Ano 48 • Nº 465 • Out 2012
Europa € 3,90
Brasil R$14,90

www.sabereletronica.com.br

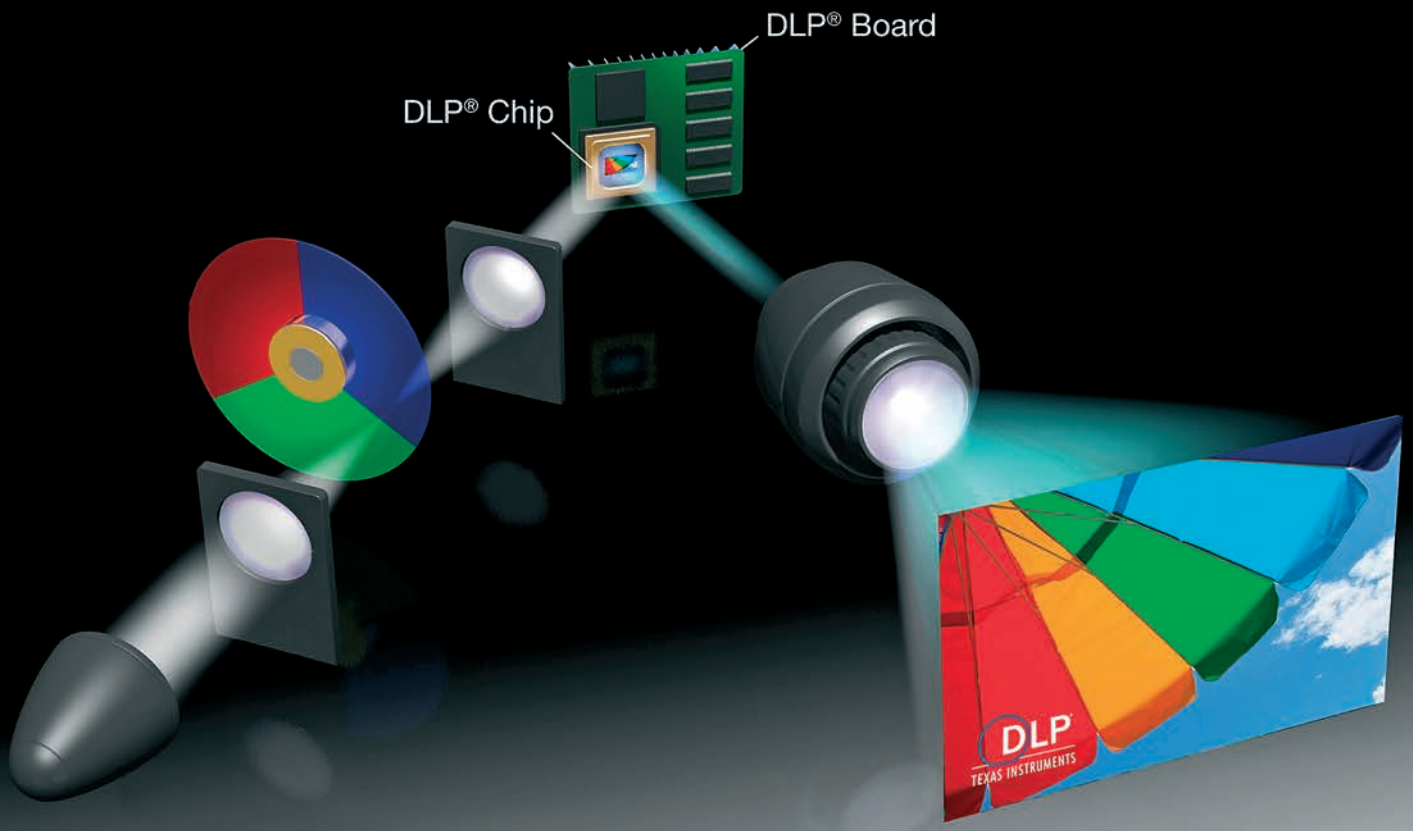
SABER ELETRÔNICA

http://twitter.com/editora_saber

Industrial

Chip DLP Texas

2,2 milhões de microespelhos para...



...projeção de cinema, lousa eletrônica, localização de veias em *healthcare*, projetores de imagens e agora também em celulares

ISSN 0101-6717

PWM 3-Níveis
A Nova Tecnologia para Inversores de Frequência agora para baixa tensão

Controle de motores DC
Nova geração de sensores melhora a eficiência energética e reduz o ruído operacional de motores DC *brushless* (BLDC)

Interface JTAG
Realize testes de interconexões sem o uso de agulhas ou pontos de teste

Mais de **3 milhões** de componentes eletrônicos oferecidos.
MOUSER ELECTRONICS

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

Distribuidor autorizado

Acesso instantâneo.

