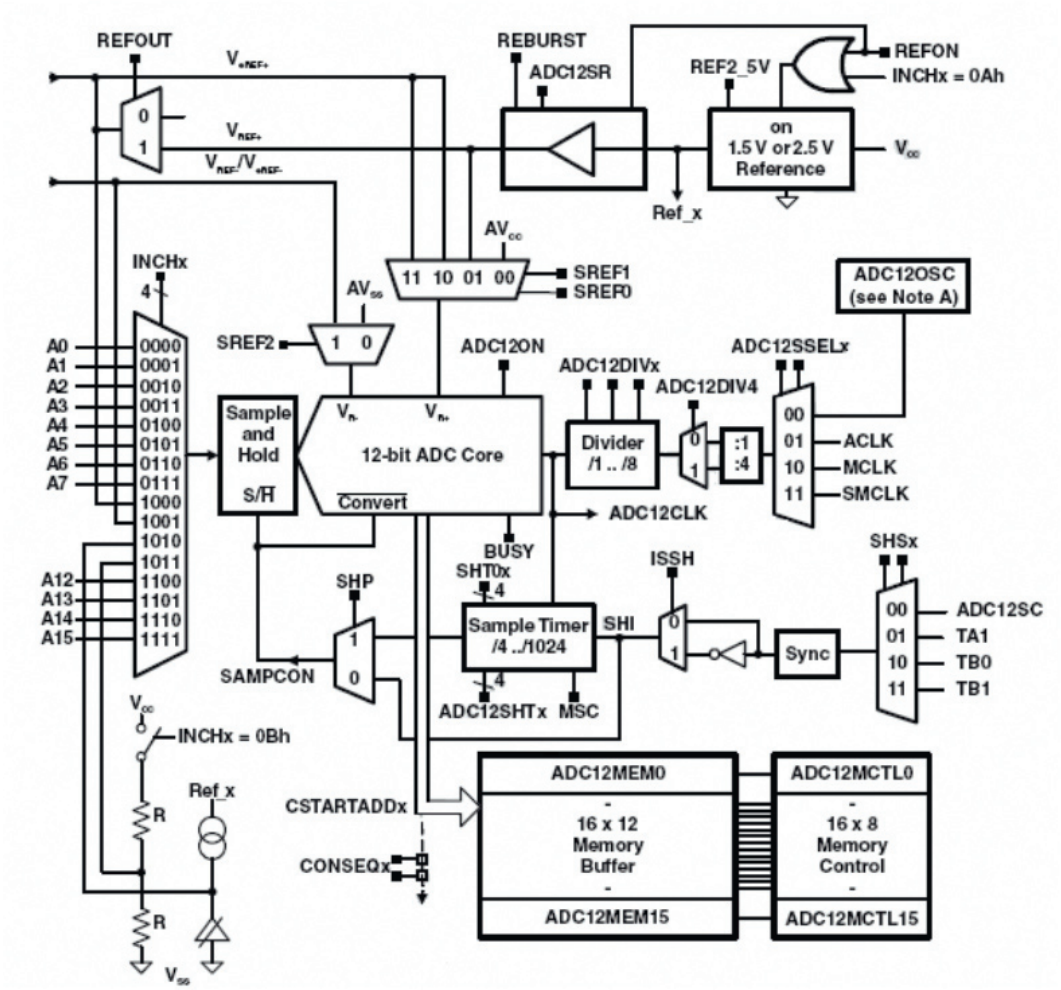
O Grupo 1 (**MEAS I**) oferece funções para a determinação da energia de saída *sinus* a 1 kHz para cada canal, e para medir a resposta de frequência de cada canal. A aplicação também é equipada com uma medição de polaridade de áudio (POL). As medidas individuais são descritas posteriormente.



F3. Adaptador de testes.

O Grupo 2 (**MEAS II**) permite a apresentação do sinal de áudio no domínio da frequência. O espectro está disponível depois do *Fast Fourier Transformation (FFT)* completo. Se o botão de distorção de ruído estiver ativado, a *Total Harmonic Distortion* (THD+N) é calculada em decibéis e os valores em porcentagens usam o espectro FFT. O grupo básico permite que dados FFT sejam salvos e carregados com SAVE e LOAD, respectivamente. A função de *plot* permite a apresentação da resposta de frequência ou espectro FFT. A *plot* mostrada no display depende da medida que estiver ativada.

Na descrição das medidas individuais, teremos como foco as medidas de energia de saída sinus e a resposta



F4. Bloco do ADC.

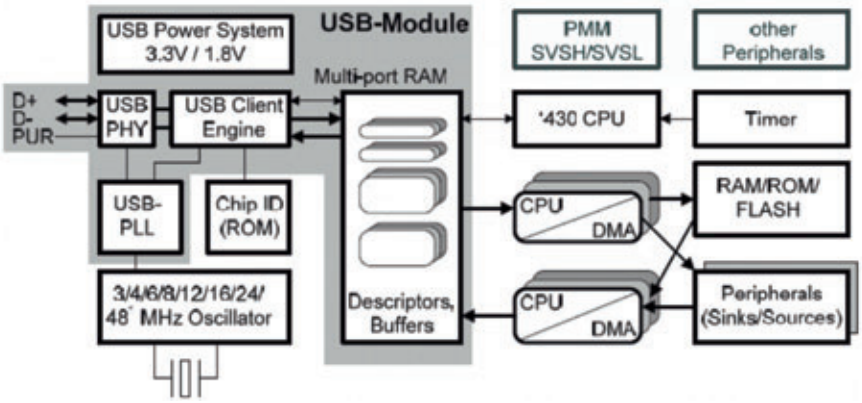
de frequência, porque essas medições usam algumas das rotinas de função no Grupo 2.

A ***energia de saída sinus*** é medida automaticamente. De acordo com o áudio DIN, o sinal sinusoidal de 1 kHz é aplicado à unidade de teste (um amplificador, por exemplo). O medidor de áudio SW estabelece a frequência de 1 kHz e a amplitude normalizada de 600 mVpp via USB. O software solicita que o usuário aumente a altura da unidade de teste até que a energia de saída seja alcançada, por exemplo, a uma resistência de carga de 4 Ω, com fator de distorção de menos de 1 %. A medida do fator de distorção é descrita com detalhes, posteriormente. Se esse nível de energia for alcançado, o microcontrolador gera um sinal de *timer*.

Esse sinal de *timer* causa a medição contínua da energia de saída sinus, por pelo menos 10 minutos. Esse tempo também é especificado pelo padrão DIN para medições de áudio.

Após o vencimento do tempo, a energia medida é mostrada e salva em relação ao fator de distorção. Agora, trataremos da medição do fator de distorção: o sinal para medir está disponível na saída de áudio do amplificador (DUT – *Device Under Test*). A adaptação para o ADC12 é, claro, exigida. O adaptador de testes é demonstrado na **figura 3**. A amplitude do sinal senoidal é conectada nos resistores selecionados de 4 Ω e divididos por um fator de 56. O sinal dividido é então alimentado para o canal de entrada analógica A3 do ADC. Por exemplo, assumindo que a energia de saída RMS é de 35 W, consequentemente, o nível de tensão de 33,46 Vpp se aplica à resistência de 4 Ω. Essa tensão é então dividida por 56, pelo adaptador de testes. Isso resulta na tensão disponível na entrada de ADC (0,5975 V).

$$U = \sqrt{PR}$$



F5. Módulo USB.

O software controla o procedimento seguinte. Se o usuário aumentou o volume, ele deve confirmar isso com o botão de OK. A medição de ADC é então ativada via USB e os dados convertidos (4096 pontos) estão prontos. Depois, os valores medidos passam por uma análise FFT utilizando o MATLAB, e o fator de distorção é calculado com a seguinte fórmula: U1 é a amplitude do sinal do teste (1 kHz), enquanto U2 para Un representa as amplitudes dos harmônicos correspondentes.

$$THD = 20 \log \left(\frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1} \right)$$

Se a Distorção Total de Harmônicos ou *Total Harmonic Distortion* (THD) de 1 % for ultrapassada, o programa solicita que o usuário reduza o volume e reconfirme. Esse procedimento de teste é então continuamente repetido até que o fator de distorção de 1 % seja alcançado. A partir deste ponto, o timer A é iniciado e o sistema verifica se o fator de distorção de 1 % é mantido por 10 minutos. Se esse for o caso, os valores de THD são saída em [%] e [dB] no GUI; de outra forma, a medição é repetida. O grupo 2 oferece uma medição de fator de distorção para as figuras de energia de 0,1 W para 100 W, e automaticamente produz uma *plot* correspondente no final da medição.

Resposta de frequência

Uma medida de resposta de frequência pode ser iniciada no grupo **MEAS I**. A resposta de frequência é automaticamente

soluções em sensoriamento

Sensores de Pressão TruStability
Séries HSC/ SSC
Range de pressão: 60 mbar a 10 bar / 1 a 150 psi;
Tensão de alimentação: 3.3 ou 5.0 Vdc;
Temperatura de operação: -20 °C a 85 °C;
Precisão: 0.25% F.E;
Tipos de medição: Absoluto, diferencial, gage e tipos compostos;
Tempo de resposta: 1 ms;
Tipo de saída: Digital (Protocolos: I²C e SPI) e Analógico;
Encapsulamento: SMD, SIP ou DIP.

O + estável do mercado

Preço Competitivo e ajuda a reduzir o custo total para o Cliente
Eficiência de Energia: 3 Vdc
Proteção contra polaridade reversa

Sensores de Efeito Hall
Séries SS351AT/SS451A,
SS361RT/SS461R,
SS361CT/SS461C
Tensão de alimentação: 3 a 24 Vdc;
Range de temperatura: -40°C a 150°C;
Ponto de operação: +/- 50, +/- 85 Gauss;
Tipo de acionamento: Bipolar, Omnipolar;
Corrente de saída: 20 mA;
Tempo de resposta na saída: 1.5 µs;
Algumas Séries compreendem o "Pull- up Resistor" , o qual elimina a necessidade de componentes externos na PCB;
Encapsulamento: Through hole ou SMD.

Honeywell

Para mais informações sobre estes e outros produtos da Honeywell Sensing & Control, ligue
TELS:(11) 3475-1961 / 3475 1857
ou visite www.honeywell.com/sensing
Sensing.Control.Brasil@honeywell.com

medida de 0 a 22 kHz, pelos dois canais. Exatamente como na medição de energia, os sinais de áudio (L+R) são amostrados no adaptador de testes e alimentados para o ADC. O ADC analógico faz entrada A3 e os A4 são utilizados novamente para esse propósito. A amplitude de entrada para o dispositivo sendo testado (amplificador de áudio) é efetivo 0,775 V.

Já que o gerador de áudio utilizado tem apenas uma interface padronizada GPIB, um adaptador USB/GPIB também teve que ser integrado na configuração de testes. Esse software de áudio envia o comando USB para a nova frequência, e então o USB dá o comando "Start ADC Conversion" (inicie conversão do ADC) e "Send ADC MEM Data" (envie dados MEM do ADC). Depois de cada passo de frequência (100 Hz), o sinal de saída de áudio no dispositivo sendo testado é digitalizado utilizando o ADC. Subsequentemente, os dados do ADC do microcontrolador são transferidos através da interface USB.

Depois que os dados foram transferidos, o FTT é realizado pelo áudio SW. A amplitude de sinal no espectro é medida e salva junto com o valor de frequência. Se todos os dados de resposta de frequência de 0 a 22 kHz foram automaticamente medidos, o gráfico (que compreende L e R) é demonstrado no *display* de software de áudio. Você pode, é claro, salvar o gráfico.

Os comandos do ADC em detalhes

O microcontrolador foi programado em *assembler*. O ADC12 usa um sinal de *clock* de 5 MHz e trabalha com um Sample & Hold Time SHT= 64. O canal de entrada analógico A3 do ADC é responsável pela medição do canal esquerdo "Left" (L), enquanto o A4 é responsável pelo canal direito "right" (R). É utilizada uma tensão de referência interna de 2,5 V para esta aplicação (API).**Figura 4**.

Configuração básica de USB

Antes de dar início à comunicação via USB, a aplicação de interface USB deve estar integrada ao código. É possível declarar o microcontrolador como uma interface CDC, ou como uma interface HID. CDC é a abreviação de *Communication Device Class*, ou seja, Classe de Dispositivo de Comunicação; e HID significa *Human Interface Device*, ou, Dispositivo de Interface Humana. A interface HID é a escolha no caso de APIs complexos. Ambos os *stacks* de USB estão disponíveis para *download* gratuitamente, em **http://www.ti.com/msp430**.

As definições a seguir também devem ser feitas. O início do ADC e a leitura da memória ADC são necessários para a aplicação. O *host* de comando USB (USB-CDC_sendData) é responsável pelo procedimento de início do ADC12. O cliente USB (microcontrolador) retorna os dados da memória ADC ao *host*. Dessa forma, é possível criar um pequeno protocolo de transferência com o qual é possível analisar dados enviados e recebidos por USB. (**Figura 5).**

Código de stack USB

Como foi anteriormente mencionado, o código USB está completamente disponível com descrição em detalhes. Portanto, não entraremos em mais detalhes sobre o código USB.

Conclusão

Esta aplicação de alta precisão foi especificamente criada para o controle e análise de dados entre o microcontrolador e a linguagem avançada de alto nível MATLAB. A interface padrão USB foi empregada. Ela é também de grande interesse para aplicações nas áreas de medicina e industrial. É importante notar que o circuito de teste foi implementado com um microcontrolador com baixo consumo de energia, da Texas Instruments. A empresa oferece diversos produtos na área de analógicos de alto desempenho. E

Código em assembler:

```
;*******************************************************************************
#include "device.h"
#include " types.h"                    // Basic type declarations
#include "defMSP430USB.h"
#include " usb.h"                      // USB-specific data structures
#include "UsbCdc.h"
;------------------------------------------------------------------------------
RSEG   CSTACK                  ;Define stack segment
RSEG   CODE                    ;Assemble to flash memory
;------------------------------------------------------------------------------
EXTERN  USBCDC_sendData  ;
PUBLIC  Init_ADC12                ; ADC basic setup for left audio channel:
MOV  #0470h,&ADC12CTL0   ;  SHT64,VREF2.5_ON,ADC_ON
MOV  #0Ch,&ADC12CTL0      ; ADC12CLK=ACLK, repeat single-channel
MOV  #022h,&ADC12CTL0    ; 12-bit resolution, 200KSPS, REFOUT_ON
MOV  #013h,&ADC12CTL0   ;VR+=VREF,VR-=AVSS, channel 3
Mainloop
USB_ACTIVE   ;
bit     # NEW_USB_DATA,&SYS_STATUS       ; New USB data available?
JZ       # USB_ACTIVE
CALL   #NEW_USB_ DATA
BIS     #ADC12ENC+ADC12SC,&ADC12CTL0  ; start A/D conversion
testConv  bit    #BIT0,&ADC12IFG  ; end of conversion ADC12IFG.0=1?
JZ     testConv                ; test again
BIC    #ADC12ENC+ADC12SC,&ADC12CTL0  ;stop A/D conversion
MOV    &ADC12MEM0,R4    ; result moved to R4,Flag auto clr
CALL   #USBCDC_sendData
// USBCDC_sendData ((BYTE const*)&ADC12MEM0,2,0)  ;
RET    ; leave USB function  USBCDC_sendData
JMP   Mainloop
```

O mundo dos Sensores

Parte II

Veja na segunda parte deste artigo a abordagem dos principais sensores utilizados na indústria, e como alguns são instalados, com as suas características, vantagens e desvantagens

Filipe Pereira
filipe.as.pereira@gmail.com

Sensores de Fibra Óptica

Os sensores de fibra óptica são em tudo idênticos aos sensores anteriormente apresentados, residindo a única diferença na forma de transmissão da luz. Eles têm um emissor, um receptor e um cabo com pequenas fibras que permite a transmissão da luz. **Figura 1**.

Dependendo do sensor, podem ter um ou dois cabos, sendo neste caso, um para o emissor e outro para o receptor. Quando um só cabo é utilizado, o emissor e o receptor usam diferentes métodos para separar a informação do emissor e receptor.

Os sensores de fibra óptica, como foi dito anteriormente, podem ser utilizados como sensores de barreira, sensores de reflexão difusa ou de retroflexão. **Figura 2**.

Os sensores fotoelétricos estão disponíveis em vários tamanhos e configurações para irem de encontro aos requisitos das várias aplicações em termos industriais. **Figura 3**.

As aplicações destes sensores são bastante vastas (**Figura 4**). A título exemplificativo apresentam-se algumas:

- Orientação de integrados;
- Falta de um terminal num dispositivo integrado;
- Passagem de objetos;
- Contagem de objetos;
- Verificação de etiquetas;
- Orientação de objetos;
- Existência de tampas nas garrafas.

Sensores Analógicos de Temperatura

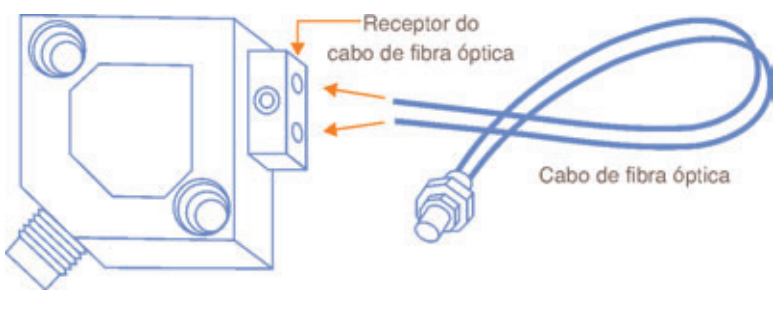
Os sinais analógicos caracterizam-se por serem contínuos e não apresentarem pontos não diferenciáveis.

Tome-se como exemplo um sinal de temperatura entre 40 °C e 41 °C em que, a qualquer instante, se tem conhecimento do valor exato de temperatura.

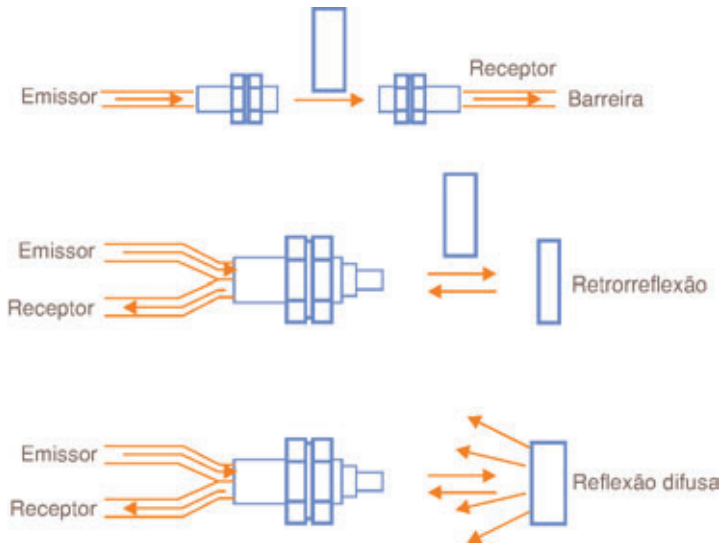
Os sensores analógicos fornecem mais informação sobre um determinado processo do que os sensores digitais.

A saída dos sensores analógicos varia de acordo com as condições a medir e com os módulos de entradas analógicas existentes nos PLCs. **Figura 5**.

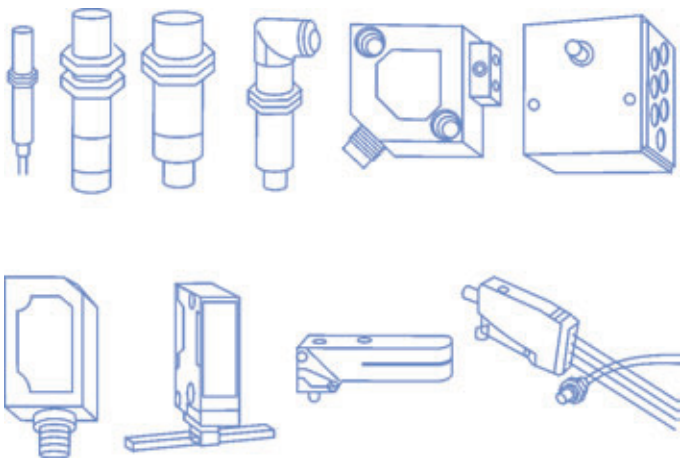
Dependendo do intervalo de temperaturas a medir podemos encontrar três dispositivos:



F1. Sensor de Fibra óptica.



F2. Formas de utilização de um Sensor de Fibra óptica.



F3. Gama de Sensores de Fibra óptica existentes no mercado.



F4. Aplicações mais usuais dos sensores de fibra óptica.

- Para margens de temperatura entre -150 °C e 200 °C, costumam utilizar-se circuitos integrados ou sondas de temperatura, conhecidas como RTD (termorresistência);
- Para margens de temperatura entre -200 °C e 200 °C, costumam utilizar-se dispositivos denominados termobinários;
- Para temperaturas superiores a 2000 °C costumam utilizar-se os sensores denominados pirômetros de radiação.

RTD

A resistência de um metal é função da vibração dos átomos e, por conseguinte, da temperatura. **Figura 6**.

A expressão analítica da resistência de um material a temperatura constante é a seguinte:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A}$$

Quando é conhecida a variação da resistividade de um metal com a temperatura, pode determinar-se a variação da resistência desse material.