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



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



br.mouser.com skype Assistência em Português

Os mais novos produtos para os projetos mais inovadores®

MOUSER ELECTRONICS
a tti company

Editora Saber Ltda.
Diretor
Hélio Fittipaldi

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

Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi

Conselho Editorial
João Antonio Zuffo

Redação
Rafaela Turiani

Revisão Técnica
Eutíquio Lopez

Designers
Carlos C. Tartaglioni,
Diego M. Gomes

Publicidade
Caroline Ferreira,
Nikole Barros

Colaboradores
Alexandre Capelli, Arthur Correia Emidio, Augusto Einsfeldt, Dr. Christoph Bilger, Dr. Michael Brauner, Dr. Konraf Kapser, Eutíquio Lopez, Hans-Peter Krug, Hélio Fittipaldi, Humberto Barbato, Jan Frans Willem Slaets, Lírio Onofre de Almeida, Mahesh Swamy, Newton C. Braga, Roberto Remaili, Rodrigo Capobianco e Tsuneo Kume

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

Capa
Texas - Divulgação

Impressão
Neograf Indústria 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

Oportunidade de Qualidade


Hélio Fittipaldi

Dando continuidade à nossa batalha de incentivar a inovação e a abertura de mais postos de trabalho na área de Eletrônica em nosso país, publicamos na capa desta edição o chip DLP, da Texas Instruments, que apesar de não ser novo e ter mais de vinte anos, apresenta novas versões dessa família. Ele pode ser usado em diversas áreas, como no cinema digital, que, aliás, foi uma das primeiras utilizações e hoje já alcança cerca de 80% das salas de projeções em todo o mundo.

Tivemos a oportunidade de participar do recente "Seminário de Inovação DLP" da Texas Instruments, em São Paulo, que apresentou através do seu vice-presidente sênior e gerente-geral de Produtos DLP, Kent Novak, um conjunto de oportunidades de qualidade para as indústrias de cinema, educação, *healthcare*, telecom e até da área dental.

Pudemos ver um *show room* com diversos desses produtos, muitos dos quais ainda não estão à venda em nosso país e, portanto, consistem em uma oportunidade para as indústrias locais. Nas páginas deste artigo tentamos dar uma visão geral para você, leitor, que tanto nos prestigia.

Passando agora a outro assunto de muito interesse, a nossa redação estará representada por Daniel Appel na feira alemã "electronica 2012 "– 25ª Feira Internacional para Componentes Eletrônicos, Sistemas e Aplicativos (Messe München) - de 13 a 16 de novembro, onde fará a sua cobertura para nossa Revista. Na próxima edição mostraremos as novidades encontradas nesta feira, que é uma das mais importantes do mundo em nosso setor.

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

Atendimento ao Leitor: atendimento@sabereletronica.com.br

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

índice



Tecnologias

16 Chip DLP, da Texas: 2,2 Milhões de Microespelhos que Revolucionam as Projeções

22 PWM 3-Níveis: A nova Tecnologia para Inversores de Frequência

Opinião

30 Que mal tem estimular a Produção Local?

Eletrônica Aplicada

32 Como Funciona o Telefone Celular – Parte 2

Desenvolvimento

36 Realimentação: Estabilidade – Parte Final

42 Analisador Lógico com CPLD

Componentes

46 Como Funcionam os Conversores A/D - Parte 1

Sensores

53 Controle de Motores DC Brushless (sem escova)

Instrumentação

57 Realização de Testes com a Interface JTAG: Verificação das Interconexões Sem o Uso de Agulhas ou Pontos de Teste

61 Escolhendo o Melhor Multímetro

64 Ponta de Prova de RF para Multímetro



03 Editorial

06 Saber Eletrônica na Internet

08 Acontece

Índice de anunciantes

Fiee	05	Farnel	29	Blue Color	51
Lecroy	07	Metaltex	31	Globtek	63
Senac	13	Honeywell	35	Mouser	2ª Capa
National	15	Patola	45	Nova Saber	3ª Capa
Keystone	21	Tato	45	CIKA	4ª Capa


FIEE
27ª Feira Internacional
da Indústria Elétrica,
Eletrônica, Energia
e Automação
RINO COM
FAÇA PARTE DO MAIOR EVENTO DA INDÚSTRIA
ELÉTRICA E ELETRÔNICA. RESERVE JÁ O SEU ESPAÇO!
DE 1 A 5 DE ABRIL DE 2013
DAS 13 H ÀS 21 H - SEXTA, DAS 13 H ÀS 20 H
ANHEMBI • SÃO PAULO
www.fiee.com.br
Apoio
Institucional:
abinee
ABNT
ASSOCIAÇÃO
BRASILEIRA
DE NORMAS
TÉCNICAS
Representante
Internacional:
IMAG
Organização
e Promoção:
Reed Exhibitions
Alcantara Machado

A partir desta edição, indicamos artigos que podem ser vistos gratuitamente pelos leitores que não são assinantes deste portal. Lembramos que poderão ser vistos os artigos publicados nas revistas Saber Eletrônica e Eletrônica Total desde 2005.

Sinalização Diferencial de Baixa Tensão - LVDS

Low Voltage Differential Signaling ou Sinalização Diferencial de Baixa Tensão consiste em um sistema de sinalização que pode enviar sinais de alta velocidade mesmo através de um par de fios paralelos. Veja neste artigo o que é o LVDS, e como ele pode ser usado em eletrônica embarcada.

Veja o artigo completo aqui: **www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/239**

Compatibilidade eletromagnética em circuitos eletrônicos

Todos os que já executaram algum projeto em faixas de frequências mais elevadas, se deram conta de alguns curiosos problemas de compatibilidade como:

- Indutores se comportando muitas vezes como circuitos RLC, apresentando ressonâncias e comportamentos inesperados;
- Placas do tipo matrizes de contato (*protoboards*) se tornando inviáveis em virtude de capacitâncias parasitas;
- Elementos de circuitos apresentando acoplamentos mútuos, "vazando" sinal de um ponto a outro;
- Amplificadores oscilando e osciladores amplificando.

Todos esses problemas ocorrem fundamentalmente porque os comprimentos de onda dos sinais se tornam pequenos o suficiente para que fios comuns se portem como linhas de transmissão, característica de faixas de frequências mais elevadas.

Veja o artigo completo aqui: **www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/178**

Inglês para eletrônicos: Drive/Driver

Iniciamos aqui uma importante série de artigos em que focalizamos o idioma inglês especificamente aplicado à Eletrônica, Mecatrônica, Instrumentação e Telecomunicações, que é muito importante para garantir sua empregabilidade hoje em dia.

Veja aqui: **www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/1808**

Conheça a Deriva Térmica e entenda como funcionam os circuitos de compensação de temperatura

Um dos fatores preponderantes que provoca a destruição dos componentes eletrônicos é a falta de cuidado com a dissipação do calor que é gerado por eles próprios. O fenômeno da deriva térmica ou "thermal drift", que acelera a destruição do componente (quando tudo parece estar perfeito) a partir de uma pequena sobrecarga ou desequilíbrio de funcionamento que dá início a um processo cumulativo, pode comprometer muitos projetos especialmente os de alta potência.

Veja mais: **www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/1839**

Entenda as Especificações dos Sensores

Os Sensores fazem parte de uma grande quantidade de equipamentos eletrônicos modernos. São encontrados nas aplicações comuns, como aparelhos de uso doméstico, industrial, médico, embarcado e em muitos outros. Neles encontramos sensores de pressão, temperatura, movimento, etc. Todos estes sensores possuem especificações que devem ser entendidas por qualquer um que deseje utilizá-los em um projeto.

Neste artigo, abordamos as principais especificações utilizadas com sensores comuns, assim como a terminologia que é própria desta categoria de transdutores.

Veja mais: **www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/1077**

Curso sobre Arduino - Arduino Duemilanove, Parte 1

Apresentamos na edição n°454 da Saber Eletrônica a primeira parte do minicurso do Arduino Duemilanove, que é uma placa microcontroladora baseada no µC AT-Mega 328 . Ela tem 14 pinos I/O digitais, 6 entradas analógicas, um oscilador de 16 MHz (a cristal), uma conexão USB, um jaque de alimentação, um header ICSP, e um botão de *reset*. Ela contém tudo o que é necessário para o suporte do µC, ligando-a simplesmente a um computador através de um cabo USB, ou alimentando-a com um adaptador AC/ AD (ou bateria) para dar a partida.

Veja aqui a matéria completa: **www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/1836**

Cristais: Saiba como utilizá-los corretamente em seus projetos

Dentro de muitos equipamentos eletrônicos bate um "coração invisível" que determina o ritmo comum, preciso para o seu funcionamento. Nos relógios, cronômetros, computadores, equipamentos de comunicações e muitos outros aparelhos, minúsculos cristais de quartzo vibram com precisão garantindo que seus circuitos funcionem de maneira totalmente ordenada e sincronizada. É difícil prever o que seria da Eletrônica em nossos dias sem a presença desses elementos.

Acesse: **www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/1845**

Descrição do Servomotor SEW

Com a disponibilidade de materiais magnéticos com elevada capacidade de produzir campos magnéticos remanentes (superior a 1 tesla) em volumes reduzidos e altas forças coercitivas (da ordem de 7000 A/cm), como os encontrados por exemplo nas ligas de Samário-Cobalto (Sm-Co) ou Neodímio-Ferro-Boro (Nd- Fe-B), os motores síncronos de ímã permanente se tornaram uma opção bastante atrativa para acionamentos na faixa de 10 kW. Estes materiais, baseados em terras-raras, requerem menos volume para a construção dos motores e praticamente não podem ser desmagnetizados por uma elevada corrente de curto-circuito acidental. Estes motores apresentam ainda uma relação peso/potência superior à de motores CC, maior até do que os encontrados em motores de indução; estes possuem a desvantagem principal de depender de correntes no rotor para a produção de torque.

Veja o artigo completo: **www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/1837**

Osciloscópios 40 MHz–100 GHz

Analisadores Lógicos • Gerador de Formas de Onda • Analisadores de Integridade de Sinal



TELEDYNE LECROY
Everywhereyoulook™

MIT Measteach
www.meastech.com.br

REDEX TELECOM
www.redex.com.br

Rio Link
www.rlink.com.br

O mundo dos sistemas embarcados
na "Electronica 2012"

De 13 a 16 de novembro próximos, a feira "electronica 2012" apresentará o universo completo de hardware e software para o segmento de plataformas embedded – desde PCs industriais e unidades de controle industrial até soluções de depuração de software e ferramentas completas de desenvolvimento para microcontroladores.