O uso desta equação só é prático quando se deseja uma grande exatidão.

Na maioria das aplicações utiliza-se aproximações analíticas das curvas.

Sensibilidade

A partir dos valores típicos da variação linear relativa da resistência com a temperatura pode fazer-se uma estimativa da sensibilidade da RTD.

Para a platina este número é tipicamente da ordem de 0,004/°C, enquan-



F5. Tipos de Sensores analógicos de temperatura.

to que para o níquel o valor típico é 0,005/°C.

Assim, por exemplo, para uma RTD de platina com 100 ohms, se a temperatura variar 1°C esperar-se-á uma variação de apenas 0,4 ohms.

Tempo de resposta

Em geral, a RTD tem um tempo de resposta, que pode variar entre 0,5 s a 5 s.

Estes valores fornecem-nos o intervalo de tempo de resposta, que se deve esperar, conforme as aplicações.

Construção

A RTD é, simplesmente, um conjunto de fios cuja resistência é medida em função da temperatura.

Em geral, o fio é enrolado em espiral, de forma a obter-se um tamanho reduzido e a melhorar a condutividade térmica, para assim diminuir o tempo de resposta.

É frequente encontrar-se a espiral envolvida por uma bainha ou tubo protetor que a protege de ambientes agressivos, mas que aumenta inevitavelmente o tempo de resposta.

Medições com a RTD

Quando se realizam medidas com a RTD é necessário ter em atenção um parâmetro denominado coeficiente de autoaquecimento (Fsh).

Este coeficiente fornece a informação do grau em que a medida da temperatura está errada, por responsabilidade da potência que a resistência da RTD dissipa.

É portanto, um coeficiente que nos permite calcular o erro da medição. Este coeficiente é-nos fornecido pelo fabricante, e costuma ser dado em [°C/mW].

Termopares

O termopar é um dos dispositivos mais comuns na medida de temperaturas em aplicações industriais. **Figura 7**.

Uma grande percentagem de medidas de temperatura tem como base a dependência do comportamento elétrico dos materiais com a temperatura.

Este é o efeito característico de um transdutor gerador de tensão em que é produzida uma força eletromotriz (f.e.m.) que é proporcional à temperatura.

Verifica-se que a f.e.m. é quase linear com a temperatura e muito reprodutível para os mesmos materiais.

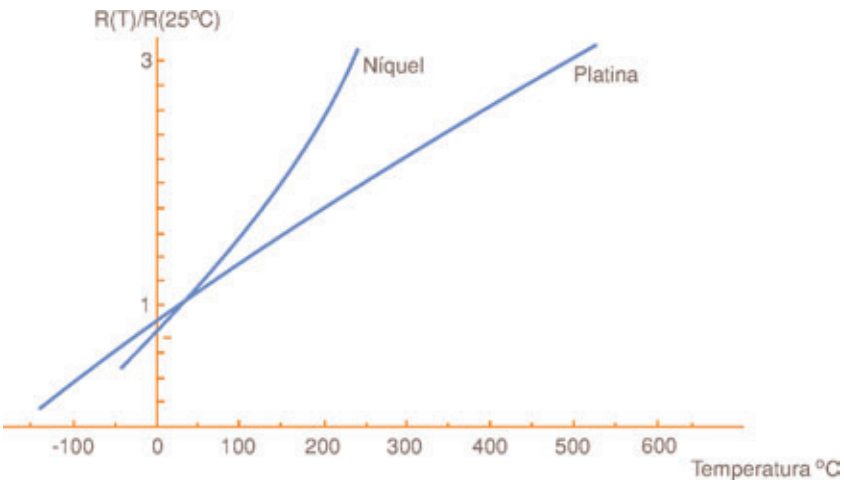
Os dispositivos que medem a temperatura, com base neste princípio termoelétrico, chamam-se termopares.

Efeitos termoelétricos

A teoria básica do efeito termoelétrico deriva de considerações sobre as propriedades de transporte elétrico e térmico dos diferentes metais.

Em particular, quando estes mantêm uma diferença de temperatura entre dois pontos de um dado metal.

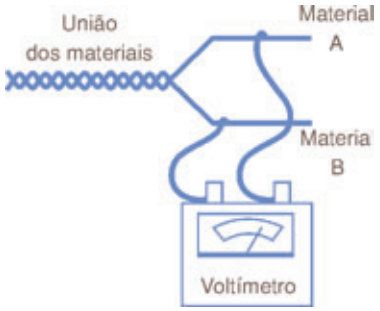
Esta diferença de potencial está relacionada com o fato de os elétrons, na extremidade mais quente do material,



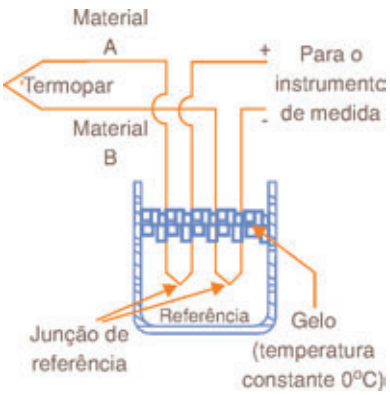
F6. Valor da resistência de um metal de acordo com a temperatura.



F7. Tipos de Termopares.



F8. Princípio de funcionamento de um termopar.



F9. Efeito de Seebeck.

terem mais energia térmica que os da extremidade mais fria.

Este deslocamento varia para metais diferentes à mesma temperatura, devido a diferenças nas respectivas condutividades térmicas.

Fechando-se um circuito, ligando as extremidades por meio de um condutor, verifica-se que passa uma corrente na malha fechada. **Figura 8**.

Para usar o efeito de Seebeck, como base de um transdutor de temperatura, é necessário estabelecer uma relação definitiva entre a f.e.m., medida no termopar, e a temperatura desconhecida. **Figura 9**.

A figura seguinte mostra que a junção de medida TM, está exposta ao ambiente cuja temperatura se vai medir.

Esta junção é formada pelos metais A e B, formando-se, em seguida, duas outras junções com um metal comum, que depois liga ao aparelho de medida.

As junções com o metal são denominadas junções de referência, e são mantidas a uma temperatura comum conhecida por temperatura de referência (TR).

Tipos de termopares

Foram adotadas algumas configurações- padrão usando metais (ou ligas de metais) especificados e foram-lhes atribuídas letras para designação. **Tabela 1**.

Cada tipo tem as suas características particulares como a gama de trabalho, a linearidade, a inércia a ambientes hostis, a sensibilidade, etc. **Figura 10**

Tabelas de termopares

As tabelas de termopares dão simplesmente a tensão que resulta para um tipo particular de termopar, quando as junções de referência estão a uma determinada temperatura de interesse, e a junção de medida a uma dada temperatura. Na maioria dos casos, a temperatura de referência das tabelas é 0 °C.

Por exemplo, para um termopar do tipo J, e a junção de medida a 210 °C, a tensão é:

V (210 °C) = 11,34 mV

Sensibilidade

A gama de tensões dos termopares é geralmente inferior a 100 mV.

A sensibilidade real depende fortemente do tipo de condicionamento de sinal utilizado e do próprio termopar.

Construção

O termopar é apenas a junção soldada ou enrolada, de dois metais. No entanto, há casos em que o termopar é colocado numa bainha protetora, ou mesmo selado em vidro, para ficar isolado de um ambiente hostil.

Condicionamento de sinal

O elemento crítico no uso de termopares é a tensão de saída, é muito pequena.

É necessário uma grande amplificação para aplicações práticas. Além disso, os níveis baixos do sinal tornam os dispositivos susceptíveis ao ruído elétrico, pelo que, na maioria dos casos, o termopar é usado com um amplificador operacional de alto ganho.

Ruído

O maior obstáculo ao uso dos termopares para medir temperaturas na indústria é a sua susceptibilidade ao ruído elétrico. As tensões geradas são geralmente inferiores a 100 mV.

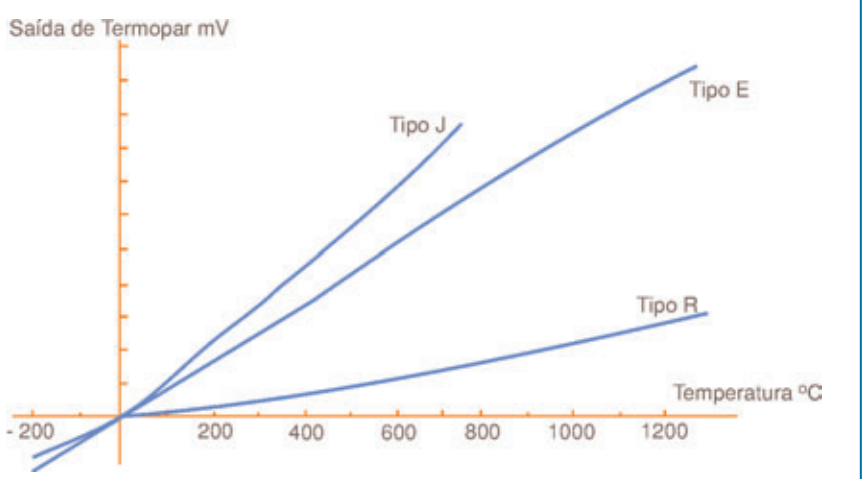
Um termopar constitui uma excelente antena para captar o ruído da radiação eletromagnética nas bandas de rádio, TV e microondas.

Para usar corretamente os termopares na indústria utilizam-se várias técnicas de redução de ruído, sendo as mais correntes as seguintes:

Os fios de extensão ou de ligação do termopar para a junção de referência ou sistema de medida são enrolados e embrulhados com uma bainha de folha metálica ligada à terra.

Tipo	Materiais	Gama Normal
J	Ferro-Constantan	-190 a 760 °C
T	Cobre-Constantan	-200 a 371 °C
K	Chromel-Alumel	-190 a 1260 °C
E	Chromel-Constantan	-100 a 1260 °C
S	90% Platina + 10% Ródio-Platina	0 a 1482 °C
R	87% Platina + 13% Ródio-Platina	0 a 1482 °C

T1. Tipos de Termopares.



F10. Característica de uma Termopar em função do tipo de metais adotados.



F11. Tipos de Termistores.

Usa-se no condicionador de sinal um amplificador de instrumentação, uma vez que este possui uma boa rejeição de modo comum.

O uso de filtros, sendo o mais comum o filtro passabaixa devido ao ruído industrial ter duas gamas fundamentais de frequências: a de 50 Hz e a de 40 kHz.

Termistores

As substâncias que são sensíveis à temperatura são, usualmente, designadas por termistores. **Figura 11**

São produzidas com base em miniaturas sintetizadas de óxidos metálicos com propriedades semicondutoras.

Os termistores, como propriedade básica, apresentam elevado coeficiente de resistência a temperaturas negativas.

Para cada valor de temperatura o termistor apresenta um determinado valor de resistência, variando entre 5000 Ω a 0 °C e os 100 Ω a 150 °C. **Figura 12**

Principais características:

- Não lineares com sensibilidade elevada;
- Faixas de operação (-100 °C a +300° C);
- Tamanhos e formas bastante variados (0,005" a 0,05" de diâmetro).

Junção PN

A temperatura fornece energia para que os elétrons da banda de valência passem para a banda de condução, o que aumenta o número de portadores na região de depleção diminuindo a resistência da junção.

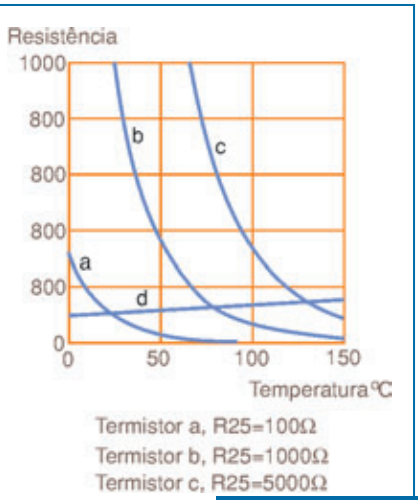
Basicamente, são diodos ou transistores sob polarização direta associados aos seus condicionadores de sinal, em função da necessidade de ajuste individual do sistema para cada sensor. **Figura 13**

Instalação de sensores

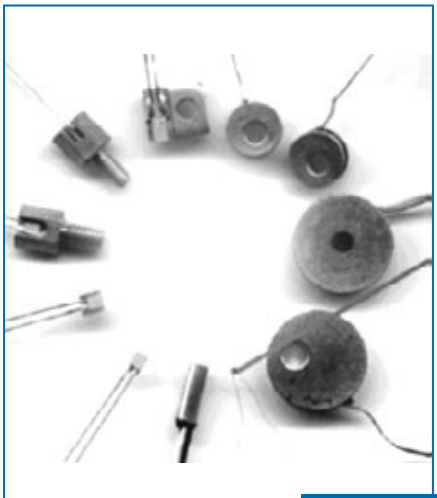
Uma das principais características, que deve ser tida em conta na altura da instalação de sensores com saídas a transistores, é a corrente máxima que estes elementos conseguem fornecer.

O limite máximo está geralmente compreendido entre os 50 e os 200 mA.

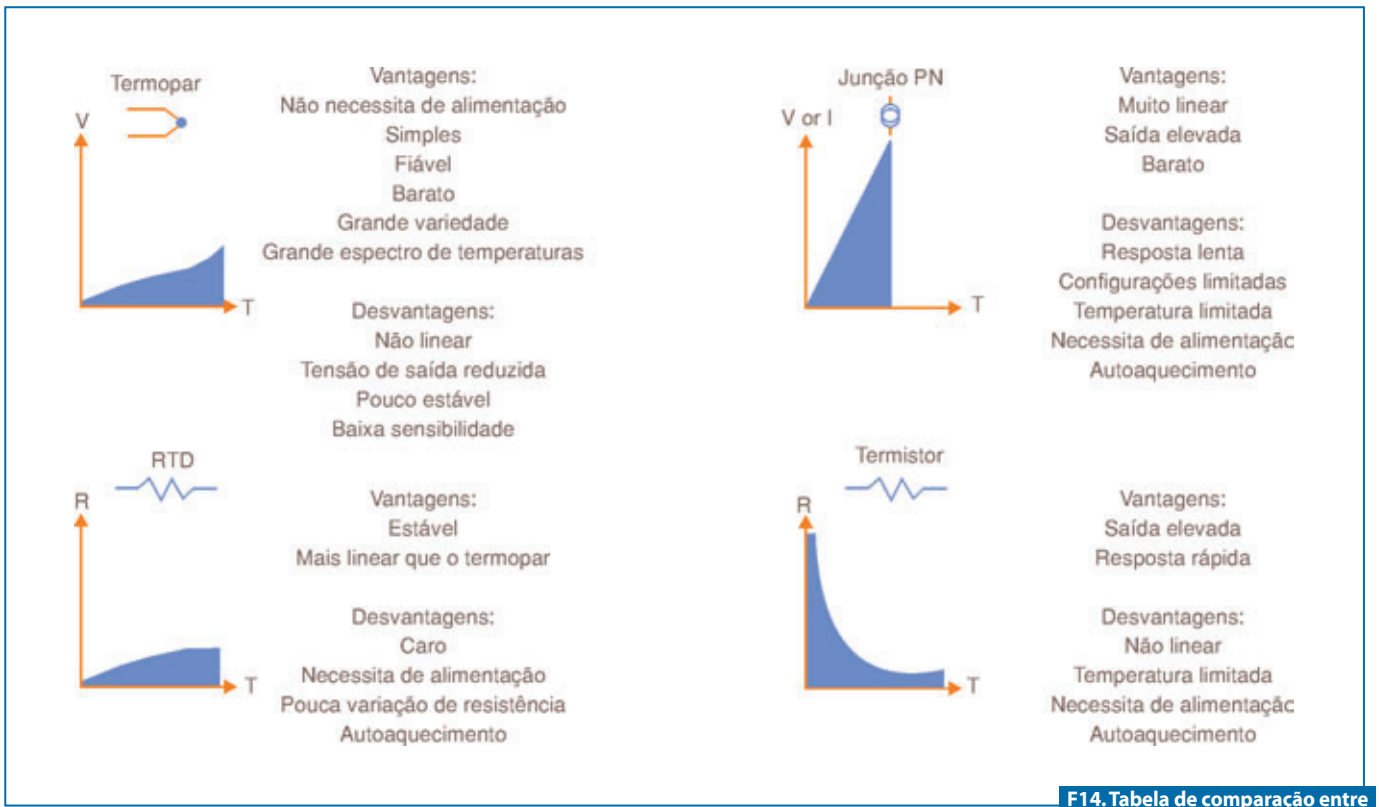
Se a carga aplicada ao sensor tiver uma necessidade de corrente superior à corrente máxima que o sensor consegue debitar, este pode queimar.



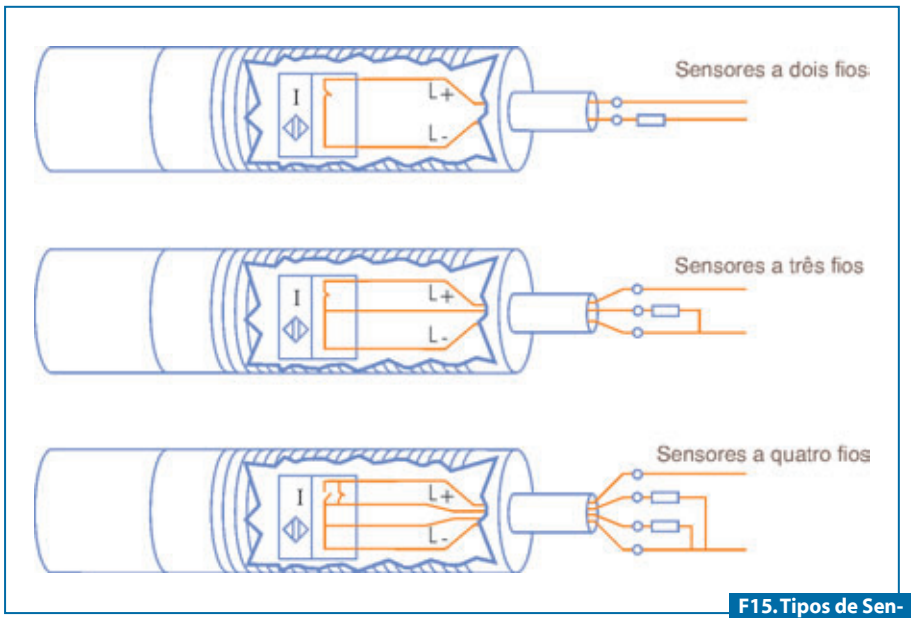
F12. Característica de um Termistor.



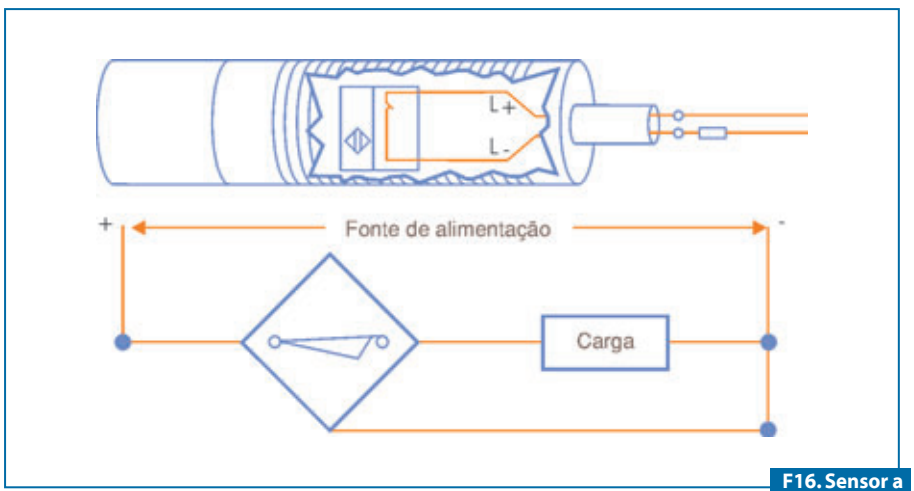
F13. Tipos de junção PN.



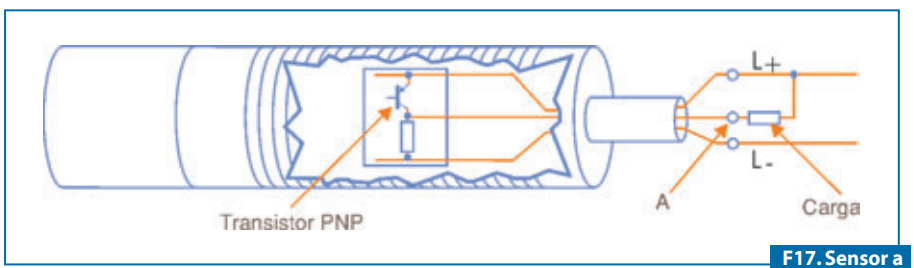
F14. Tabela de comparação entre sensores de temperatura.