Adicionalmente, a primeira conferência de plataformas embarcadas (ou embedded) será realizada nos dias 14 e 15 de novembro. Além de mostrar como escolher os melhores módulos embarcados, a conferência responderá questões fundamentais sobre seleção de componentes e projetos de sistemas. Juntamente com a exposição e o fórum, ela completa o conceito dos três pilares para o segmento embedded.

De acordo com os prognósticos da BITKOM (Associação Alemã para Tecnologia da Informação, Telecomunicações e Novas Mídias), as vendas de sistemas embarcados (embedded) na Alemanha deverão ultrapassar o valor de 20 bilhões de euros no primeiro semestre de 2012. O crescimento esperado desse mercado deverá girar em torno de seis por cento para este ano.

Em vários setores, os sistemas embedded tornaram-se indispensáveis: os modernos smartphones e os roteadores contam com eles tanto quanto os sistemas de controle industrial. Sua importância é cada vez maior na construção de máquinas, na fabricação de automóveis e na tecnologia médica.

Diversos fabricantes oferecem soluções completas cada vez mais eficientes para setores de aplicações específicas. Entretanto, por outro lado, elas estão causando um aumento na interação entre as especificações de todos os componentes do hardware e do software.

Conferência de Plataformas Embedded

Arquitetos de sistemas e desenvolvedores irão descobrir, nessa Conferência, tudo que precisam saber para a escolha dos módulos embedded certos, tal como: a plataforma do processador, o sistema operacional, os *drivers* e a tecnologia de networking.

Nos dias 14 e 15 de novembro próximos, os principais fabricantes de semicondutores e ferramentas como a Atmel, Farnell, Freescale, Fujitsu, Infineon, Texas Instruments, TQ Systems e a Toshiba informarão aos participantes sobre o uso de *multicore*, multiprocessamento, DSP (processamento de sinal digital), USB (*universal serial bus*), Ethernet, controle de motores, segurança, baixa potência, migração, *freeware* e *open source* no Press Center East (Centro de Imprensa).

Maiores informações são disponibilizadas em: **www.electronica.de/en/embedded-platforms.**

Novos segmentos de aplicações e maior eficiência energética

Na "electronica" deste ano, a Freescale se fará presente com o seu grande portfólio de processadores ARM. A empresa também mostrará o primeiro microcontrolador baseado no ARM Cortex-M0+, que é atualmente o mais eficiente processador (em termos de energia) do mercado. Outras inovações incluem as mais recentes soluções nos setores de alimentação de energia e gerenciamento, metrologia e *building management.*

A Kontron focalizará também o tópico da "eficiência de energia" durante a feira. Ela apresentará o novo Kontron Computer-on-Module "ULP-COM-sAT30", que é particularmente pequeno e flexível. Este módulo foi desenvolvido visando aplicações em POS/POI, fontes de alimentação, sinalização digital, segurança e monitoramento, tecnologia médica e tecnologia de defesa.

Além dos módulos de baixíssima potência, a companhia mostrará ainda as novas *motherboards* (placas-mãe) baseadas nos padrões Pico-ITX e Mini-ITX, as quais permitem reduzir os custos e o consumo de potência de aplicações tipo "Imaging-centric, low profile".

O software Village e o Fórum Embedded para conhecimento em profundidade

Uma ótima interação entre hardware e software continua crescendo em importância no desenvolvimento de sistemas embedded. Ela se aplica tanto ao firmware integrado interno do componente quanto aos sistemas independentes que se comunicam com o hardware em questão. Software baseado em hardware continuará como um tópico igualmente importante para exibidores e visitantes da feira 2012. Por exemplo, o OSADL – *Open Source Automation Development Lab* apresentará projetos atuais de pesquisa e trabalhos referentes a tópicos como treinamento, garantia de qualidade, recomendações legais e certificação do software.

O fórum Embedded, no Hall A6, proporcionará aos visitantes uma visão mais profunda desse segmento especializado. Entre outras coisas, sua programação inclui palestras sobre temas como "*Smart Metering*", "ARM – *based Computers & Processors*", "*Energy Management & Efficiency*" e "*Electronic Lighting – Software Development*".

Uma listagem atualizada das palestras do Fórum Embedded está disponível *online*.

Informações sobre a feira

A "electronica" é atualmente a líder mundial entre as feiras que expõem componentes eletrônicos, sistemas e aplicações. Ela vem sendo realizada a cada dois anos, em Munique – Alemanha, desde 1964, apresentando sempre inovações dentro do universo de produtos e serviços da indústria eletrônica.

Essa feira é a mais importante reunião internacional da indústria eletrônica, onde além das áreas de exposições, existe uma programação de suporte contendo conferências de 1° nível abordando eletrônica automotiva, plataformas embedded, *wireless congress*, etc. para discussões.

Na última edição da feira (em 2010) estiveram presentes aproximadamente 72.000 visitantes, que foram atendidos por 2.578 expositores. Sua área total de exposição correspondeu a 142.500 m².

A nova interface homem-máquina transforma
com maior rapidez as ideias dos engenheiros em resultados

A tecnologia da interface homem-máquina deu um passo gigante em direção ao futuro com o lançamento do novo software iX 2.0 para a interface homem-máquina e dos painéis de operador da nova geração da Beijer Electronics. A solução iX HMI que foi incorporada à velocidade da luz no conceito da interface homem-máquina impulsionada pelo mercado, acelera o desenvolvimento dos projetos, torna a aplicação mais rápida e a navegação mais eficiente.

O software de desenvolvimento minimiza a distância entre a ideia da interface homem-máquina e a aplicação intuitiva e totalmente desdobrada. As ferramentas de engenharia mais inteligentes e um conjunto de menus melhorados num ambiente familiar baseado no Windows® garantem uma poupança de tempo substancial aos criadores de projetos.

Com a implementação de ferramentas de navegação usadas nas aplicações diárias, tais como dispositivos móveis, a iX 2.0 cria novas maneiras de interagir com as máquinas usando os gestos de deslocar e deslizar. As características do software, tais como o "menu Ação" único, que permite um sistema de menus de vários níveis e uma rápida execução das ações, e o bem conhecido "painel rolante" ajudam a colocar a informação mais importante no local onde o operador mais precisa dela, poupando espaço na tela e permitindo uma operação sem mãos durante o processo. Com aplicações mais intuitivas que ajudam os operadores a tomarem as decisões corretas, a operação torna-se mais segura e a produtividade aumenta.

O software HMI iX 2.0 oferece muitos modos de personalizar a aplicação – incluindo a personalização dos diálogos do sistema. Garante uma funcionalidade total da interface homem-máquina e está pronto a ser utilizado, oferecendo também a possibilidade de adicionar, por exemplo, componentes .NET e de criar funcionalidades personalizadas através do script C#, uma vez que o software é baseado no Microsoft® .NET Framework.

Produtos

Fluke apresenta novo Calibrador MultiProdutos 5502A

O equipamento oferece solução robusta e portátil para a calibração no laboratório ou em campo. A Fluke Calibration, lider do setor de instrumentação de precisão e software para calibração, lança o Calibrador MultiProdutos 5502A, um calibrador multifuncional que cobre uma ampla gama de calibrações. O 5502A possui a melhor e mais completa gama de funções e a melhor exatidão de sua categoria. O calibrador tem os seguintes recursos:

- 11 funções, permitindo a calibração de multímetros digitais de 3,5 e 4,5 dígitos;
- Exatidão de 50 ppm Vcc;
- Corrente AC e DC até 20 A;
- Módulo opcional para calibração de osciloscópios até 600 MHz;
- Proteção contra alimentação reversa nos terminais de saída – "à prova de erros" – para proteção contra erros comuns de usuários;



- Facilidade de transporte com um robusto *case* opcional que possui alças e rodinhas, e portas de acesso dianteiras e traseiras removíveis para calibração em praticamente qualquer ambiente.

O 5502A fornece tensão e corrente contínuas, tensão e corrente alternada com múltiplas formas de onda e harmônicas; duas saídas simultâneas para simular potência AC e DC com controle de fase, resistência, capacitância, termopares e RTDs.

Para melhoria de rendimento, consistência e produtividade, o calibrador Fluke 5502A pode ser plenamente automatizado com Software de Gerenciamento de Calibração MET/CAL Plus. O MET/CAL Plus ajuda a atender aos requisitos para os processos e procedimentos documentados, além dos relatórios exigidos pela maioria dos padrões de qualidade.

Para maiores informações, acesse o site **www.flukecal.com/5502A**.

Microcontroladores de segurança Hercules™ TMS570 ARM,
circuito integrado de gerenciamento de potência (PMIC) e driver de motor

A Texas Instruments Incorporated (TI) anunciou 12 novos microcontroladores de segurança Hercules™ TMS570 ARM® Cortex™-R4, o circuito integrado de gerenciamento de potência de segurança (PMIC) multi-rail TPS65831-Q1 complementar e o *driver* de motor de segurança DRV3201-Q1.

Os microcontroladores de segurança Hercules TMS570, junto ao primeiro PMIC de segurança funcional da Texas Instruments e ao primeiro driver de motor de segurança funcional do setor, formam um "chipset de controle de motor de segurança" e maximizam a detecção e a redução de falhas ao mesmo tempo que minimizam a sobrecarga do software. O novo *chipset* de segurança para controle do motor contempla os pacotes de auxílio para projetos SafeTI-61508 e SafeTI-26262, ajudando os clientes a alcançarem mais facilmente a certificação IEC 61508 e acelerarem o tempo de colocação no mercado, com aplicações de controle do motor automotivas e de transportes críticas para a segurança.

Perfeitos para sistemas de auxílio avançado ao motorista, direção hidráulica elétrica, veículos híbridos e elétricos, controle de propulsão para trilhos, aviação e controle de derrapagem, veículos off-road e outros, os novos microcontroladores de segurança Hercules TMS570 expandem a linha de produtos, que passa a incluir 36 configurações que os clientes podem escolher para atender às necessidades específicas de cada aplicação.