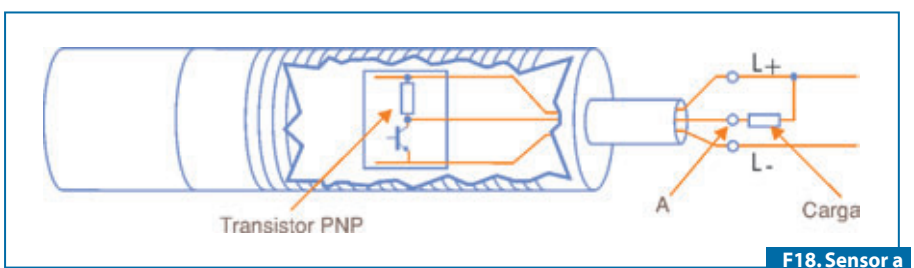
F15. Tipos de Sensores digitais.



F16. Sensor a dois fios.



F17. Sensor a três fios PNP.



F18. Sensor a três fios NPN.

Os módulos de entrada dos PLCs, por exemplo, têm necessidades de corrente dentro da gama de correntes máximas que os sensores conseguem fornecer.

Os sensores com saídas a relés conseguem fornecer uma corrente de saída superior aos restantes sensores, tipicamente 3A.

Se na altura de instalação do sensor for detectado que, junto a ele, passam cabos de alta tensão, o cabo de sinal do sensor deverá ser protegido para que este não apresente um comportamento errôneo ou capte sinais falsos.

Os sensores indutivos ou capacitivos deverão ser instalados, tendo o cuidado de estes não detectarem a superfície onde estão instalados. Além disso, quando forem instalados mais do que um sensor na mesma zona, a distância entre eles deverá ser respeitada.

Os sensores digitais existentes na indústria tendem a ser padronizados e, regra geral apresentam-se quase sempre com a configuração de dois, três ou quatro fios. **Figura 15**

Sensores a dois fios

Os sensores a dois fios requerem, para o seu funcionamento, uma fonte de alimentação externa, sendo o sensor ligado ao positivo e negativo da fonte de alimentação, com a carga ligada entre o sensor e um dos lados da fonte de alimentação. A polaridade da ligação depende do modelo do sensor. **Figura 16**

Os sensores a três fios podem ser do tipo PNP ou NPN dependendo do transístor que internamente tenham para fazer a comutação do sinal.

Sensores PNP

Nos sensores PNP, a carga deverá ser ligada entre o terminal de saída de sinal do sensor e o polo negativo da fonte de alimentação.

O transístor interno do sensor, quando atuado, ligará o polo positivo da fonte de alimentação à carga do sensor, provendo, desta forma, um caminho para a corrente fluir do polo positivo da fonte para a carga (sentido convencional da corrente).

Sensores a três fios

Sabe-se que, efetivamente, a corrente circula do polo negativo para a carga (sen-

tido real da corrente). Este fato costuma suscitar algumas confusões que poderão ser facilmente dissipadas se for associado o P (NP), a saída Positiva do sensor quando este está ativo. **Figura 17**

Sensores NPN

Nos sensores NPN, a carga deverá ser ligada entre o terminal de saída de sinal do sensor e o polo positivo da fonte de alimentação.

O transistor interno do sensor, quando atuado, ligará o polo negativo da fonte de alimentação à carga do sensor provendo, desta forma, um caminho para a corrente fluir do polo positivo da fonte para a carga (sentido convencional da corrente).

Analogamente ao caso anterior, se for associado o N (PN), a saída Negativa do sensor quando este está ativo, não será feita nenhuma confusão. **Figura 18**

As saídas dos sensores são consideradas, normalmente abertas ou fechadas, tendo em conta o estado do transistor interno quando o sensor não está captando nenhum objeto.

Por exemplo, se a saída de um sensor PNP estiver em Off quando não é detectado nenhum objeto, o sensor é considerado normalmente aberto. Por outro lado, se o mesmo sensor tiver a saída On, quando não é detectado nenhum objeto, este será considerado normalmente fechado.

Sensores a quatro fios

Os sensores com saídas a quatro fios têm, no mesmo sensor, uma saída normalmente aberta e outra normalmente fechada. **Figura 19**

Sensores com saída a relé

Os sensores com saída a relé são bastante comuns no meio industrial, pela sua elevada robustez e simplicidade de funcionamento.

São geralmente compostos por cinco fios: dois de alimentação (marrom e azul) e os restantes as saídas normalmente aberta e/ou fechada do relé. **Figura 20**

Para sinalizar o seu estado, estes sensores costumam trazer incorporado um LED emissor de luz.

Transmissão e condicionamento de sinal

O sinal proveniente dum transdutor pode ser transmitido por tensão, por corrente ou por frequência.

Sendo o último o menos utilizado, falar-se-á essencialmente nos outros modos de transmissão de sinal.

Existe uma regra prática que refere que, se a transmissão do sinal for feita por cabo, numa distância inferior a 10 m, pode fazer-se a transmissão do sinal em tensão, e se essa distância for superior a 10 m, a transmissão tem de ser feita em corrente.

Os valores padronizados para a transmissão em corrente são:

I_{min} = 4[mA] Regra estabelecida para que o valor de I_{min} = 0 [A] não seja confundido com a ruptura de um cabo.

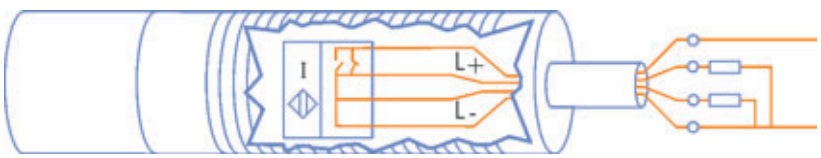
A transmissão por tensão pode ser feita se a distância entre o transdutor e o restante equipamento for inferior a 10 m.

Conclusão

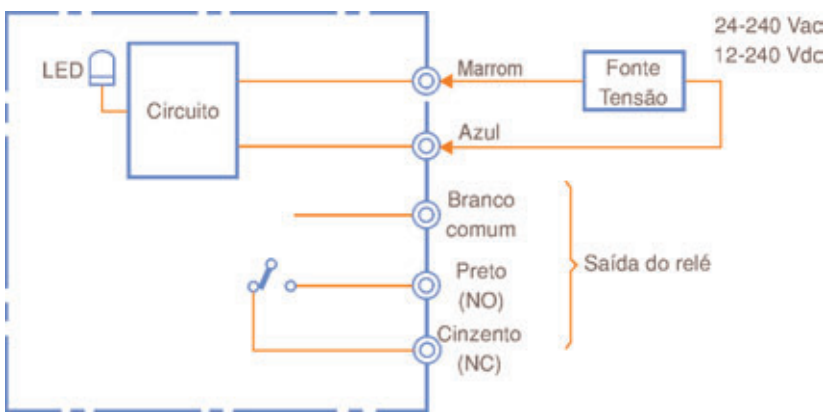
Nesta última parte conhecemos alguns tipos de sensores e seu funcionamento, como também abordamos as instalações de alguns deles. E

Bibliografia:

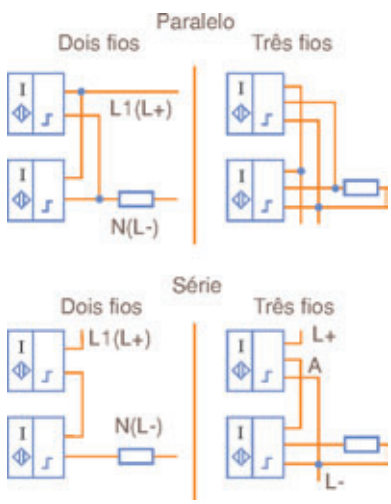
Catálogos OMRON: (www.omron.pt)
Automação industrial - 3 edição - J.Norberto Pires - EDITORA: Lidel
Curso de Automação Industrial – Paulo Oliveira - EDITORA: Edições Técnicas e Profissionais



F19. Sensor a quatro fios.



F20. Constituição de um sensor com saída a relé.



F21. Esquema de Ligação série-paralelo de sensores.

Padrões de Interfaceamento Digital

A interligação de equipamentos de processamento de dados é um assunto bastante complexo dada a diversidade de padrões. Muito mais do que a simples utilização de um modem, existem diversos modos possíveis de se interligar equipamentos, o que leva também a diversos padrões que são adotados internacionalmente. O conhecimento desses padrões é fundamental no desenvolvimento de qualquer equipamento.

Neste artigo mostraremos alguns dos padrões mais conhecidos, que poderão ser de muita utilidade como material de consulta para os profissionais da área

Newton C. Braga

Para a interligação de equipamentos de modo a haver uma troca de dados, diversos fatores devem ser levados em conta e que, basicamente, determinam o tipo de interfaceamento a ser usado.

Estes fatores são:

a) Níveis de sinal;
b) Tipo de lógica (positiva ou negativa);
c) Orientação por *bit* ou *byte;*
d) Tipo de linha de transmissão a ser usada;
e) Forma de transmissão se balanceada ou não balanceada, se com terminação ou sem terminação, se unidirecional ou bidirecional, se multiplex ou simplex;
f) Imunidade ao ruído;
g) Tipos de conectores usados;
h) Velocidade de transmissão necessária.

Felizmente, a maioria dos computadores adota uma padronização comum para os sinais de entrada e saída (I/O), o que significa que os problemas de interfaceamento não passam para o interior dos computadores, o que facilita bastante o trabalho do projetista.

Na **tabela 1** temos, então, os principais padrões de interfaceamento digital.

Sobre os padrões RS que correspondem a aplicação industrial temos alguns comentários fazer. O RS-232C, por exemplo, é indicado para linhas curtas não balanceadas. O padrão RS-422 é para linhas longas balanceadas. O padrão RS-423 corresponde a um "up-grade" do RS-232, enquanto que o RS-449 corresponde a um sistema de padrão que cobre o uso do RS-422 e RS-423.

O padrão RS-485 é para linhas balanceadas longas do tipo multiponto.

Para aplicações Internacionais, o CCITT Vol V.24 é similar ao RS-232, enquanto que

o CCITT N97 X. 26 é similar ao RS-423. O CCITT N97 X. 27 é similar ao RS-422.

Dentro do padrão americano militar, o MIL-STD 188C refere-se a linhas curtas não balanceadas, enquanto que o 188-114 é similar ao RS-422, RS-423.

O padrão MIL-STD-1397 (Slow) é da Marinha e refere-se a linhas de 42 kbits por segundo, correspondendo ao padrão lento. O padrão rápido da Marinha é o MIL-STD-1397 (Fast) sendo adotado para linhas de 250 kbits por segundo.

O padrão Governamental dos Estados Unidos, mas não militar FED-STD-1020 é equivalente ao RS-423 e o FED-STD-1030 é equivalente ao RS-422.

Para o padrão de interfaceamento entre computadores e periféricos, o IBM-360/370 usa barramento não balanceado assim como o DEC Mini-Computer.

Para o interfaceamento entre instrumentos e computadores o padrão CAMAC de instrumentação nuclear se baseia em níveis lógicos TTL e DTL, enquanto que o padrão 488 para instrumentos de laboratório se baseia em barramento não balanceado.

No interfaceamento entre microprocessadores e dispositivos de interfaceamento, o padrão Microbus usa linhas curtas paralelas de 8 bit para transmissão digital. Os padrões RS-357 e RS-366 incorporam os padrões RS-232 e o padrão RS-408 é aplicado em linhas muito curtas, inferiores a 4 pés.

Padrões Americanos DTE/DCE industriais

a) EIA RS-232

O RS-232C é o padrão mais antigo e também mais conhecido. Este padrão se destina a uma ligação tipo "one-way/non-reversible", desbalanceada, para linhas sem terminação. Os dados digitais são transmitidos na forma serial. Na **figura 1** vemos um circuito de aplicação para este tipo de interfaceamento que tem na **tabela 2** as especificações principais.

Dentre as especificações mais importantes deste padrão, temos as seguintes:

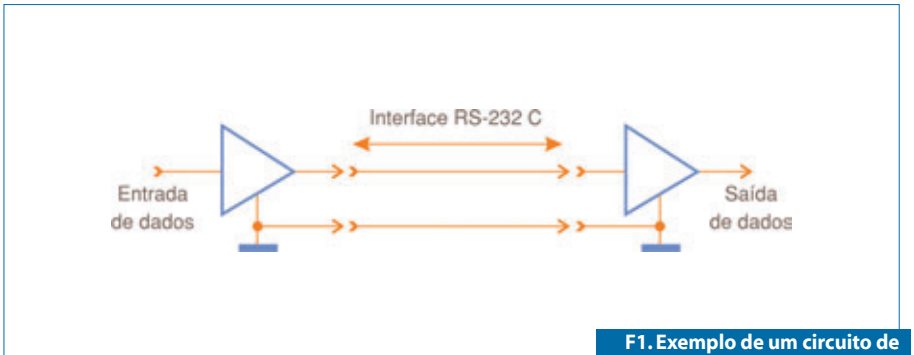
- Operação com lógica positiva e tensões de +/-5V a +/- 15V;
- Proteção contra erros;
- Controle da taxa de crescimento;
- Comprimento máximo de cabo recomendado: 50 pés;
- Taxa de transmissão: até 20 kbits por segundo.

Área	Aplicação	Padrão	Origem
Comunicação de dados entre equipamentos (DCE) para equipamento terminal de dados (DTE)	Industrial (USA)	RS-232C RS-422 RS-423 RS-449 RS-485	EIA EIA EIA EIA EIA
	Internacional	CCTTT Vol. VII V.24 CCITT nº 97x26 CCITT nº 97x27	Comitê Consultivo Internacional de Telefone e Telégrafo CCITT
	Militar (USA)	MIL-STD-188C MIL-STD-188-114 MIL-STD-1397 (NTDS-Slow) MIL-STD-1397 (NTDS-Fast)	DOD DOD Marinha Marinha
	Não Militar (USA Gov)	FED-STD-1020 FED-STD-1030	GSA GSA
Computador para periféricos	IBM 360/370 DEC Mini Computer	Sistema 360/370 canal I/O DEC Unibus	IBM DEC
Instrumentos para computador	Nuclear Laboratório	CAMAC (IEEE 583-1975) 488	NIM (AEC) IEEE
Mcroprocessador para dispositovos de interfaceamento	Microprocessadores	Microbus	National semiconductor
Fac-simile para DTE	Transmissão de FAX	RS-367	EIA
Equipamento controlado numericamente para DTE	Equipamento controlado numericamente	RS-408	EIA
Chamada automática para DTE	Discagem por tom e pulsos	RS-366	EIA

T1. Principais padrões de interfaceamento.

Símbolo	Parâmetro	Condições	Mín.	Tip.	Máx	Unid.
VOH	Tensão de saída em aberto	-	-	-	25	V
VOL	Circuito	-	-25	-	-	V
VOH	Tensão de saída com carga	3 kΩ ≤ Rl ≤ 7 kΩ	5	-	15	v
Ro	Resistência de saída com alimentação desligada	-2 ≤ Vo ≤ 2 V	-	-	300	Ω
los	Corrente de saída em curto-circuito	-	-500	-	500	mA
	Taxa de crescimento - Todos os circuitos - Circuitos de controle	 - -	 - 6	 - -	 30 -	 V/µs V/µs
Rin	Resistência de entrada do receptor	3 V ≤ Vin ≤ 25 V	3000	-	7000	Ω
	Entrada do receptor em circito aberto	-	-2	-	2	V
	Tensão de polarização - Saída (marca) - Saída (espaço)	-	 -3 -	 - -	 - 3	 V V
VOL	Saída	-	-15	-	-5	V

T2. Especificações principais do EIA-RS232C.



F1. Exemplo de um circuito de aplicação para o RS-232C.

b) EIA RS-422/RS-423/RS-485

Estes padrões foram introduzidos pela EIA em 1975 como uma melhoria nos padrões anteriores, incluindo as principais vantagens do RS-232.

Assim, o RS-422 foi destinado à transmissão usando linhas balanceadas enquanto que o RS-423 foi destinado a padronização dos sistemas usando linhas desbalanceadas. Em 1983 a EIA apresentou um novo padrão, o RS-485, que visava eliminar algumas das desvantagens apresentadas pelo RS-423.

O RS-423, em detalhes, se assemelha bastante ao RS-232 no sentido de que ele fornece as especificações para linhas de transmissão de dados não reversíveis. No entanto, ele vai além no sentido de admitir velocidade maior (100 k baud) e linha de maior comprimento (até 30 pés), além de possibilitar o uso de um receptor com entrada em modo comum de tensão (VCM) com tensão de +/- 7V conforme mostra a **figura 2**. Observe que a tensão é referida ao terra do *driver*.

A **tabela 3** resume as principais características deste padrão. No entanto, destaca-se que este padrão prevê saídas de drivers protegidas contra faltas, taxas de crescimento controladas que reduzem a modulação cruzada e as reflexões.

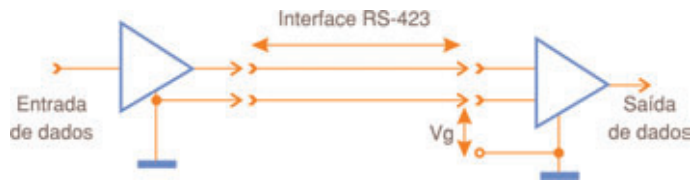
Para o RS-422 temos as especificações para a transmissão de dados unidirecionais/não reversíveis com linhas de transmissão tanto com terminações como sem terminações. A velocidade de transmissão chega aos 10 M Baud com linhas de até 30 pés.

Na **figura 3** temos um diagrama de aplicação prática para um interfaceamento usando este padrão.

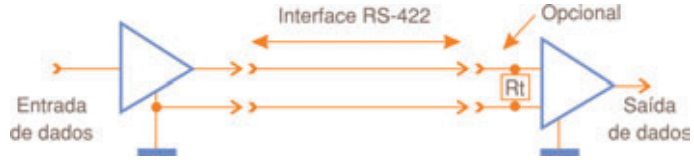
Para o caso do RS-485 temos uma espécie de adaptação que acomoda os requisitos de uma linha de transmissão balanceada a um circuito de linha partilhada. Trata-se de um padrão semelhante ao RS-422 com uma espécie de melhoria que permite a aplicação multi-ponto de modo que diversos *drivers* e *receivers* compartilhem da mesma linha de transmissão.

Na **figura 4** damos um diagrama de aplicação típica deste padrão num sistema de linha partilhada.

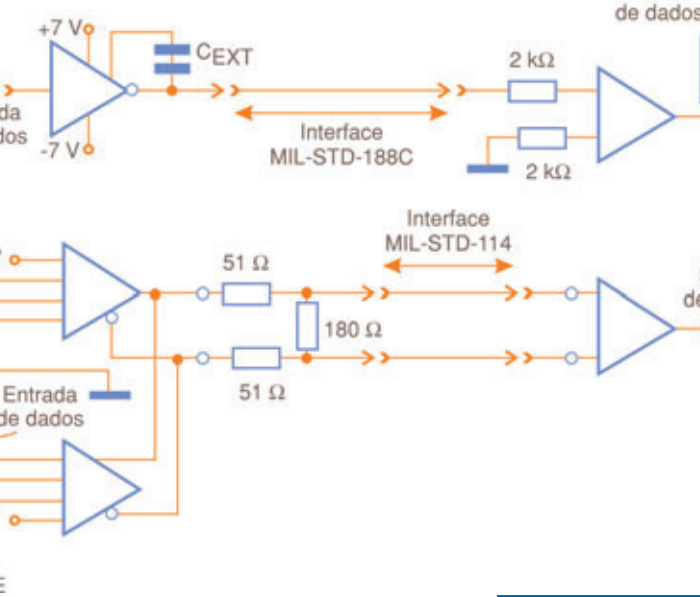
Uma característica importante deste padrão é a adoção de linhas de pares trançados de 120 ohms com terminações em ambos os extremos.



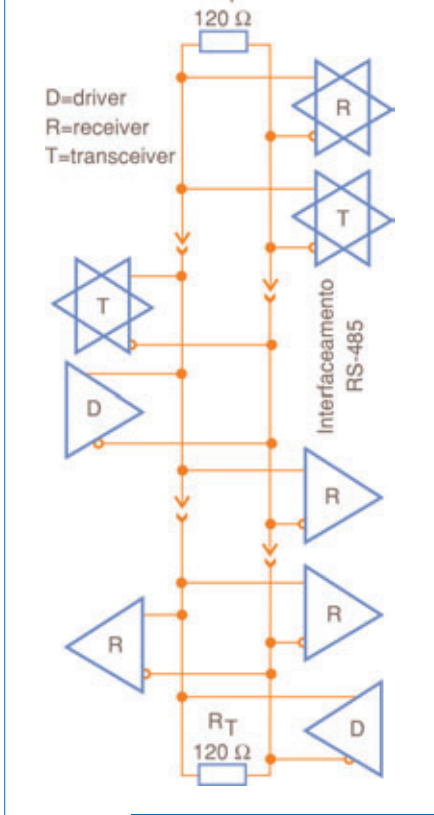
F2. Circuito de aplicação para o RS-423.



F3. Diagrama de um circuito de aplicação para o RS-422.



F5. Um circuito de aplicação para o padrão MIL-STD-188C.



F4. Diagrama típico de aplicação para o padrão RS-485.

Na **tabela 4** são mostradas as principais especificações para este padrão.

Padrões Internacionais

Conforme já salientamos, o padrão CCITT 1969 Vol VIII, V.24 é idêntico ao RS-232-C. O CCITT circular N97 Com SPA/13, X. 26 é similar ao RS-232 exceto pelo fato de que a sensibilidade máxima do receptor na tensão em modo comum deve ser de +/- 300 mV contra +/- 200 mV do RS-422. O padrão CCITT circular 97 Com SPA/13, X. 27 possui semelhanças ao RS-432, exceto por:

- A sensibilidade do receptor é como a especificada no parágrafo X.26;
- A tensão de saída do driver é especificada para uma resistência de carga de 3,9 k ohms.