Os novos microcontroladores de segurança de ponto flutuante Hercules TMS570LS12x/11x oferecem memória adicional e configurações de desempenho com mais capacidades de controle de motor, enquanto os microcontroladores de segurança Hercules TMS570LS04x/03x oferecem uma solução de entrada com encapsulamento menor e custo mais baixo, e com interfaces de controle do motor integradas. O PMIC compatível combina várias fontes de alimentação e características de segurança em um único dispositivo para reduzir o tempo de projeto e espaço na placa. Primeiro no mercado a oferecer suporte à funcionalidade iniciar/parar, o driver de motor integra arquitetura de segurança funcional para proteção e monitoramento.

Recursos do Hercules TMS570:

- Maior gama de opções de desempenho de memória, com núcleos ARM Cortex-R4 de 80 MHz a 180 MHz, e memória flash de 256 KB, 384 KB, 1 MB e 1,25 MB.
- Alcançam as certificações ISO 26262 e IEC 61508.
- Recursos de segurança de hardware oferecem um alto nível de diagnóstico *online* com núcleos em sincronia; proteção de memória para a CPU e *masters* de barramento; código de correção de erros (ECC) para Flash e RAM com correção de erros de um bit e detecção de erros de dois bits (SECDED); autoteste integrado (BIST) para CPU e RAM para detecção de potenciais falhas latentes etc.
- Capacidade de controle do motor integrada com PWM aperfeiçoada, interfaces de captura de sensores e codificador de quadratura no *chip* eliminam os múltiplos componentes externos para o controle do motor. Compatibilidade de pinos com os microcontroladores de segurança Hercules TMS570LS31x/21x, que foram introduzidos no ano passado e cuja produção está programada para começar em 31 de outubro de 2012 (apenas os microcontroladores de segurança de ponto flutuante Hercules TMS570LS12x/11x).
- Conectividade FlexRay™, CAN, Ethernet, LIN no próprio chip abre caminho para redes automotivas-padrão.

Recursos do TPS65381-Q1:

- Inclui múltiplas fontes de alimentação em um único encapsulamento, inclusive um conversor buck de fonte de alimentação de modo chaveado assíncrono com transistor de efeito de campo (FET) interno, o qual converte a tensão de entrada da bateria para 6V de saída antes do regulador, que fornece para outros reguladores.
- Uma fonte de sensor integrada adicional oferece proteções "short-to--ground" e "short-to-battery", que podem fornecer energia para um sensor fora da unidade de controle eletrônica (ECU).
- A arquitetura de segurança funcional integra recursos como vigilância de perguntas- respostas, monitor de sinais de erros do MCU, monitoramento de *clock* nos osciladores internos, autoverificação no monitor do clock, verificação de redundância cíclica (CRC) na memória não volátil e um circuito de reinicialização para o microcontrolador. Um BIST permite o monitoramento da funcionalidade do dispositivos na inicialização, e um estado de diagnóstico permite ao microcontrolador verificar as funções de segurança do PMIC.

Recursos do DRV31201-Q:

- Driver de bridge dedicado ao controle de motor DC automotivo brushless trifásico, oferecendo seis drivers dedicados para transistores MOSFET N-Channel de nível normal de carga de até 250 nC. As correntes *source-sink* do driver são programáveis para um fácil ajuste da inclinação de saída.
- O primeiro driver de motor do mercado compatível com funcionalidade iniciar/parar, permitindo controle total dos estágios de potência com baixa tensão de bateria até 4,75 V.
- A arquitetura de segurança funcional integra recursos como monitoramento de tensão "drain--to-source" (VDS), comparadores de fase, proteção "shoot-through", controle de tempo ocioso, aviso e proteção de temperatura, detecção de tensão da bateria para proteção conta sobre e subtensão.

Janelas de Inspeção Infravermelha
que suportam pressões e temperaturas extremas

A Fluke Corporation anuncia a disponibilidade de suas novas ferramentas para a manutenção preventiva de sistemas elétricos, intituladas "janelas de inspeção". A companhia é o único fornecedor do mercado a dispor de ferramentas do tipo "janelas de inspeção", compatíveis com as certificações da instituição americana UL e da CSA, além de tecnologia ClirVuR.

As ferramentas Fluke são equipadas com lente de cristal óptico totalmente insolúvel e sistema revolucionário de segurança. Por meio da termografia infravermelha é possível medir a quantidade de calor emitido por componentes elétricos detectando anormalidades térmicas associadas com falhas elétricas, que podem causar situações de risco, danos a equipamentos e paradas de produção. Entretanto, ao vistoriar equipamentos em funcionamento, os profissionais expõem-se a perigos potenciais, como faíscas e choques elétricos ou explosões, toda vez que abrem uma tampa de painel elétrico.

As "janelas de inspeção" foram desenvolvidas justamente para permitir que o termografista consiga visualizar e gravar as imagens térmicas durante a inspeção, sem a necessidade de abrir os painéis, reduzindo o risco de exposição. As inspeções são realizadas por meio da janela, com o sistema energizado e sem retirada da tampa do painel, de forma totalmente segura. Possibilitando uma visão clara de motores e mecanismos de distribuição por meio de inspeções infravermelhas, ultravioletas (UV) e com luz visível, atuam em uma grande variedade de aplicações, como instalações industriais, prédios comerciais, hospitais, empresas de energia elétrica e hidráulica, entre outros.