Símbolo	Parâmetro	Condições	Mín.	Tip.	Máx.	Unid.
$V\overline{O}$	Tensão de saída sem carga	-	4	-	6	V
VO		-	-4	-	-6	V
$V\overline{T}$	Tensão de saída com carga	RL = 450 Ω	3,6	-	-	V
VT			-3,6	-	-	V
Rs	Resistência de saída	-	-	-	50	Ω
Ios	Corrente de saída em curto-circuito	Vo = 0 V	-	-	±150	mA
	Tempo de subida e descida do sinal de saída	Baud ≤ 1 kB Baud ≥ 1 kB	- -	- -	300 30	µs
Iok	Corrente em Power-OFF	Vo = ±6 V	-	-	±100	µA
VTH	Sensibilidade do receptor	Vcms ≤ ±7 V	-	-	±200	mV
VCM	Faixa em modo-comum do receptor	-	-	-	±10	V
Rin	Resistência de entrada do receptor	-	4000	-	-	Ω
	Tensão offset de entrada	-	-	-	±3	V

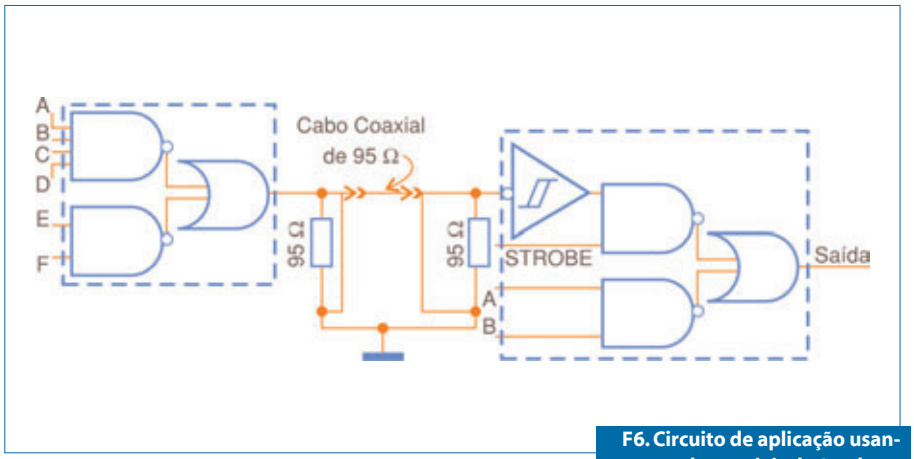
Símbolo	Parâmetro	Condições	Mín.	Tip.	Máx.	Unid.
$V\overline{O}$	Tensão de saída sem carga	-	-	-	6	V
VO		-	-	-	-6	V
$V\overline{T}$	Tensão de saída com carga	RT = 100	2	-	-	V
VT			-2	-	-	V
Rs	Resistência de saída	por saída	-	-	50	Ω
Ios	Corrente de saída em curto-circuito	Vo = 0 V	-	-	150	mA
	Tempo de subida e descida do sinal de saída	-	- -	- -	10	µs% (p/ un.)
Iok	Corrente em Power-OFF	-0,25 V ≤ Vo ≤ 6 V	-	-	±100	µA
VTH	Sensibilidade do receptor	Vcm ±7 V	-	-	200	mV
VCM	Faixa em modo-comum do receptor	-	-12	-	12	V
Rin	Resistência de entrada do receptor	-	4000	-	-	Ω
	Tensão offset de entrada	-	±3	-	-	V

T3. Especificações principais do EIA-RS423 (acima) e do EIA-RS422.

Símbolo	Parâmetro	Condições	Mín.	Tip.	Máx.	Unid.
$V\overline{O}$	Tensão de saída do	-	-	-	-	-
VO	driver sem carga	-	-	-	-	-
$V\overline{T}$	Tensão de saída do	RT = 100 Ω /	2	-	-	V
VT	driver com carga	RS-422	-2	-	-	V
		IRT = 54 Ω, CL = 50 ps	1,5	-	-	V
		RS 485	-1,5	-	-	V
Ios	Corrente de saída em curto-circuito	Vo = ±12 V Vo = -7 V	- -	- -	250 -250	mA mA
Vos	Tensão em modo-comum de saída do driver	-	-	-	3	V
Vos - Vos	Diferenciação no offset em modo comum	-	-	-	0,2	V
VTH	Sensibilidade do receptor	-7 V ≤ Vcms ≤ +12 V	-	-	200	mV
VCM	Faixa em modo-comum do receptor	-	-7	-	±12	V
Rin	Resistência de entrada do receptor	-	12 k	-	-	Ω

T4. Especificações principais do EIA RS-485.





F6. Circuito de aplicação usando coaxiais de 95 ohms.

Símbolo	Parâmetro	Condições	Mín.	Tip.	Máx.	Unid.
VOH	Tensão de saída do driver	IOH = 123 µA	-	-	7	V
		IOH = 30 A	-	-	5,85	V
		IOH = 59,3 µA	3,11	-	-	V
		IOH = -240 A	-	-	0,15	V
VIH	Tensão limiar de entrada		-	-	1,7	V
VIL	do receptor		-0,7	-	-	V
IIH	Corrente de entrada	VIN = 3,11 V	-	-	-0,42	mA
IIL	do receptor	VIN = 0,15 V	-0,24	-	-	mA
	Faixa de tensões de entrada do receptor	±12 V				
VIN	Power ON		-0,15	-	7	V
VIN	Power OFF		-0,15	-	6	V
IIN	Corrente de entrada	VIN = 0,15 V	-	-	240	µA
Zo	Impedância do cabo		83	-	101	Ω
Ro	Terminação do cabo - Comp. da linha (especif. como ruído)	PD ≥ 390 mW	90	-	100	Ω
			-	-	400	mV
Rin	Impedância de entrada do receptor	0,15 V ≤ Vin ≤ +3,9 V	7400	-	-	Ω

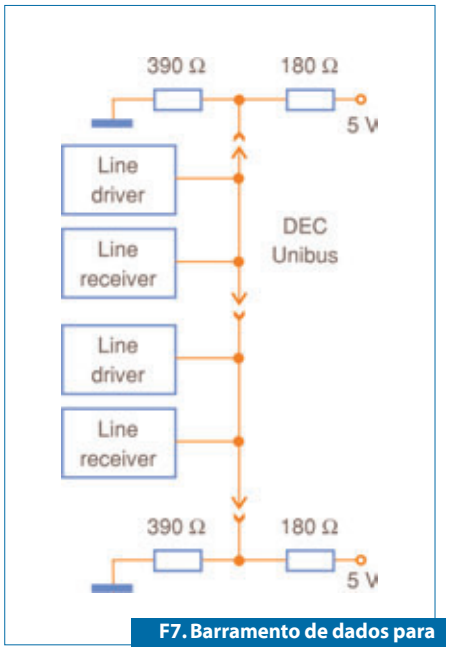
T5. Especificações principais do IBM e DEC.

Símbolo	Parâmetro	Condições	Mín.	Tip.	Máx.	Unid.
VOH	Tensão de saída	IOH = -5,2 mA	2,4	-	-	V
VOL	do driver	IOL = 48 mA	-	-	0,4	V
	Tensão de saída do driver					
IOZ	TRI-STATE	Vo = 2,4 V	-	-	± 40	µA
IOH	Coletor aberto	Vo = 5,25 V	-	-	250	µA
VIH	Tensão em modo-comum	0,4 V de histerese	2,0	-	-	V
VIL	de saída do driver	é recomendado	-	-	0,8	V
	Corrente de amortecimento do receptor	VIN = - 1,5 V	-	-	12	mA
RL1	Resistor de terminação	Vcc = 5 V (%5)	2850	-	3150	Ω
RL2		V = GND	5890	-	6510	Ω
IIH	Corrente de entrada	VIN = 2,4	-	-	40	µA
IIL	do receptor	VIN = 0,4 V	-	-	-1,6	mA

T6. Especificações principais do IEEE 488.

Símbolo	Parâmetro	Driver	Receptor		Unid.
			Padrão	Histerese (recomendada)	
VOL	Tensão de saída (a 1,6 mA)	≤ 0,4 V	-	-	-
VOH	Tensão de saída (a - 100 µA)	>2,4 V	-	-	-
VIL	Tensão de entrada	-	0,8	0,6	V
VIH		-	2,0	2,0	V
tf	tempo de descida (máx.)	100	-	-	ns
tr	tempo de subida (máx.)	100	-	-	ns

T7. Especificações principais do Microbus.



F7. Barramento de dados para o padrão DEC UNIBUS.

Padrões Militares Americanos

O padrão MIL-STD-188C (low Level) é equivalente ao RS-232C. Na **figura 5** vemos uma aplicação deste padrão.

Já, o padrão MIL-STD-188-114 Balanceado é similar ao RS-422 com exceção de que a tensão offset do driver é limitada a +/- 0,4 V contra +/- 3V do padrão RS-422.

Similar ao padrão RS-423 é o MIL-STD-188-114 com exceção que a tensão de saída do driver com carga (RL=450 ohms) deve ser 90% da tensão no circuito aberto, contra +/- 2V para Rs-100 ohms do padrão RS-422.

Padrões de Interfaceamento entre computadores e periféricos

Para dados, realmente os padrões existentes se baseiam totalmente nas especificações da IBM e DEC correspondentes às portas do IBM 360/370 e do Unibus respectivamente.

A especificação GA-22-6974-0 da IBM cobre as características elétricas , o formato da informação e as sequências de controle dos dados transmitidos entre computadores IBM 360/370.

O interfaceamento consiste em um barramento não balanceado usando cabos coaxiais de 95 ohms com terminações. Os dispositivos que são conectados ao barramento devem ter proteção contra curto-

circuito, histerese nos receptores e drivers com coletor aberto.

Na **figura 6** temos um circuito de aplicação. Deve-se dar especial atenção aos comprimentos e qualidade dos cabos de modo a limitar o nível de ruído a 400 mV.

Na **tabela 5** são dadas as especificações principais deste padrão.

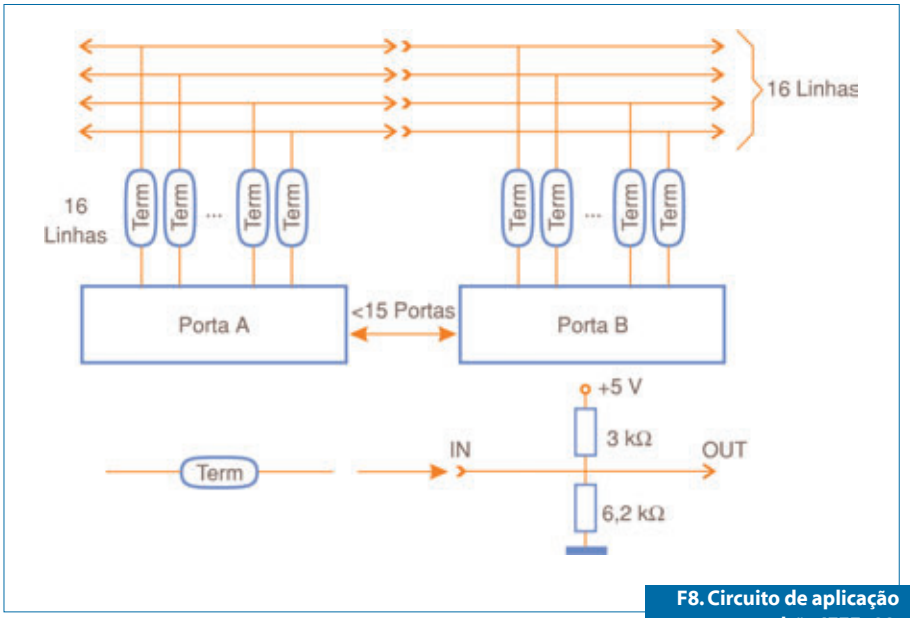
O padrão DEC UNIBUS é um exemplo de padrão não oficial, sendo usado basicamente com minicomputadores DEC. Esta interface faz uso de um barramento de dados com dupla terminação de 120 ohms, conforme ilustra a **figura 7**.

Padrões de interfaceamento entre instrumentos e computadores

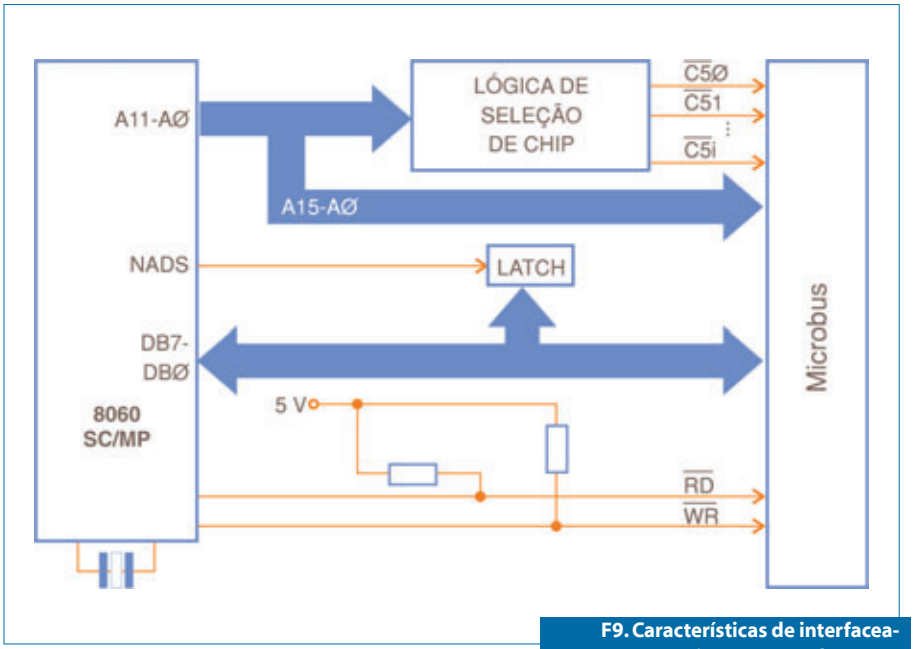
Estes padrões devem chamar mais a atenção de nossos leitores, principalmente levando-se em conta que o principal problema enfrentado está no desenvolvimento do conjunto de circuitos de interfaceamento.

Assim, para cada combinação de instrumentos temos uma solução diferente no projeto da interface.

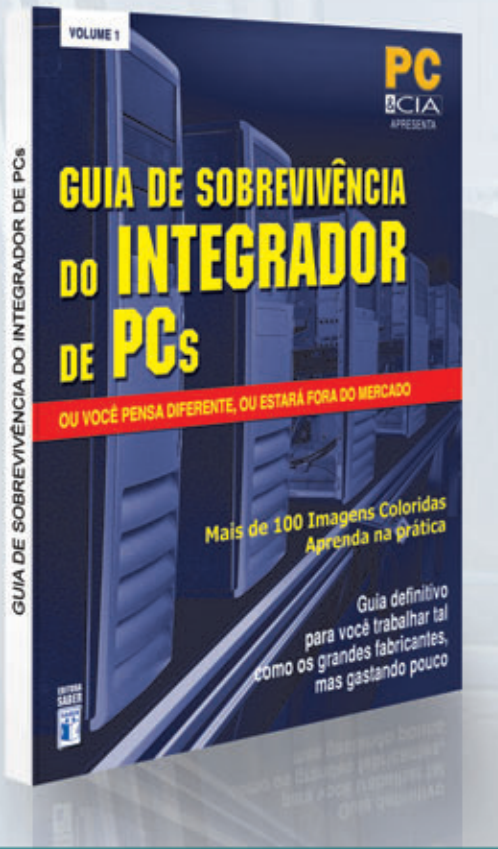
Dois grupos principais dirigem seus esforços de modo a gerar soluções diferentes



F8. Circuito de aplicação para o padrão IEEE488.



F9. Características de interfaceamento para microprocessador 8060.



Trabalhe como os grandes, mas gastando como os pequenos!

Aprenda sobre:

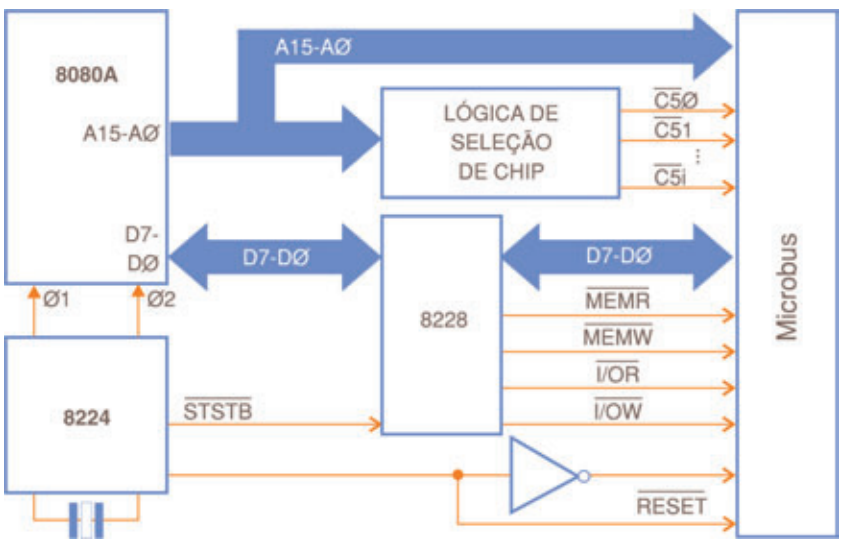
- Construção de um laboratório técnico;
- Mitos e verdades sobre o aterramento elétrico, como fazer e medir corretamente;
- Equipamentos ideais para proteção elétrica;
- Montagem passo a passo de uma bancada de baixo custo protegida contra ESD;
- PCs confiáveis, o que você precisa saber para ter uma montagem à prova de falhas;
- Execução de testes de estresse e burn-in;
- Restauração automatizada do sistema: entregue mais valor para seus clientes;
- Medição de temperatura;
- Check-List para montagem e testes de micro.

Veja mais detalhes em
www.novasaber.com.br

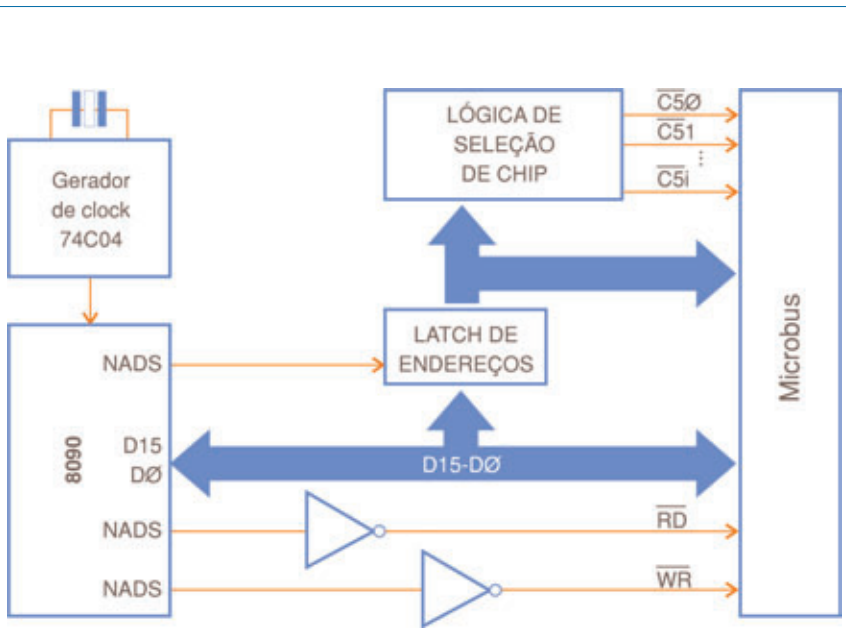
de interfaceamento e que levaram inevitavelmente a dois padrões diferentes:

O padrão de barramento IEEE 488 baseado em propostas da HP, e o sistema CAMAC que foi inicialmente proposto pela comunidade de físicos nucleares. Analisemos separadamente os dois grupos. O IEE488 cobre o interfaceamento tanto elétrico como mecânico entre instrumentos de laboratório como geradores de sinais, DPMs, contadores, etc e processadores como calculadoras programáveis, minicomputadores, etc.

O padrão prevê o interfaceamento múltiplo de até 15 instrumentos pelas portas I/O em "margarida" incluindo processadores, com distâncias de separação de até 60 pés.



F10. Características de interfaceamento para microprocessador 8080.



F11. Características de interfaceamento para microprocessador 8090.

São usadas 16 linhas, sendo 3 de "handshake", 5 de controle e 8 de dados.

Na **tabela 6** temos as especificações do padrão IEEE 488.

Um circuito de aplicação típico para este padrão é exibido na **figura 8**.

No sistema CAMAC temos a possibilidade de fazer o interfaceamento tanto pelas portas seriais quanto pelas paralelas usando um controlador "crate".

Os circuitos eletrônicos usados são compatíveis tanto com lógica DTL como TTL.

As especificações para o sistema CAMAC são dadas na **tabela 7**.

Padrões de Interfaceamento de Sistemas de Microprocessadores

Dois tipos de organização de barramentos são exigidos para aplicação dos padrões mais comuns:

a) Sistema mínimo para transferência de dados em curtas distâncias, normalmente em uma placa de PC;

b) Sistema expandido para transferência de dados para outros elementos do sistema como, por exemplo, memórias.

Para o sistema mínimo e Microbus considera-se a utilização de microprocessadores MOS/LSI e dispositivos de interfaceamento muito próximos. A comunicação é feita por linhas paralelas de 8 bits.

Neste sistema são especificadas as características de interfaceamento para as famílias de microprocessadores 8060, 8080 e 8090 conforme mostrado nas **figuras 9**, **10** e **11**.

Para o sistema de interfaceamento expandido de microprocessadores temos a consideração de os dispositivos possuirem saídas TTL, o que requer o uso de *buffers* tanto nas linhas de dados como de endereçamento.

Conclusão

Este artigo, baseado na AN-216 da National Semiconductor, dá as informações básicas sobre os padrões de interfaceamento ajudando o projetista e o instalador.

Se bem que existam outros padrões, como o RS-357 e o RS-366 para interfaceamento de fax com telefones e terminais de dados, em outra oportunidade eles deverão ser abordados de forma mais específica.

Controlador de memórias DRAM utilizando CPLD

Este artigo propõe um controlador de memórias RAM dinâmicas, de tal modo que o interfaceamento seja feito de forma semelhante às memórias RAM estáticas.

Um exemplo de implentação também é apresentado, usando uma interface serial síncrona e um microcontrolador AVR

Arao Hayashida Filho

Desde os primeiros computadores pessoais até os dias atuais, salvo algumas poucas exceções na década de 80, as memórias RAM são dinâmicas.

Partindo de computadores como MSX até os mais recentes 486, as memórias encontradas poderão ser utilizadas com o controlador proposto, sendo que elas têm como fator em comum alguns de seus métodos de interfaceamento.

O artigo propõe o emprego de um único circuito integrado de memória com 4 Mbits, mas o leitor poderá fazer modificações simples de forma a, por exemplo, utilizar 8 CIs, totalizando 32 Mbits ou até mais, dependendo da memória utilizada.

Onde encontrar essas memórias?

Esse tipo de circuito integrado pode ser encontrado nos mais variados tipos de sucata, principalmente em pentes de memória SIMM 30 e 72 vias (memórias FPM e EDO, inclusive); também foram confirmadas memórias HYB4164 em uma loja de material eletrônico de médio porte.

Tais CIs podem fazer parte de eletrônicos como discos rígidos de até alguns GB, impressoras, *drives* de CD-ROM, também em placas de PC-XT e 286, nesses dois últimos casos em encapsulamento DIP.

Nos primeiros testes foram usadas memórias de 64 kbits vindas de alguns PC-XTs, desmontados há anos atrás, são as MCM6665 e ICM4164, também foram testadas numa versão inicial do controlador as memórias de 256 kbits, vindas de outro XT e também em DIP 16 pinos, TMS4256-12 e P21256-12.

Métodos de acesso

Se o leitor observar o *datasheet* das memórias citadas, das 4164, por exemplo, elas têm 64 kbits distribuídos em dados de 1 bit, com 8 pinos de endereços, o que geraria apenas 256 posições de memória. No entanto, nessas memórias os endereços são multiplexados, daí obtermos na verdade 16 bits de endereços, o que totaliza as esperadas 65536 posições de memória.

O controlador proposto faz as operações de leitura e escrita de forma transparente ao usuário, de forma similar a uma memória RAM estática, valendo-se de *chip enable* e barramento de endereços não multiplexado.

Os métodos de acesso são apresentados a fim de que o leitor se familiarize com as memórias, e também verifique se há compatibilidade entre a aquela a ser utilizada pelo leitor e a suportada pelo controlador. As figuras mostradas seguir foram retiradas do datasheet da memória HYB514100, que contém informações mais detalhadas sobre o CI.

1 Early write

Nos métodos de acesso, o sinal RAS (ativo em nível baixo) sinaliza que o endereço de linha está no barramento de endereços; o CAS, também ativo em nível baixo, indica que nos endereços está disponível o endereço da coluna.

Após o endereçamento, o dado é gravado na posição correspondente a partir da linha DI, que no caso desse controlador está curto-circuitada com a linha DO, haja vista que em memórias com 4 bits de dados ou mais, essa ligação já é feita internamente. **Figura 1**.

2 Read cycle

Essa operação, mostrada na **figura 2** é bem similar a anterior, a principal diferença ocorre na leitura de dados que deverá ser feita após o tempo de acesso t_{AA}.

3 RAS only refresh cycle

Como é sabido, numa DRAM há a necessidade de ciclos de *refresh* periódicos, o controlador implementa os ciclos de refresh usando o ciclo da **figura 3**.

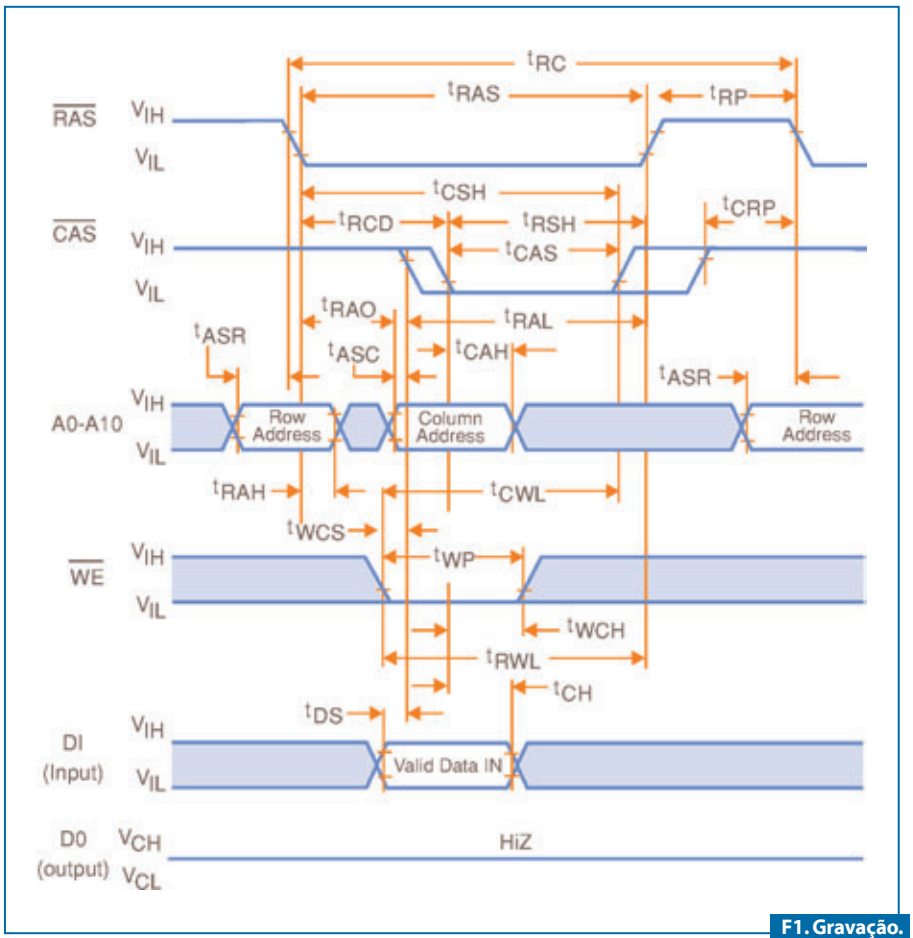
Neste ciclo o refresh é feito no endereço de linha após RAS ir ao nível baixo, isto é, o endereço está estável no barramento a cada *edge* de descida do RAS. Observe também que o refresh de memória deverá ser feito no mínimo em 1024 linhas a cada 16 ms (dado do fabricante).

Implementação do controlador

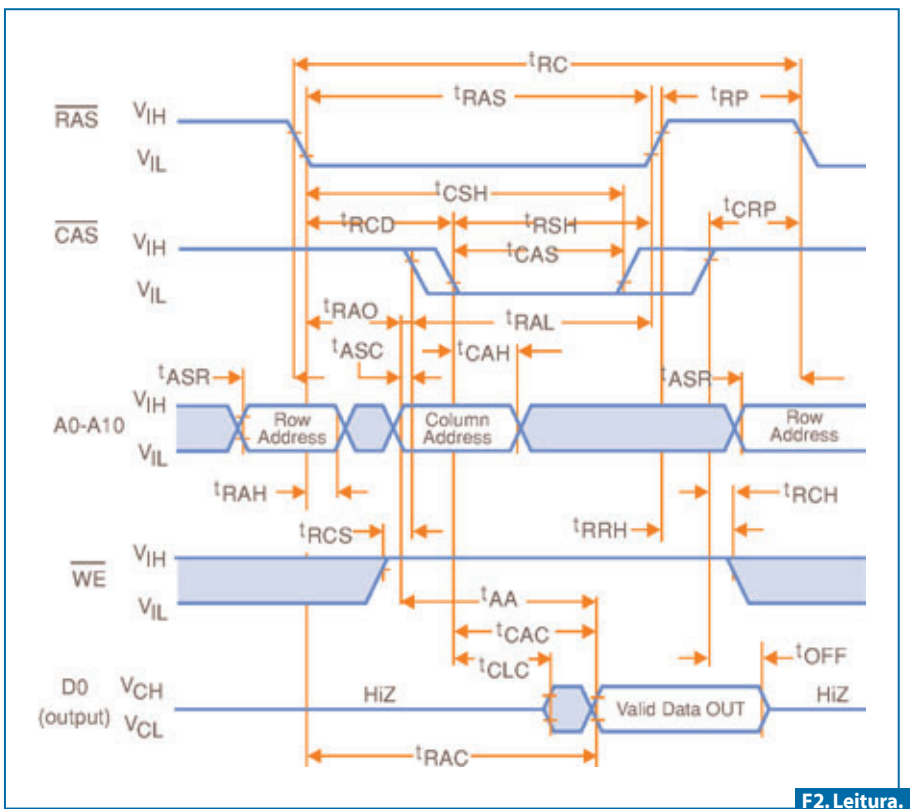
O controlador foi feito utilizando-se lógica programável, e nesse caso foi usado um CPLD Xilinx XC9572XL em encapsulamento PLCC44.

Os testes foram feitos em *protoboard* utilizando-se um adaptador para esse encapsulamento, adaptador feito para o mercado de programadores de microcontrolador 8051. Note que a correspondência de pinos entre o adaptador e o PLCC é regida pela pinagem do 8051 em encapsulamento PLCC, onde os de números 1, 12, 23 e 34 não são conectados aos pinos do adaptador; o leitor deverá fornecer conexão ao pino 23 que corresponde a um GND do CPLD.

Para o ciclo de leitura e escrita foi utilizado o StateCAD, presente na suíte



F1. Gravação.



F2. Leitura.

de desenvolvimento Xilinx ISE Webpack 10.1, que poderá ser baixada gratuitamente no *site* do fabricante.

O StateCAD, a partir de um fluxograma feito pelo usuário e configurações a respeito da máquina de estado, gera automaticamente o componente em VHDL. Agora veja o Diagrama de Estados na **figura 4**.

Nessa máquina de estados o CLOCK é o responsável por transições entre estados, onde o CE é o *chip enable:* ativo em nível alto representa que há uma requisição de leitura ou escrita por parte da CPU (microcontrolador) e em nível baixo permite que o refresh seja executado (STATE0).

No estado 4, o sinal G faz o *latch* do dado de leitura da memória para o barramento de dados visto pelo microcontrolador.

Para o refresh o arquivo correspondente a esse componente é o **rfsh.vhd**, lá há um contador síncrono de refresh que envia os endereços de linha à memória. O sinal RFSH habilita a contagem de endereços no refresh, e é vindo de CE com inversão de nível lógico.

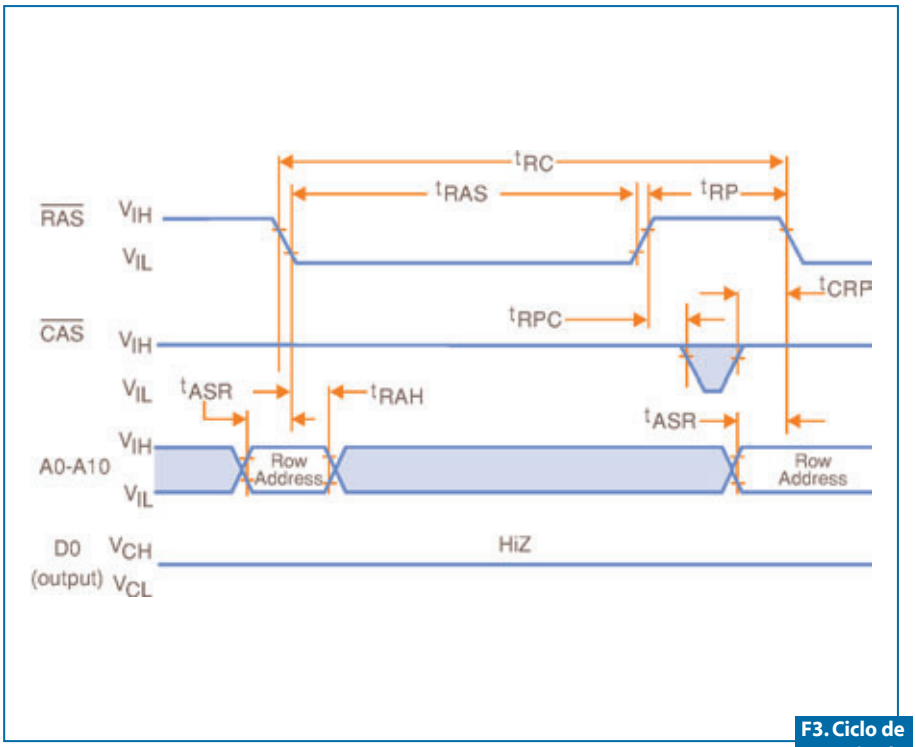
Os componentes de refresh e leitura/escrita de dados (**rw.vhd**) são reunidos no *principal.vhd*, e todos os arquivos estão comentados para que o leitor entenda a função de cada processo e circuito lógico.

Como não seria prático se colocar 25 fios de endereços, dados e controle numa protoboard, o endereçamento foi feito de forma serial síncrona entre o CPLD e o microcontrolador, então foi implementado um *shift register* de 22 bits em principal.vhd.

Outra fonte que deverá ser visto pelo leitor é o **principal.ucf**, nele há a designação de cada pino do CPLD em relação aos sinais de entrada e saída do principal.vhd.

Observe que o CPLD opera em 3,3 V, e para atingir o V_{OH} de alguns microcontroladores foi necessária a colocação de um *pullup* de 220 Ω ligado em 5V (R2 na figura 8).

Além de simulações realizadas no próprio programa da Xilinx, as quais poderão ser feitas pelo usuário, a partir do arquivo **tb.tbw** também foi feita na montagem a utilização de um analisador lógico. A **figura 5** mostra um teste, onde se pode verificar tanto a operação no ciclo de refresh quanto no ciclo de gravação, D00, obtido da memória.



F3. Ciclo de refresh.

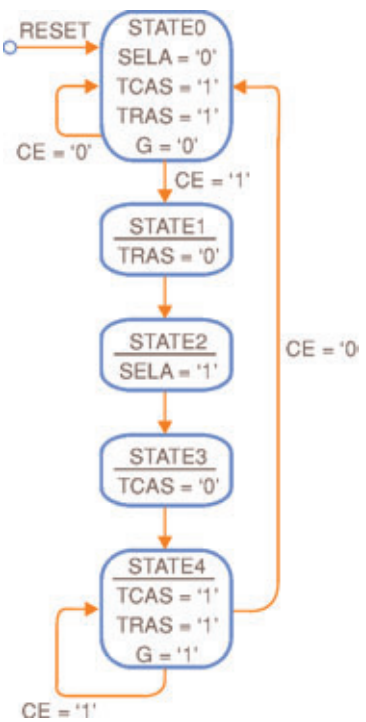
Quanto ao clock do CPLD foi utilizado um CXO (oscilador a cristal) de 4 MHz alimentado por 3,3 V, o qual poderá ser maior desde que não exceda os limites de tempos da acesso da memória utilizada, nem seja tão baixo a ponto de não realizar os ciclos de refresh no tempo necessário.

Implementação do software

Foi empregado um microcontrolador Atmel ATMEGA16 com clock de 12 MHz, a biblioteca é feita em linguagem C, compilada no AVR-GCC que pode ser baixado gratuitamente.

Para portar em outra arquitetura não é necessário se preocupar com questões relativas a sincronia de clock entre CPLD e microcontrolador, já que o CE assíncrono é transformado em síncrono dentro do controlador, mas é uma boa ideia se utilizar o mesmo clock, uma vez que isso diminui custos e também pode deixar disponível para o projetista uma área livre maior do CPLD.

Os arquivos **dram.c** e **dram.h** contêm o código-fonte da biblioteca do



F4. Diagrama de estados para leitura e escrita.

controlador, são as funções grava_dram, le_dram e inicializa_dram.

Em grava_dram (endereço,dado), o endereço de 32 bits é multiplicado por 8 e os bits de dados são gravados. Ao iniciar do mais significativo até o menos significativo, a função le_dram(endereço) retorna um *char* sem sinal, dado o endereço, assim como na gravação são realizadas 8 leituras sequenciais da memória.

Em inicializa_dram, os registros de direção de dados das I/O's utilizadas nesse controlador são *setadas* para a direção correta (entrada/saída).

Além das funções, no programa de testes incluído, **dram.hex**, há uma interface com opções de escrever um dado na memória, ler um dado e também dois tipos de teste. O acesso é feito pela serial do microcontrolador, em 9600 bps, 8 bits de dados e 1 de parada e para esse programa foi utilizado um clock de 12 MHz e a UART interna ao microcontrolador.

O primeiro tipo de teste faz três operações, na seguinte ordem: escrita de zeros, escrita de números fixos, e leitura dos dados, em todos os 512 kB. Essa operação demora alguns minutos e revela quais os endereços problemáticos e também o número de problemas encontrados, os dados escritos são 01010101 e logo depois 10101010, de tal forma que todos os bits da memória sejam testados com zeros e uns.

Montagem do controlador

O sistema contendo o CPLD, seu gerador de clock, memória e regulador de tensão foi montado numa protoboard, utilizando-se um adaptador para interligar a memória. **Figura 6**.

Essa montagem, incluindo a alimentação, é conectada a uma *demoboard* modelo DB-DP120, que contém o microcontrolador AVR ATMEGA16 , clock de 12 MHz e um conversor USB-serial, que poderá ser substituído por uma interface com a porta serial com um MAX232.

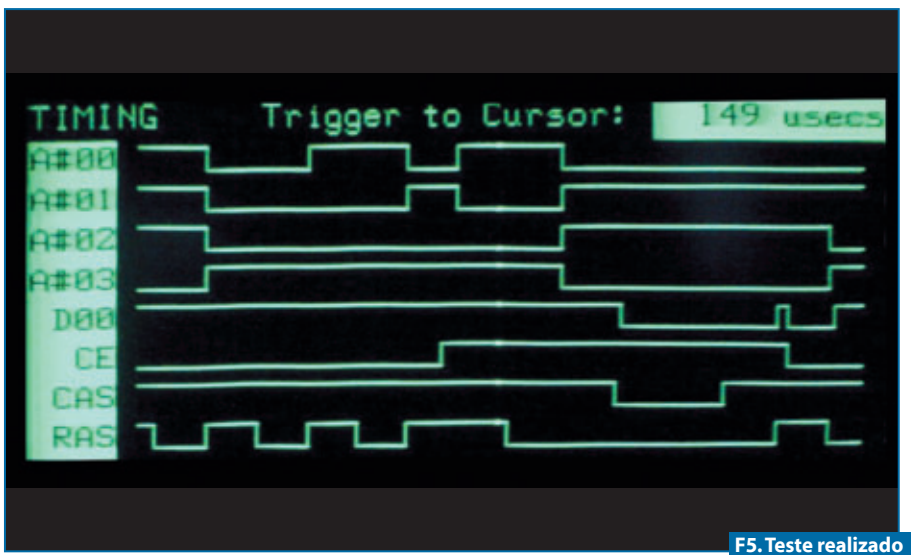
A gravação do CPLD é feita usando-se o arquivo **principal.jed**, todos os fontes em VHDL e biblioteca em C estão disponíveis em **www.sabereletronica.com**, seção d**e downloads.**

A figura 7 mostra o esquema, onde o regulador de tensão poderá ser substituído por outro, desde que observado o *dropout* do mesmo, a memória utilizada foi retirada de um pente SIMM30 de 4 MB, onde haviam 9 memórias dessa, também foi observada a ocorrência de memórias compatíveis em pentes SIMM72, memórias utilizadas em 486 e na primeira geração de Pentium e conhecidas como FPM e EDO, respectivamente.