As lentes das ferramentas são de cristal óptico resistentes a arcos elétricos e testadas para suportar pressões e temperaturas extremas de um evento de falha com arco elétrico de até 50 kA. Em 2009, a companhia ampliou esse comprometimento com a qualidade e a segurança, ao adquirir a Hawk IR International .

A Fluke oferece três tipos de janelas de inspeção infravermelha da série C. O modelo CLKT é certificado para uso externo e interno, já os CLKTO e CLV são indicados para uso interno. Todas as diferenciações apresentam o exclusivo revestimento ClirVuR da Fluke, que sela totalmente a lente de cristal óptico (incluindo suas bordas), tornando-a impenetrável para umidade e vibração, além de protegê-la do desgaste devido à exposição aos raios UV. As lentes ópticas com ClirVu são insolúveis e têm a garantia de nunca se degradarem, mesmo quando expostas a ácidos e álcalis suaves.

Das milhares de janelas de inspeção infravermelha Fluke CLKT instaladas, nenhuma foi devolvida devido a degradação por umidade ou transmissão. As propriedades antiestáticas do revestimento ClirVu também ajudam a repelir poeira e sujeira, a fim de manter ambos os lados da janela limpos para uma transmissão infravermelha melhor.

As janelas de inspeção infravermelha Fluke trazem benefícios como a transmissão de até 96% da energia emitida, produzindo uma imagem mais detalhada. Oferecem ainda uma visão mais clara do equipamento que está sendo inspecionado e apresentam uma área de visualização maior que outras janelas do mercado. Além disso, como toda a área da lente de cristal óptico está disponível para transmissão infravermelha, o produto fornece resultados otimizados que podem ser repetidos.



Sistema de
Interconexão SEARAY

Esse novo sistema conector de alta densidade, com micropasso, oferece desempenho de alta velocidade, aterramento sem paralelo e flexibilidade de roteamento com o seu conhecido SEARAY de pino aberto de 1,27 mm x 1,27 mm, mas com um projeto de micropasso de 0,8 mm requer 50% menos de área de placa. Ele economiza espaço real na PCI, sendo disponibilizado em modelos de 4 e 6 fileiras com até 180 I/Os (números de pinos até 300 I/Os estão em projeto).

As séries SEAM8/ SEAF8 de Soquetes & Terminais Micropasso SEARAY fazem parte do sistema de contatos patenteado Edge Rate, da Samtec, projetado para obter-se uma integridade de sinais superior em aplicações robustas e de alta ciclagem. O desenho do contato reduz, inclusive, as forças de inserção e extração – uma consideração importante quando do projeto de *arrays* de pinos de alta densidade.

O novo SEARAY de alta densidade com micropasso de 0,8 mm vem com uma escolha padronizada de alturas de 7 mm e 10 mm e terminais para soldagem livre de chumbo. O sistema usa tecnologia *solder charge* para simplificar a operação de refluxo IR e melhorar a confiabilidade da junção soldada, o que reduz a exposição ao calor extremo (especialmente significativo devido às temperaturas mais elevadas que são requeridas nos processos de soldagem livre de chumbo).

A família de conectores SEARAY , High Speed/High Density, inclui sistemas *grid array* de 1,27 mm x 1,27 mm com até 500 I/Os. Eles estão disponíveis em alturas desde 7 mm até 17,5 mm, em desenhos em ângulo reto para aplicações em micro PCIs de alta velocidade e num projeto press-fit que elimina preocupações de processamento para conectores estilo BGA.

O SEARAY-LP é um *arrow* de alta densidade, baixo perfil, com alturas tão baixas quanto 4 mm. Conjuntos de cabos coaxiais de alta velocidade casados, sistemas ryser de alta densidade de até 40 mm, e *stackers* de 84 ohms também são disponibilizados

Varta Consumer Batteries utiliza VisionPro 3D
para garantir Velocidade de Produção e Qualidade de Produtos

Velocidade é fundamental na produção de baterias. A Varta Consumer Batteries GmbH & Co. KgaA em Dischingen, Alemanha, produz cerca de 1 bilhão de baterias portáteis anualmente. A fim de atender às demandas dos clientes por qualidade dos produtos, a empresa depende de um alto grau de automação. Ela tem limites rígidos de tolerância para a produção de pilhas, especificamente para as interfaces para transferência de energia (ou seja, os polos positivo e negativo). Baterias que tenham falhas mecânicas ou defeitos de desempenho devem ser rejeitadas.

No entanto, a Varta também se preocupa com a preservação da eficiência de produção e redução de custos e, por isso, também considera importante manter a proporção de rejeições a mais baixa possível. A Varta aku.automation selecionou sistemas de visão compostos com o software VisionPro® 3D e uma câmera SmartRay 3D. Eles foram bem sucedidos na obtenção de 100% de detecção de falha e de rejeição mínima de peças aceitáveis em sete linhas de produção com este sistema de visão alocado.