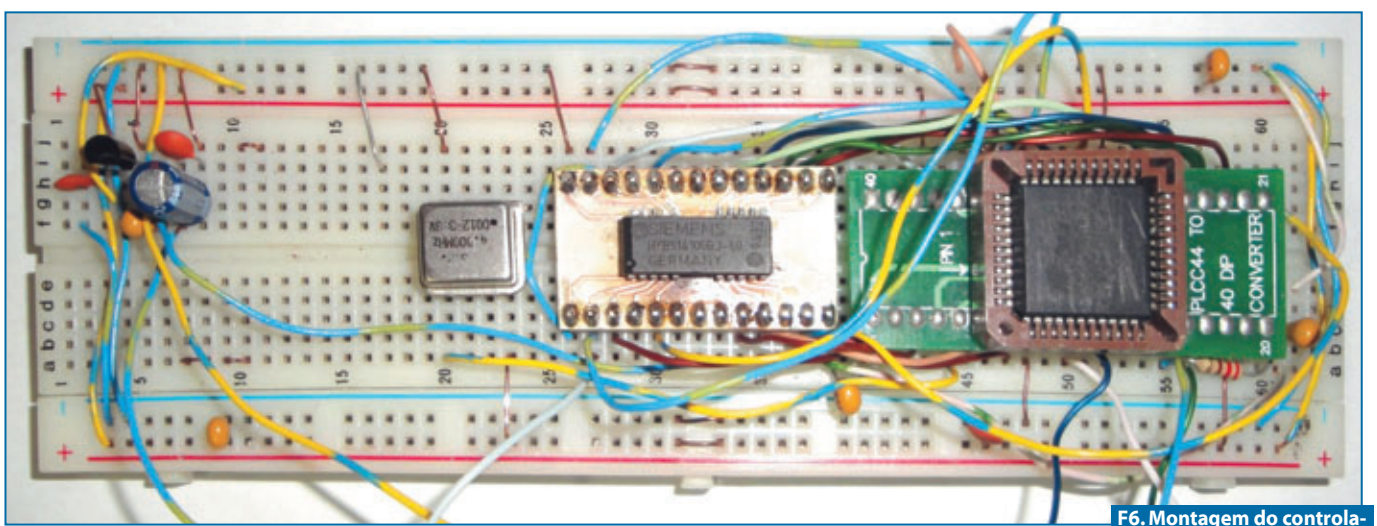
Conclusão

As memórias DRAM são fáceis de encontrar, com capacidade de armazenamento de até dezenas de megabits e ótimos tempos de acesso em relação às tradicionais EEPROM.

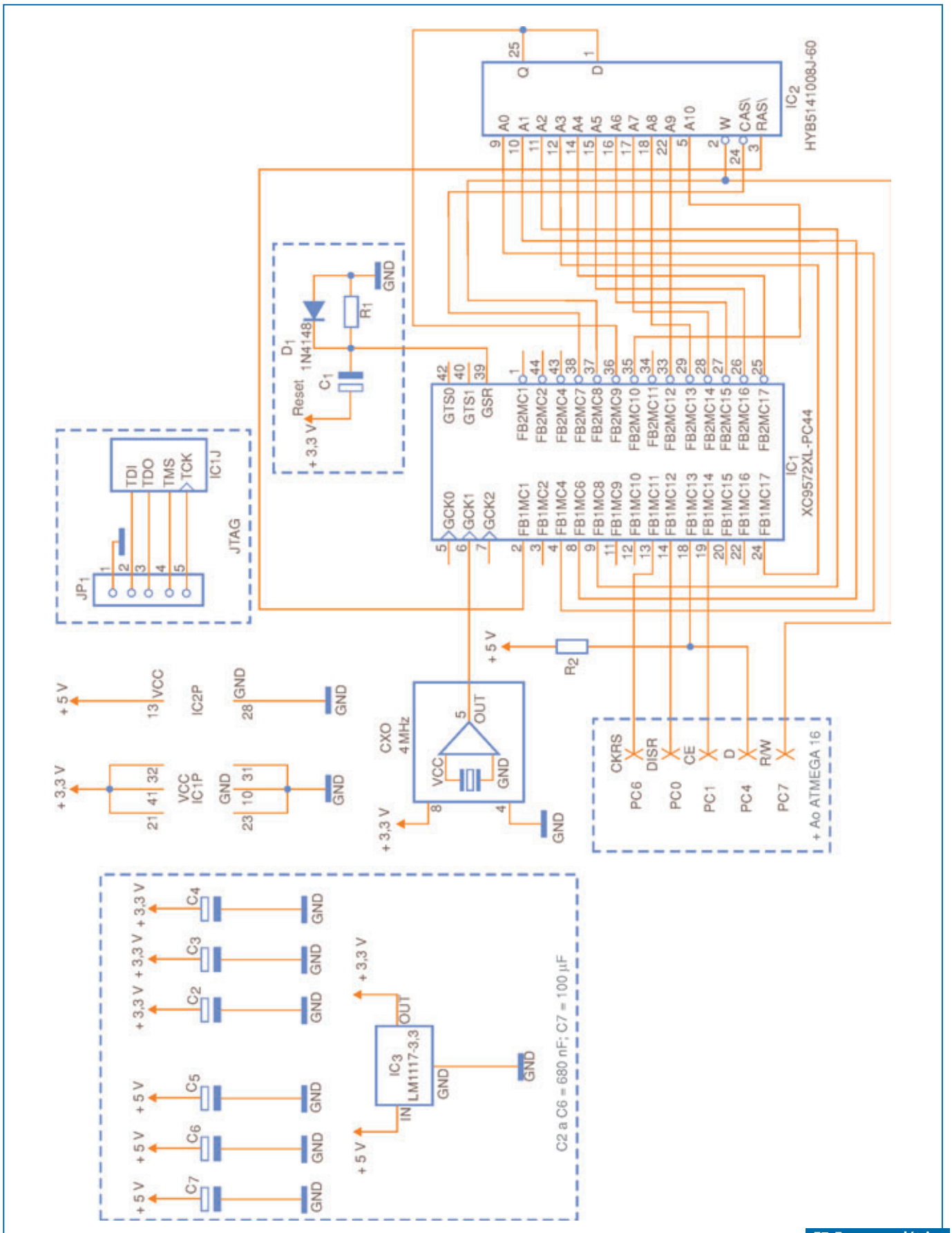
Utilizando um CPLD de pouca área, foi possível implementar um controlador de memórias dinâmicas de maneira flexível e ainda com 18% de área livre para uma expansão ou mesmo uso de outras lógicas.



F5. Teste realizado durante o projeto.



F6. Montagem do controlador em protoboard.



F7. Esquema elétrico da montagem.

Microchip lança "Reference Design" de No-Break (UPS) Digital usando PIC

Newton C. Braga
www.newtoncbraga.com.br

A Microchip (**www.microchip.com**) apresenta um *reference design* de *No-Break* (*Uninterruptible Power Supply*) digital usando PIC, o qual fornece uma tensão senoidal pura. Esse documento é baseado na série de controladores digitais de sinal (DSCs) dsPIC33F.

Ele demonstra como as técnicas de potência digitais quando aplicadas a aplicações em UPS, possibilitam a modificação simples através de software com o uso de dispositivos magnéticos menores, carga inteligente da bateria, maior eficiência, projetos compactos, redução do ruído audível e elétrico através de uma saída senoidal pura, comunicação USB e lista de materiais de baixo custo. Este reference design é livre de *royalties* e pode ser baixado diretamente a partir do *site* da Microchip.

Na **figura 1** temos o diagrama de blocos de um UPS (*No-Break*) comum. Quando a energia da rede falha, entra em ação um inversor alimentado por bateria que mantém comutadores ou outros sistemas sensíveis a perda de dados em funcionamento.

O sistema UPS de saída senoidal digital pura pode operar de dois modos:

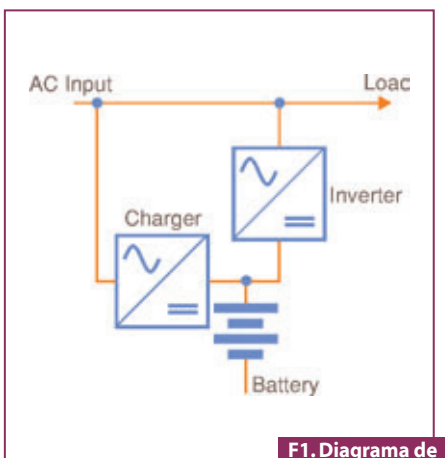
- No *modo standby* ele fica operacional na presença da tensão da rede de energia e a bateria é carregada;
- No *modo UPS* ele opera quando a energia da rede falta, comutando assim para uma função chamada inversora de modo a proporcionar energia para a carga. A carga armazenada na bateria é então convertida numa tensão senoidal de saída.

Para o sistema da Microchip usando dsPIC temos uma configuração de blocos mais sofisticada, conforme mostrado na **figura 2**.

O sistema UPS digital de sinal senoidal puro tem três estágios de conversão:

Conversor Push- Pull

O circuito conversor push-pull eleva a tensão da bateria para 380 VDC. Depois de habilitar os transistores drivers



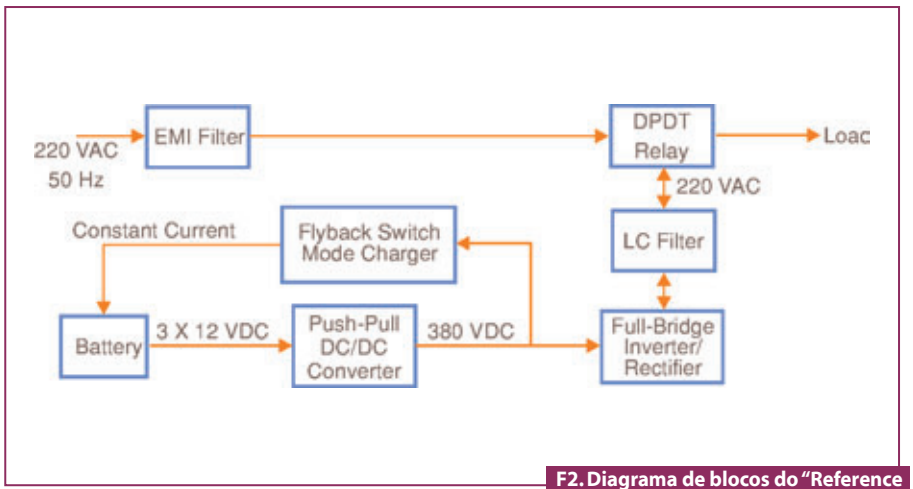
F1. Diagrama de blocos do UPS.

MOSFETs, as saídas PWM do DSC dsPIC controlam a tensão de saída, a corrente primária e a temperatura do dissipador, fornecendo os sinais de realimentação. Na **figura 3** vemos o diagrama simplificado do conversor Push-Pull usado no Reference Design.

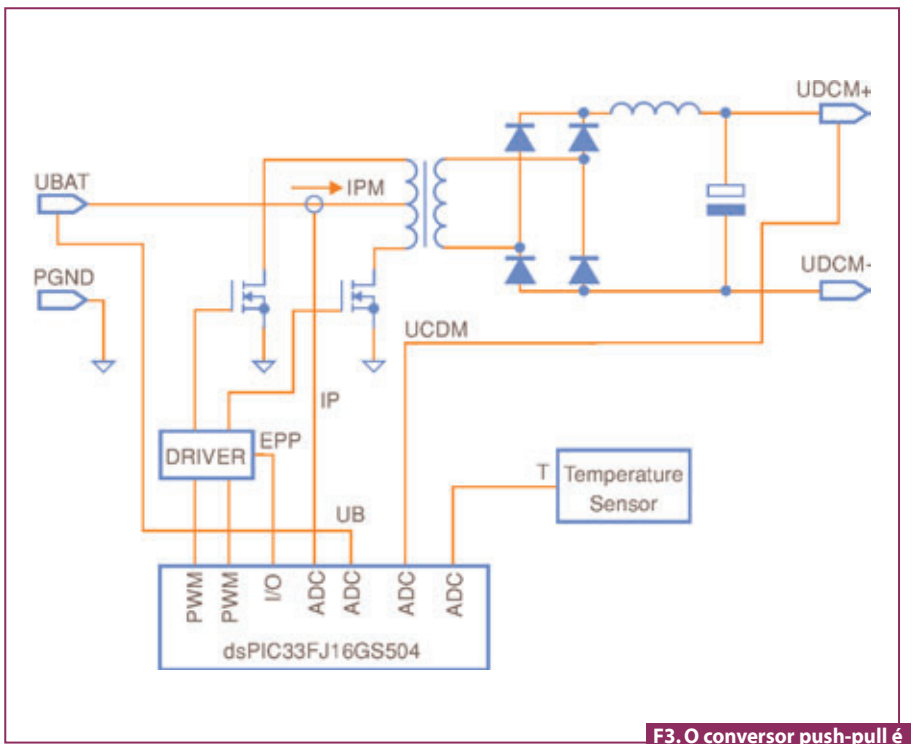
Inversor de Onda Completa

A topologia de onda completa do inversor é usada para converter a alta tensão DC num sinal senoidal AC puro para a saída. Uma configuração unipolar senoidal-triangular PWM é utilizada para comutar módulos inversores IGBT. A ponte completa com comutação unipolar ajuda a otimizar as especificações dos componentes e reduz o tamanho do filtro de saída. A tensão DC de entrada, tensão AC de saída, corrente no filtro de saída e tensão de entrada AC são usadas como sinais de realimentação para implementar um elo eficiente de controle.

Comutação rápida e inteligente da rede de energia para o inversor e vice-versa, são implementadas com um algoritmo de comutação que também ajuda a controlar a corrente *in-rush* durante as comutações. A **figura 4** ilustra o diagrama do inversor de onda completa.



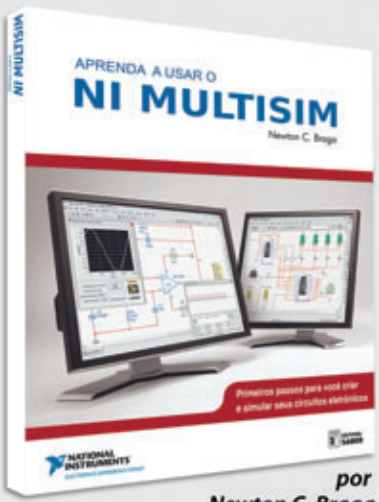
F2. Diagrama de blocos do "Reference Design" da Microchip usando dsPIC.



F3. O conversor push-pull é controlado pelo dsPIC.

Loja Virtual

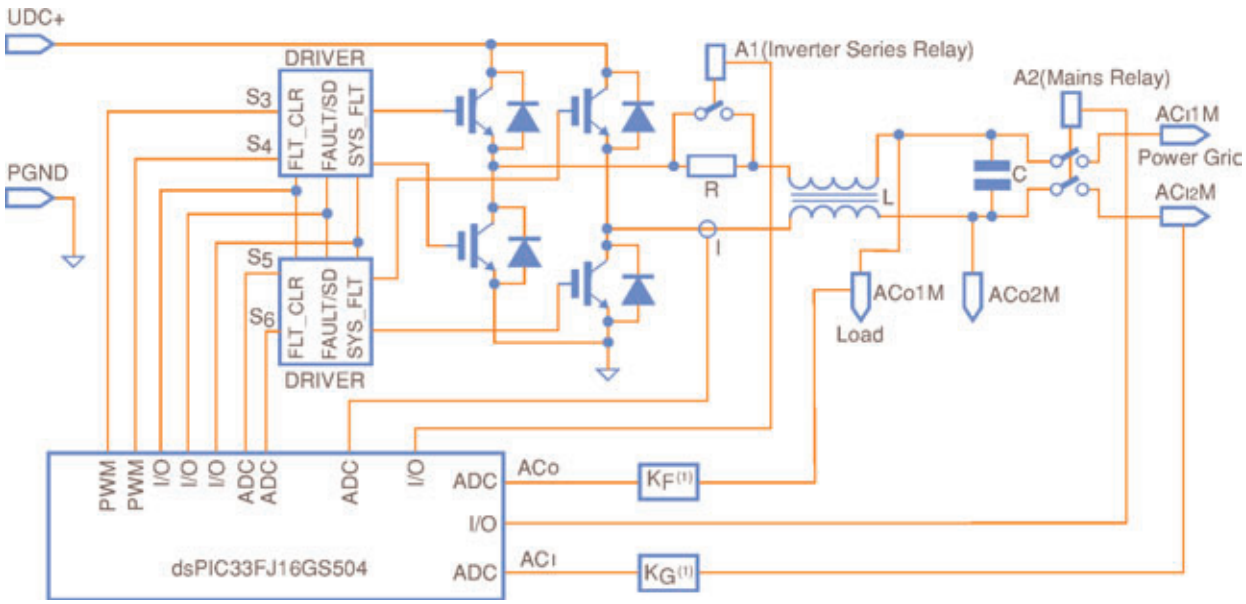
O caminho para ser um profissional melhor começa aqui!



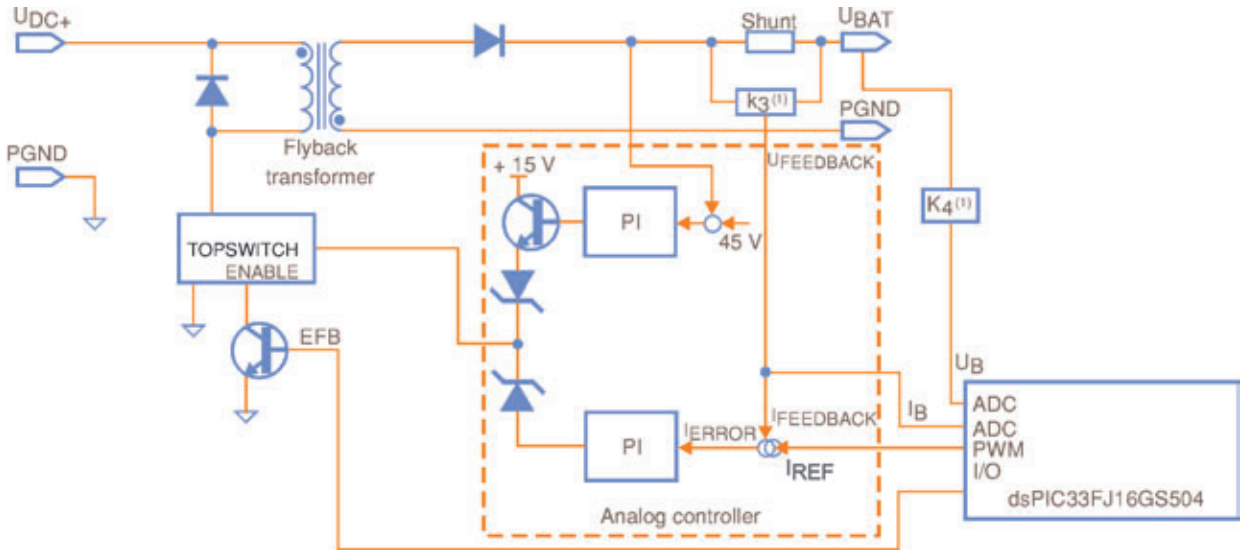
por Newton C. Braga

O NI Multisim é indispensável ao desenvolvedor de circuitos eletrônicos. Este livro passa pelos primeiros passos para quem precisa se familiarizar com o software. É um programa tanto para os iniciantes e estudantes, como para os profissionais que desejam dominar um software de grande potencial para a criação de projetos em sua empresa; é o primeiro simulador de circuitos interativo do mundo. Não é preciso ser um especialista em SPICE para poder usá-lo.

www.novasaber.com.br



F4. Diagrama do conversor de onda completa.



F5. Diagrama simplificado do carregador chaveado.

Carregador Chaveado tipo Flyback

Um conversor flyback é usado para carregar a bateria, prevenindo perdas de carga em relação a outros métodos. Na presença da tensão da rede de energia, o modo inversor é desabilitado e o UPS comuta para o modo de carga da bateria. O dispositivo DSC dsPIC fornece o nível de corrente de referência com um sinal PWM de ciclo ativo variável. A tensão da bateria e a corrente de carga são utilizadas como sinal de realimentação para implementação de um perfil inteligente de carga que estende a vida útil da bateria. Na figura 5 vemos o diagrama elétrico do carregador chaveado.
Especificações de Entrada e Saída:

Faixa de tensões AC de entrada:
- 95 – 135 V, 60 Hz (+/- 3 Hz) – versão de 110 V;
- 210 – 242 V, 50 Hz (+/- 3 Hz) – versão de 220 V.

Tensão AC de Saída:
- 110 V @ 60 Hz (+/- 1 Hz) – versão de 110 V;
- 220 V @ 50 Hz (+/- 1 Hz) – versão de 220 V.

Entrada DC:
- 36 V (3 x 12 V);
- Bateria chumbo-ácida.

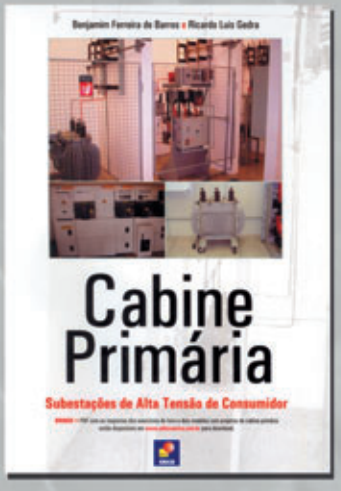
Especificação:
- 1000 VA – estado steady de potência de saída;
- 1350 VA potência de pico (surto).

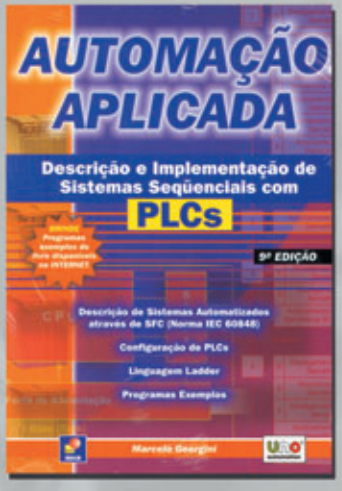
Destaques:
- Projeto de alta frequência;
- Corrente de carga ajustável;
- Eficiência de 84%;
- Saída senoidal pura com THD menor que 3%;
- Tempo de transferência da rede para bateria: menor que 10 ms;
- Suporta fator de crista de 3:1;
- Indicações de falhas;
- Comunicação USP com o PC;
- Painel frontal LCD.

Conteúdo do Kit
- Unidade Digital Senoidal Pura do UPS
- CD de Documentação consistindo em:
  - Software de referência de projeto para versão de 110 V (ou 220 V);
  - Esquema e layout da PCI;
  - Arquivos modelo MATLAB;
  - Guia do usuário.
- Cabos

Confira essas ofertas imperdíveis!









novasaber
www.novasaber.com.br

Detecção de Descargas Atmosféricas

Um dos problemas que mais afeta a distribuição de energia (e também sua qualidade) é o causado pelas descargas elétricas - raios - nas linhas de transmissão, ou mesmo nas instalações de distribuição. Por esse motivo, a preocupação das empresas geradoras e distribuidoras de energia é muito grande, sendo importante saber onde e quando estão ocorrendo descargas atmosféricas. Isso é possível através de sistemas de detecção como o RINDAT (no Brasil) que usa detectores sensíveis capazes de determinar, em tempo real, o local de uma descarga com uma precisão da ordem de 500 metros

Newton C. Braga

Uma descarga atmosférica em uma linha de transmissão ou estação de distribuição de energia não apenas causa transientes que podem afetar num amplo raio os aparelhos alimentados, como até pode causar danos físicos a esses elementos do sistema de distribuição de energia.

Por essa razão, preocupar-se com os locais em que estão ocorrendo essas descargas é muito importante para as empresas de geração/distribuição de energia.

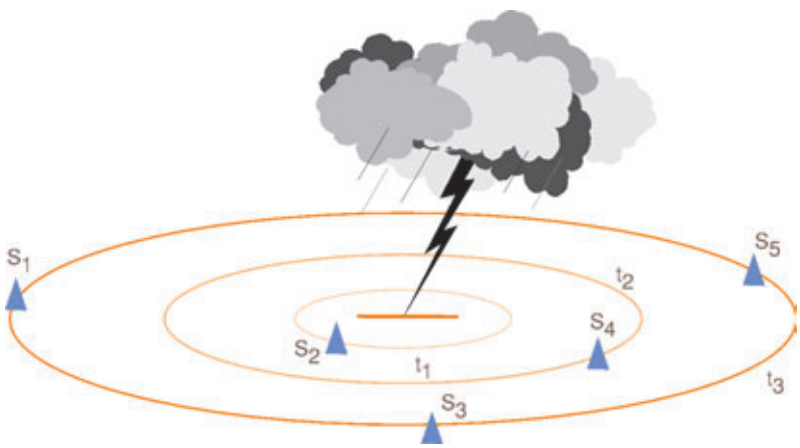
Para que o leitor entenda como é possível saber onde estão acontecendo as descargas, analisemos em primeiro lugar o que sucede quando um raio se manifesta.

A Detecção das Descargas

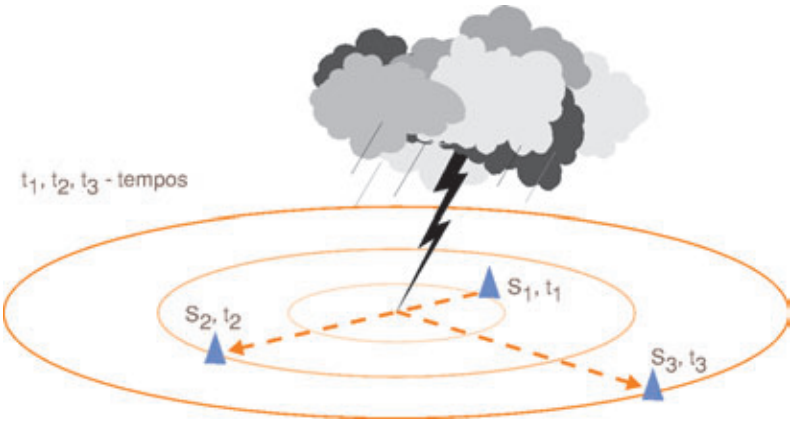
Quando ocorre uma descarga elétrica na atmosfera (raio), a circulação da corrente de grande intensidade gera um forte campo magnético. Esse campo produz sinais cuja maior parte da energia



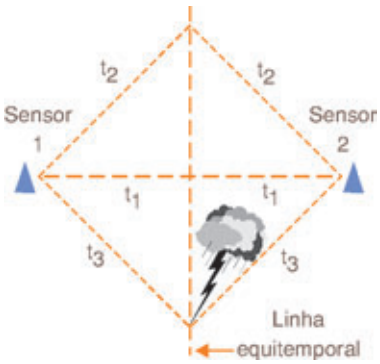
F1. Captação dos sinais de raios c/ um rádio AM.



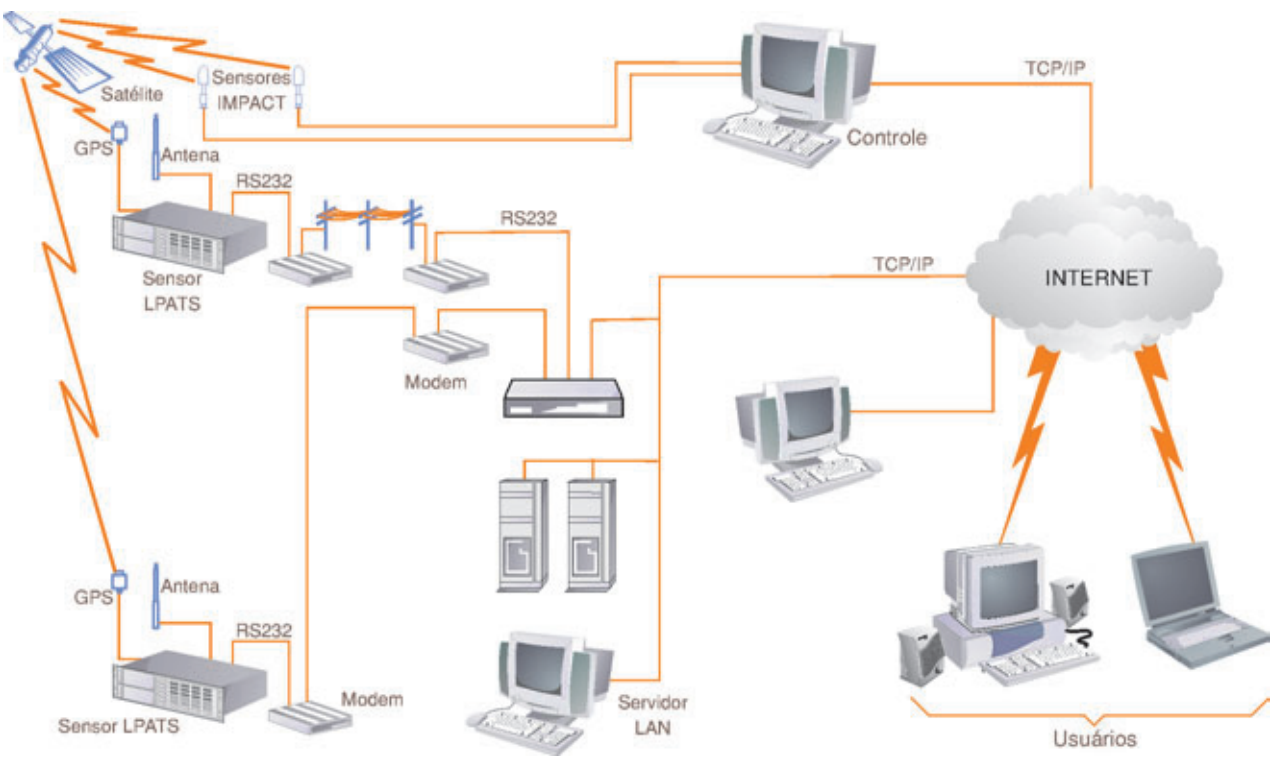
F2. Identificação do local da descarga elétrica por meio de sensores.



F3. Gravação/comparação dos diversos tempos que os sinais levam para atingir os sensores.



F4. Uso de três sensores, no mínimo.



F5. Sistema de Localização e Acompanhamento de Raios (LPATS)

se concentra na faixa das ondas muito longas, longas e médias, ou seja, na faixa de 2 kHz a 450 kHz.

Durante uma tempestade ou quando raios são vistos à distância, podemos captar esses sinais com facilidade, bastando para isso sintonizar um rádio de ondas médias entre estações, conforme mostra a **figura 1**.

Em um rádio comum de AM percebemos essas descargas na forma de um ruído seco, mas analisando melhor esses sinais ou usando um receptor de ondas longas e muito longas, os sinais se assemelham a um silvo prolongado.

Para detectar o local em que acontece uma descarga podemos justamente aproveitar esses sinais, dispondo sensores em diversos locais conforme ilustra a **figura 2**.

Ligando esses sensores a um sistema capaz de analisar a forma de onda captada e tomando como referência os picos do sinal, é possível (por triangulação) determinar o local onde as descargas ocorrem. Evidentemente, para que o sistema funcione é necessário que os sensores estejam sincronizados com precisão, o que pode ser feito com sinais de temporização GPS.

Na **figura 3** indicamos como os diversos tempos que os sinais demoram para chegar aos sensores podem ser gravados e comparados, determinando-se então a exata localização da descarga.

Veja que o uso de três sensores é importante, pois apenas dois não definem um local, mas somente uma linha possível de localização. Observe a **figura 4**.

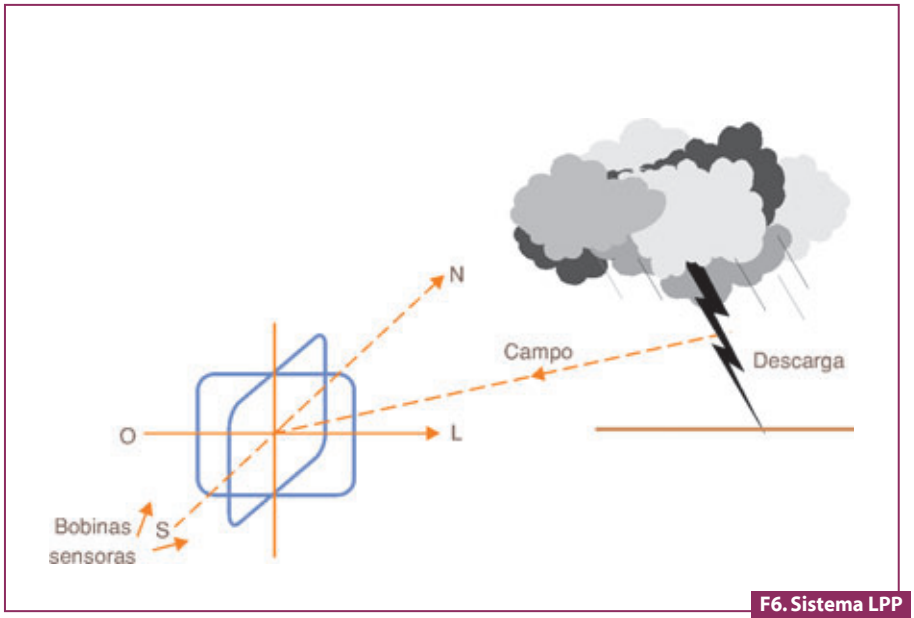
É por esse motivo que pelo menos 3 sensores são necessários no registro de cada raio.

LPATS

O sistema que permite localizar exatamente o ponto em que ocorre um raio se baseia numa rede denominada *Lightining Positioning And Tracking System* ou LPATS. Podemos traduzir o acrônimo como Sistema de Localização e Acompanhamento de Raios. Trata-se de um sistema que se baseia no tempo de recepção dos sinais.

O equipamento consiste de sensores e equipamentos que, na maior parte dos casos, são fornecidos por uma empresa chamada Global Atmosferics Inc. Esse equipamento, de acordo com a **figura 5**, consiste de sensores, sistemas de comunicação via satélite e Internet, interligados, de modo a haver uma central onde os dados são computados e disponibilizados para consulta.

Anteriormente a esse sistema existia o LLP ou *Lightning Location and Protection System* que se baseava na determinação



F6. Sistema LPP (mais antigo).

Cidade	UF	Empresa	Sensor
Belo Horizonte	MG	CEMIG	LPATS III
Brasília	DF	FURNAS	IMPACT
Cachoeira Paulista	SP	INPE	IMPACT
Campo Grande	MS	INPE	IMPACT
Capitão Enéas	MG	CEMIG	LPATS III
Chavantes	PR	SIMEPAR	LPATS III
Curitiba	PR	SIMEPAR	LPATS III
Emborcação	MG	CEMIG	LPATS III
Foz do Areia	PR	SIMEPAR	LPATS III
Foz do Iguaçu	PR	SIMEPAR	LPATS III
Ibiúna	SP	FURNAS	LPATS IV
Ipatinga	MG	CEMIG	LPATS III
Jupiá	SP	FURNAS	LPATS IV
Lavras	MG	CEMIG	LPATS III
Manoel Ribas	PR	FURNAS	IMPACT
Paranaguá	PR	SIMEPAR	LPATS III
Paranavaí	PR	SIMEPAR	LPATS III
Pirassununga	SP	INPE	IMPACT
Rio de Janeiro	RJ	FURNAS	LPATS IV
Rio Verde	GO	FURNAS	LPATS IV
São José dos Campos	SP	INPE	IMPACT
Serra da Mesa	GO	FURNAS	LPATS IV
Três Marias	MG	CEMIG	IMPACT
Vitória	ES	FURNAS	LPATS IV
Volta Grande	MG	CEMIG	IMPACT

T1. Tipos de sensores utilizados nas cidades brasileiras.

da direção em que aconteciam as descargas. Isso é possível pela medida do campo magnético gerado pela descarga, veja a **figura 6**.

O LPP é formado por duas ou mais estações, separadas por distâncias entre 200 e 300 km, que enviam seus sinais a uma central de análise.

Um outro sistema usado na detecção de descargas é o IMPACT (*Improved Accuracy from Combined Technology*). Esse sistema, criado em 1994 pela fusão das empresas de tecnologia de indicação de direção (LLP) e tempo de chegada (LPATS), baseia-se tanto nas informações sobre a direção do local da descarga quanto nas do tempo.

A RINDAT

Para a detecção de descargas atmosféricas no Brasil, foi feito em 1994 um convênio de cooperação técnico-científica entre a CEMIG (Companhia Energética de Minas Gerais), a COPEI (Companhia Paranaense de Energia) através do SIMEPAR (Sistema Meteorológico do Paraná) e FURNAS (Furnas Centrais Elétricas S.A.) com a finalidade de se integrar os sistemas de detecção de descargas atmosféricas operados por essas empresas, resultando assim na RIDAT – Rede Integrada de Detecção de Descargas Atmosféricas em nosso país.

Em 2003, com a inclusão do INPE, essa rede passou a ser chamada RINDAT ou Rede Integrada Nacional de Detecção de Descargas Atmosféricas. Na **figura 7** temos um mapa de distribuição das estações sensoras, obtido no próprio *site* da RINDAT (**www.rindat.com.br**).

As centrais de processamento ficam em Curitiba, Belo Horizonte e Rio de Janeiro, sendo empregados 3 tipos de sensores, conforme a seguinte **tabela 1**.

As diferenças entre os sistemas LPATS III e IV estão principalmente na forma de processamento da localização de descargas e no número mínimo de sensores usados.

Conclusão

O monitoramento constante das descargas atmosféricas é de fundamental importância para as empresas de geração e distribuição de energia. Tanto pelo aspecto corretivo como preventivo, saber que um problema foi causado ou poderá ser causado em determinado local, permite colocar em alerta as equipes de manutenção já próximas desse local.

Os leitores interessados no assunto podem encontrar no *site* da RINDAT (**www.rindat.com.br**) mais informações sobre o tema e, além disso, ter acesso a uma imagem que mostra os locais onde ocorreram descargas elétricas nos últimos 15 minutos.

Além da informação sobre a aproximação de tempestades ou sua localização, a disposição dessas descargas também permite delinear a atividade mais intensa de frentes ou linhas de instabilidades. **E**



F7. Mapa das estações sensoras do RINDAT.



Cuidados com Fontes de Equipamentos Industriais

As fontes de alimentação usadas em equipamentos industriais exigem um cuidado especial do projetista. Diferentemente das fontes lineares, as fontes chaveadas que são empregadas na maioria dos equipamentos são sensíveis ao meio em que operam e, da mesma forma, podem afetar os circuitos que alimentam e até mesmo os de outros equipamentos próximos.

Ao dimensionar e instalar uma fonte para aplicações, o profissional deve estar atento a alguns pontos críticos que, justamente, serão alvo do artigo que apresentamos

Newton C. Braga

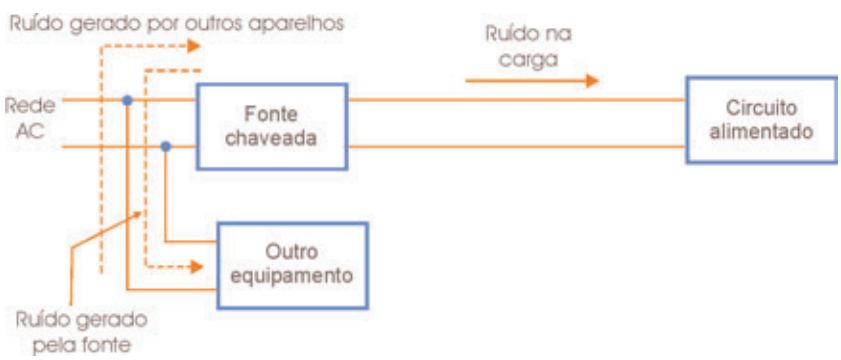
Os equipamentos industriais modernos, em sua maioria, fazem uso de fontes chaveadas (*Switched Mode Power Supplies*) ou simplesmente SMPS. Diferentemente das fontes analógicas ou lineares comuns, essas fontes operam em frequências algo elevadas e, utilizando dispositivos de comutação rápida, podem gerar harmônicas capazes de se propagar pelo próprio aparelho alimentado afetando outros setores ou mesmo chegar a equipamentos alimentados pela mesma rede, conforme ilustra a **figura 1**.

O profissional que está pensando em utilizar uma fonte desse tipo em um equipamento industrial precisa estar atento a alguns pontos críticos, capazes de comprometer não apenas o desempenho da própria fonte como de outros circuitos do aparelho alimentado ou mesmo de equipamentos ligados nas proximidades. Analisemos melhor o problema.

Especificações de Carga

As fontes lineares comuns possuem capacitores de valores altos que podem fornecer correntes elevadas quando a carga é ligada. Isso ocorre em especial quando motores, solenoides e outros dispositivos de mesmo comportamento elétrico são ligados.

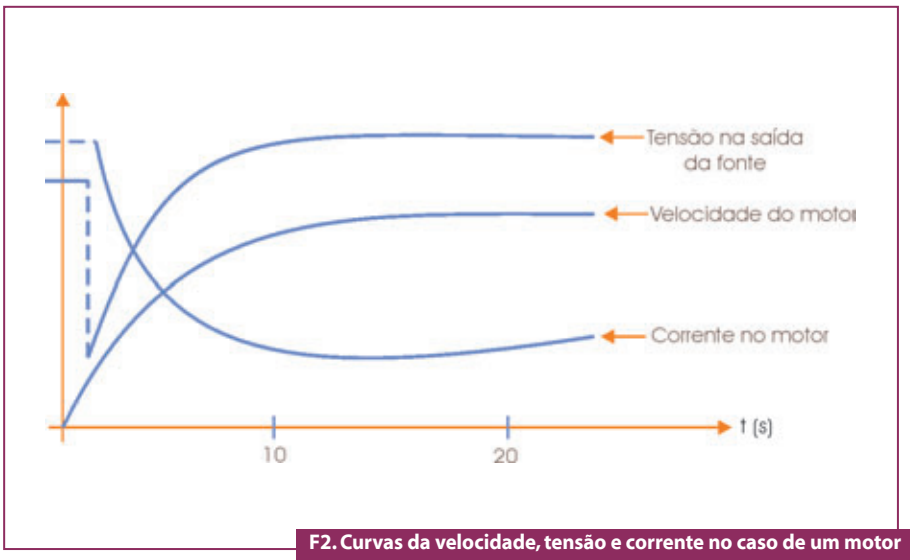
Com as fontes chaveadas é preciso ter cuidado com a carga alimentada, quando



F1. O ruído da Fonte pode propagar-se para outros setores, ou para equipamentos da mesma rede AC.

ela exigir correntes intensas por curtos intervalos de tempo - quando é ligada, por exemplo. Deve-se cuidar que a fonte seja capaz de fornecer uma corrente pelo menos 200% maior do que a corrente nominal por pelo menos alguns segundos.

Esse tempo dependerá do tipo de carga acionada (quanto tempo ela demora para ter sua corrente estabilizada no valor nominal), conforme ilustra a **figura 2**, de modo que a fonte não seja sobrecarregada.



F2. Curvas da velocidade, tensão e corrente no caso de um motor elétrico sendo alimentado pela fonte chaveada.

Ruídos na Linha de Entrada

Nos ambientes industriais a tensão da rede de energia disponível não é das mais puras. Surtos, transientes e outras "sujeiras" podem estar presentes em grande quantidade.

As fontes de alimentação são tão sensíveis a essas perturbações da tensão que as alimenta, quanto qualquer outro tipo de equipamento. Capacitores, semicondutores e diversos outros componentes de uma fonte podem ser levados a falhas por efeitos cumulativos de transientes e surtos da rede de energia onde o circuito em que eles se encontram está ligado.

Um problema grave que acontece com as fontes é causado pela sua sensibilidade às variações da tensão de entrada. Em um ambiente industrial em que existam equipamentos de alto consumo capazes de drenar correntes extremamente intensas em determinados momentos, ocorrem oscilações da tensão da rede bastante intensas.

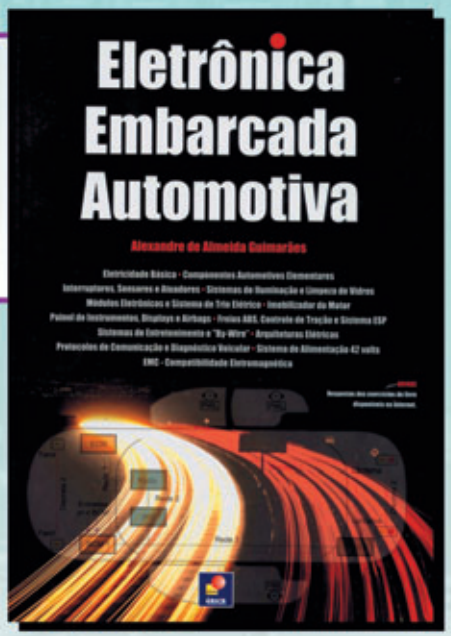
Em uma queda de tensão num momento desses, uma fonte de alimentação pode ser afetada, interrompendo seu fornecimento de energia ou mesmo apresentando variações inadmissíveis da tensão de saída, veja a **figura 3**.

Se o circuito alimentado empregar um microprocessador, poderá ocorrer o seu *ressetamento* com sérios problemas



Descrição dos principais sistemas e componentes eletroeletrônicos encontrados em um automóvel, apresentados de forma objetiva e de fácil compreensão.

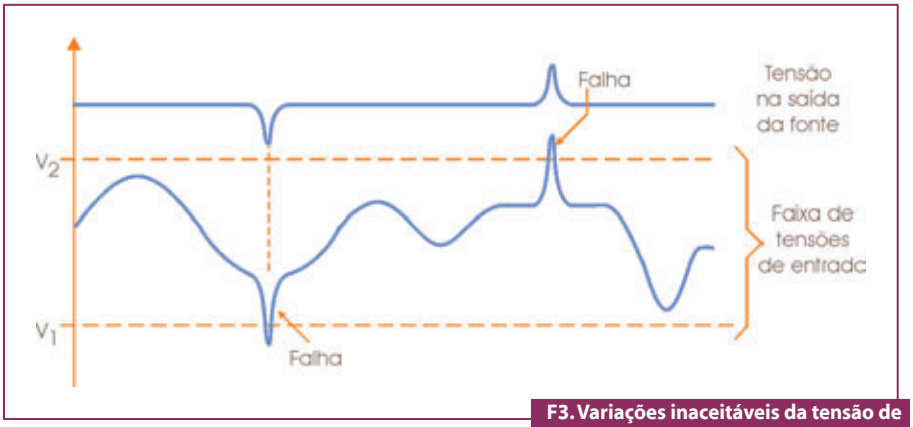
Voltado aos principais componentes usados na eletrônica industrial, traz exercícios resolvidos. Destinado a estudantes e profissionais da área.



novasaber
www.novasaber.com.br

para o equipamento que ele estiver controlando.

Uma boa prática é usar sempre nos ambientes industriais fontes que tenham uma faixa de tensões de entrada, a mais ampla possível. Por exemplo, se a tensão da rede for de 240 V e um "sag" (queda momentânea) derrubar a tensão para 140 V, a fonte que alimentar um equipamento ligado a essa rede deverá manter sua saída mesmo com os 140 V. Fontes especificadas para tensões de entrada de 85 V a 250 V são comuns nas aplicações industriais.



F3. Variações inaceitáveis da tensão de saída da fonte de alimentação.

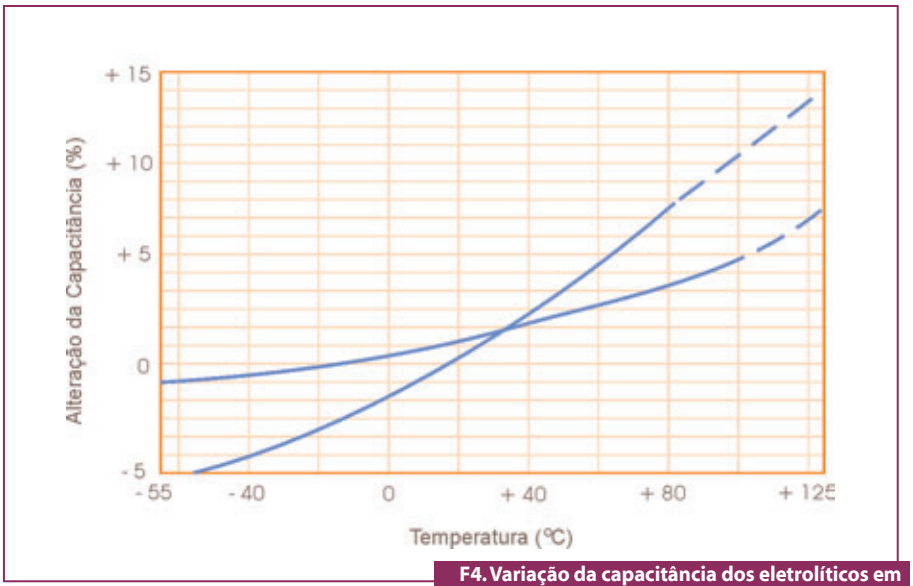
Componentes Usados

Um problema importante que deve ser considerado ao se projetar ou adquirir uma fonte para uma aplicação industrial é o relacionado com a temperatura do ambiente em que ela opera.

A maioria das fontes utiliza capacitores eletrolíticos na filtragem ou desacoplamento de circuitos. Esses capacitores têm sua vida útil sensivelmente reduzida quando a temperatura de operação aumenta.

A degradação desses capacitores (perda gradual de capacitância) tem ainda uma consequência bastante séria para os circuitos alimentados: dependendo da sua função no circuito, poderá aumentar o nível de *ripple* ou mesmo de ruídos que chegam até a carga alimentada.

De acordo com a **figura 4**, a capacitância dos capacitores eletrolíticos também muda com a temperatura, afetando assim o desempenho do circuito em que eles se encontram.



F4. Variação da capacitância dos eletrolíticos em função da temperatura de operação.

Portanto, ao se projetar uma fonte de alimentação para uso industrial deve-se tomar especial cuidado com a ventilação desses componentes e não apenas com os dispositivos semicondutores. Os capacitores geram muito pouco calor quando em funcionamento, mas são sensíveis ao calor gerado por outros componentes.

Uma regra simples para a durabilidade desses componentes mostra que a vida útil de um capacitor se reduz à metade para cada 100 ºC de elevação de sua temperatura.

A maioria das fontes, em consequência dessa sensibilidade à temperatura, começam a ter suas características sensivelmente degradadas quando a temperatura passa dos 50 ºC. Muitas delas operam com apenas 50 % de sua capacidade quando a temperatura chega aos 70 ºC.

Ambientes Hostis

Mas, não é apenas o calor e uma rede de energia sujeita a problemas que ameaçam uma fonte de alimentação para uso industrial.

O circuito onde essa fonte for instalada poderá estar sujeito a vibrações transmitidas pela própria máquina que alimenta (ou controla), ou mesmo por equipamentos próximos.

A possibilidade de elementos dessa fonte entrarem em ressonância com essas vibrações deve ser considerada. Nessas condições, problemas precoces de funcionamento podem ocorrer tais como o rompimento de conexões, da própria placa e de junções soldadas, que não são difíceis de ocorrer.

Muitas fontes de uso industrial podem até seguir especificações militares (MIL) para as condições de uso, o que é altamente desejável, se o ambiente de operação estiver sujeito a vibrações e choques severos.

Conclusão

Uma fonte de alimentação para um equipamento industrial não é apenas uma fonte de alimentação comum. As condições específicas de uso, e o tipo de energia que recebem e fornecem são diferenciados.

Os profissionais da indústria que precisam substituir ou projetar fontes para determinados equipamentos devem estar atentos a todos as possíveis causas de problemas que podem surgir devido a um mau dimensionamento, má instalação ou mesmo condições adversas de uso. E

NVIDIA e o futuro do GPGPU



Richard Cameron
Country Manager da NVIDIA no Brasil

A NVIDIA é uma das empresas que mais tem se esforçado para a migração do processamento para plataformas híbridas com GPGPU.

Conversamos com Richard Cameron, Country Manager da NVIDIA no Brasil, sobre os futuros lançamentos desta empresa para o mercado de GPGPU e também quanto à sua aceitação no Brasil.

Grandes mudanças não são bem-vistas, principalmente quando falamos de Informática. Isto porque deve haver um estudo de compatibilidade entre o novo que chega e todo o sistema existente, análises de risco e impacto, entre outros procedimentos.

O GPGPU, apesar de ser uma evolução natural para os nossos computadores, passa por esta mesma dificuldade. Enquanto determinadas áreas que sofriam um enorme "gargalo" de processamento estão entusiasmadas com as mudanças prestes a acontecer, outras continuam apáticas às mudanças, ou mesmo as desconhecem.

Conversamos com o *Country Manager* da NVIDIA Brasil, Richard Cameron, sobre o mercado brasileiro e GPGPU.

SE: A NVIDIA desde 2007 oferece soluções para o GPGPU com o CUDA e, depois, com sua plataforma para supercomputação chamada Tesla. Agora em 2010 ela lançará uma nova família de GPUs, conhecida como Fermi. Quais serão as novidades desta geração?

O *Fermi* é uma GPU que foi pensada desde o princípio, na sua arquitetura, para aplicações em supercomputação. Recursos como memórias com ECC e *double point precision* o fazem ideal para aplicações que exigem precisão muito grande, como *crash tests* ou túnel do vento, na indústria automobilística, pois os resultados destes testes podem significar a vida ou a morte de pessoas.

Além disso, a próxima versão do CUDA dará suporte a um número maior de linguagens de alto nível, como o C++, além de integração com o Microsoft *Visual Studio*, facilitando ainda mais o desenvolvimento de aplicativos para nossa base.

E como está a disponibilidade da plataforma Tesla no Brasil?

O Tesla é vendido na forma de placa ou de servidores. Uma empresa brasileira já está fechando acordos para a fabricação de servidores com ele no Brasil. Adicionalmente, existem outras empresas, por exemplo, que estão fazendo servidores completos. Elas compram nossas lâminas de Tesla e montam *racks* para vender um servidor completo, como a Bull fez com a Petrobras.

Com os supercomputadores híbridos nascendo com custos acessíveis, o que a NVIDIA acredita que acontecerá com os nossos computadores baseados no x86. Deixarão de existir?

O x86 continuará existindo, há muitas coisas que continuarão fazendo da CPU um processador melhor, mesmo com o avanço de GPGPU. Ninguém tem a intenção de paralelizar o processador numa GPU, porque ele não vai ficar mais rápido.

Mas o que nós veremos acontecer a longo prazo é a figura do computador mudar em relação ao que sempre foi: aquela arquitetura com volume de armazenamento muito grande e próximo do usuário. Agora a computação pessoal vai virar de ponta-cabeça e irá para longe do usuário. Inclusive, existem vários aplicativos baseados em Tegra que estão em *Cloud Computing*.

Cloud Computing, então, é uma verdade inevitável?

O fundador da Sun, Scott McNealy, disse há trinta anos uma frase que tornou-se uma profecia: "*The computer is the network*" ("O Computador é a rede", em tradução livre). Hoje, um computador sozinho não é nada, mas a partir do momento que ele se conecta à internet, ele produz conhecimento.

A computação está migrando para a nuvem, os nossos computadores serão apenas uma interface de acesso. Todo o poder de processamento que o usuário precisa para o processamento de textos, desenvolvimento, jogos, etc será dado por grandes *datacenters* conectados a rede. Se Scott McNealy tivesse dito aquela frase neste momento, ela seria: "*The computer is the cloud*" ("O computador é a nuvem", em tradução livre).

Quais áreas estão sendo mais receptivas às mudanças?

Em primeiro lugar as áreas que têm enormes volumes de dados para serem processados, principalmente aqueles voltados para a pesquisa científica. Empresas dos ramos petrolífero e automobilístico criaram uma grande demanda por produtos que usem GPGPU.

Um exemplo que podemos citar é a Universidade Federal de Santa Catarina, os estudantes de informática, junto com o laboratório de Medicina, desenvolveram softwares para análise de tomografias computadorizadas que roda na arquitetura Tesla.

Já que as áreas científicas têm sido as mais receptivas, como a NVIDIA encara o GPGPU para o desenvolvimento de um país?

A GPU consiste no processador mais poderoso e acessível do planeta com centenas de aplicações já desenvolvidas pra ele, e hoje é o processador usado para salvar vidas, extrair petróleo, para desenvolver carros mais seguros e aviões mais econômicos. A GPU está relacionada ao desenvolvimento de um país, na economia, geração de riquezas, geração de conhecimento, etc, porque ela faz o que a CPU faz, mas muitas vezes mais rapidamente, barato e ecologicamente correto. É uma quebra de paradigma de processamento.

> "As GPU está relacionada ao desenvolvimento de um país, na economia, geração de riquezas, geração de conhecimento, etc, porque ela faz o que a CPU faz, mas muitas vezes mais rapidamente, barato e ecologicamente correto. É a quebra de paradigma de processamento."

Recentemente aconteceu uma mudança na classificação fiscal das placas de vídeo, para incentivo da produção local no Brasil. A NVIDIA acha que estas mudanças são suficientes para começarmos a ter bons produtos fabricados no Brasil?

Por questões de ciclo de vida, a placa de vídeo é o componente mais complicado e arriscado de se produzir no Brasil, pois você pegar um computador e analisar todos os componentes, ela é o que tem o menor ciclo de vida, em média de 6 a 9 meses.

Um fabricante brasileiro leva, em média, 3 meses para analisar um novo produto que é lançado lá fora. Depois de fazer um pedido do produto, leva-se mais 2 meses para as peças chegarem no Brasil e depois mais 1 mês para fabricar. Nestes 6 meses o produto já está em fase de declínio no seu ciclo de vida.

Também com relação ao ciclo de vida, o fabricante tem algo chamado de NRE, *Non-Recurring Expense*, que são custos fixos que precisarão ser diluídos ao longo de no mínimo 6 meses para recuperar o investimento. Mas não existem 6 meses para diluir o investimento na produção de placas de vídeo no Brasil.

É por isso que quem produz placas de vídeo no Brasil, faz as placas mais básicas e diz que o mercado terá que se contentar com isso, o que não é justo para o consumidor.

Mas o PPB não ajuda como incentivo para produção de placas voltadas para GPGPU no Brasil?

Na verdade, aqui existe um segundo problema. O PPB classifica as placas de vídeo como um item de luxo, apenas para jogos. Esta lei define que um integrador ou fabricante local pode colocar uma placa de vídeo até o limite de 10% das suas máquinas, mas dentro dessa porcentagem ele precisa escolher entre outras peças.

Com este limite, e os riscos já comentados para a fabricação de placas localmente, é impossível fabricar, no país, placas de vídeo com bom desempenho para o GPGPU. E

Pensando em Microcontroladores?

Pense Texas Instruments.

Microcontroladores >> À Sua Maneira

TEXAS INSTRUMENTS

Produtos



Amplo portfolio de MCUs de ultra baixo consumo de energia, controle em tempo-real, ARM® Cortex™-M3 e microcontroladores de uso geral

Suporte



Suporte e ferramentas líderes da indústria que ajudam você a acelerar seu projeto no ciclo de desenvolvimento

Inovação



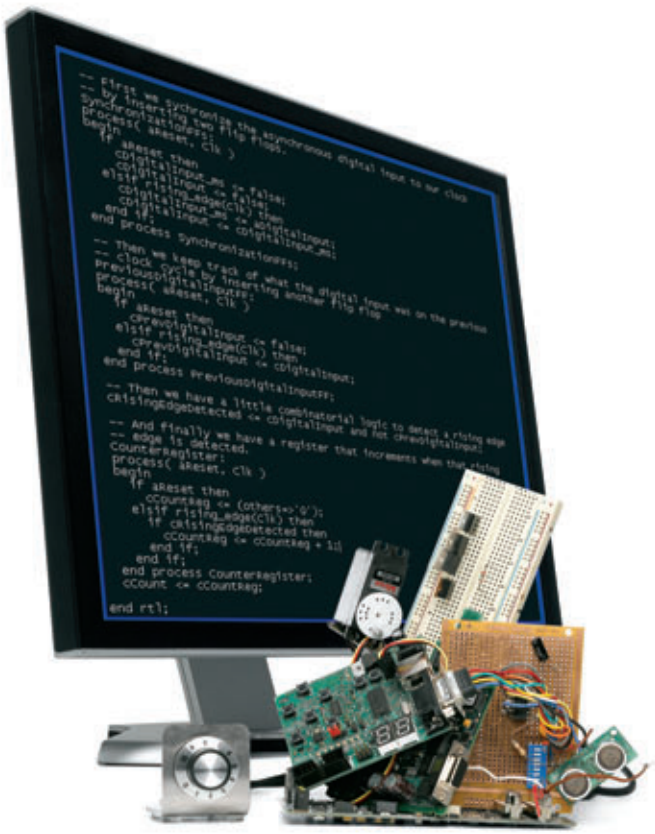
Ajudando os projetistas a desenvolverem hoje os sistemas embarcados de amanhã

Encontre produtos, obtenha suporte e inove com os MCUs da TI www.ti.com/mcus

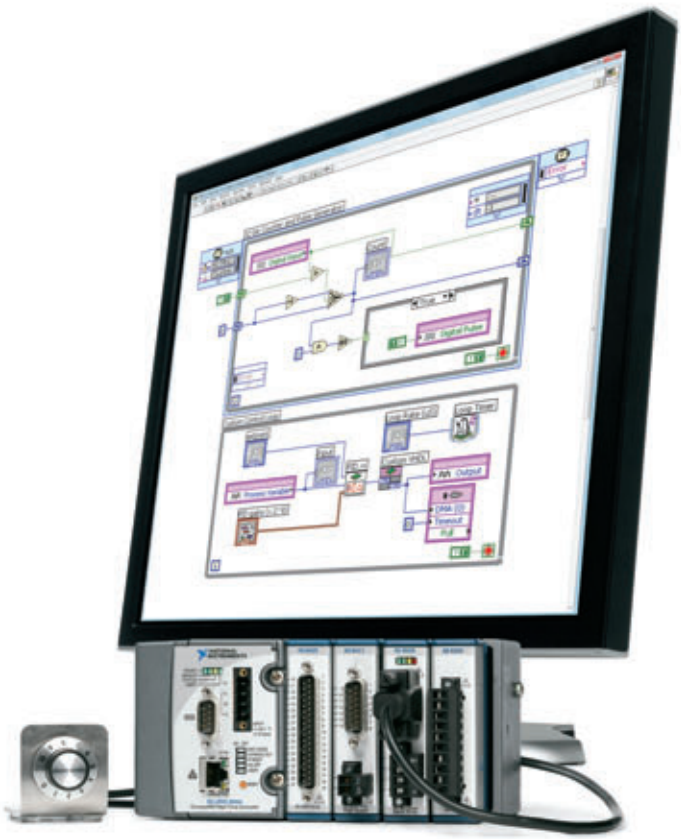
Texas Instruments: www.ti.com/brasil • email: texas-suporte@ti.com • tel: 0800-891-2616 –
Distribuidores: Arrow (11) 3613-9300 • Avnet (11) 5079-2150 • Farnell Newark (11) 4066-9400
Desenvolvedores (3rd Parties): www.ti.com/wwdevelopers e www.ti.com/brasil3p

The platform bar is a trademark of Texas Instruments. © 2010 Texas Instruments Incorporated.

Simplifique seus projetos.



Ferramentas Tradicionais para Projeto de Sistemas



Plataforma para Projeto Gráfico de Sistemas

Reduza o tempo de lançamento de seus produtos utilizando o Projeto Gráfico de Sistemas, uma abordagem que combina software gráfico e aberto com hardware comercial de "prateleira" para auxiliá-lo a rapidamente testar seus projetos e facilmente implementá-los nas plataformas de hardware da NI. O NI CompactRIO oferece uma plataforma ideal para protótipo e implementação composto de um micro controlador, Sistema Operacional de Tempo Real (RTOS), FPGA programável, condicionamento de sinais integrado e E/S modulares, além de grande integração com a programação intuitiva do NI LabVIEW.

>> Saiba como simplificar seus projetos visitando **ni.com/embedded** **(11) 3149-3149**

©2008 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. 2008-10383-821-101-I

NATIONAL INSTRUMENTS