Até a introdução de sistemas de visão industrial, seres humanos inspecionavam produtos para identificar possíveis defeitos mecânicos. Em 2010, a Varta passou a utilizar visão 2-D para detectar defeitos de qualidade causados por contaminação e distorção mecânica ao invés de pessoal. Entretanto, esses sistemas identificavam pseudo- rejeições a uma taxa inaceitável de 8 a 10%. Mesmo as menores partículas de contaminação, que não tinham qualquer efeito negativo sobre qualquer desempenho da bateria ou sua aparência, eram classificados pelos sistemas de visão 2-D como defeitos.

A Varta aku.automation resolveu este problema usando uma câmera SmartRay 3-D em combinação com o poderoso software VisionPro® 3D. Este novo sistema fez a diferenciação entre a contaminação e distorção mecânica facilmente, e reduziu as taxas de pseudo- rejeição para um nível aceitável.

Desempenho

No processo de testes do sistema de visão 3-D, a Varta usou o software VisionPro 3D para compilar um catálogo extenso de amostras de referência. A empresa é capaz de diferenciar com sucesso a contaminação e defeitos mecânicos, graças ao histograma e à ferramenta de análise de *blobs* do VisionPro 3D, entre outras coisas. As capacidades de multiprocessamento do VisionPro 3D entregam o suporte a aplicações de alta velocidade que a Varta requer, e o VisionPro 3D permite que o sistema 3D faça uso das capacidades máximas dos dispositivos multinúcleos modernos.







Errata SE 464

Página 32
Na legenda da figura 12, onde está escrito "p/4", leia-se " π/4".
Na legenda da figura 13, onde está escrito "p/4 DQPSK", leia-se "π/4 DQPSK".

Página 43
Na legenda da figura 9, onde está escrito "...manobrados por contadores", leia-se "...manobrados por contatores".



CENTRO UNIVERSITÁRIO SENAC

VESTIBULAR 2013

INSCRIÇÕES ABERTAS
0800 883 2000
WWW.SP.SENAC.BR/VESTIBULAR

CURSOS PRESENCIAIS: ATÉ 18/11. PROVA NO DIA 1º/12.
CURSOS A DISTÂNCIA: ATÉ 19/2/2013.

Use o leitor de QR code do seu celular e veja a história completa dos tricampeões do GMC

LANÇAMENTOS 2013

- Engenharia de Produção
- Engenharia de Energia
- Engenharia de Controle e Automação

CONHEÇA TAMBÉM:

- Engenharia Ambiental e Sanitária
- Engenharia de Computação

É DE PESSOAS COM VONTADE DE MUDAR QUE O MUNDO PRECISA.
FAÇA PARTE DAS MUDANÇAS.

Senac

Conheça nossa política de descontos em www.sp.senac.br. A política de descontos pode ser alterada a qualquer momento, sem prévio aviso.

Novas Ferramentas de Síntese de FPGAs
da Synopsys, Inc.

A empresa norte-americana Synopsys, Inc. - líder de inovações nas áreas de projeto, verificação e fabricação de chips e sistemas – acaba de anunciar o seu último release: as ferramentas de síntese de FPGAs - a "Synplify Pro" e a "Synplify Premier".

As recém-lançadas "2012.09 Synplify" incorporam novas capacidades para a isolação de múltiplos erros e fixação de incrementos, as quais aceleram a implementação de FPGAs (Field Programmable Gate Arrays). Tais características permitem aos projetistas de FPGAs e aos engenheiros que desenvolvem protótipos baseados no desdobramento dos FPGAs, uma economia de semanas nos seus cronogramas de desenvolvimento – conforme pode ser visto nos sistemas HAPS da Synopsys.

A ferramenta "2012.09 Synplify Premier" oferece, também, melhorias significativas para os engenheiros que enfocam FPGAs da Altera e da Xilinx e, pela primeira vez, inclui suporte para os "Achronix Speedster 22i HD FPGAs".

Para os engenheiros que visam os dispositivos da Série Xilinx 7, um novo setup de assistência e checagem (automatizado) para a suíte de Projetos Vivado simplifica a migração do software de projeto Xilinx ISE, poupando tempo e melhorando os resultados.

Já para os projetistas que enfocam os FPGAs da Altera, esta nova versão da ferramenta fornece capacidades de alta confiabilidade como, por exemplo, memórias com redundância modular tripla (TMR) e código de correção de erro (ECC) com inferência automática.

Os clientes Synplify com as configurações comercializadas da Pro e da Premier podem, agora, visar FPGAs – Achronix Speedster 22i HD, que são construídos na tecnologia de processo de 22 nm (da Intel), utilizando transistores Tri-gate 3-D.

As novas capacidades do software Synplify Premier já citadas, juntamente com a capacidade melhorada de "continue-on-error", podem significar menores ciclos de projeto devido ao aumento de velocidade e à redução do número de iterações que são necessárias para a criação bem-sucedida de um FPGA design em placa.

Essas características (incluindo scripts TCL, conversão de clock e relatório de erros) podem identificar e isolar, automaticamente, módulos com múltiplos erros e problemas de interface durante uma simples rodagem de síntese. Os módulos com erros podem ser exportados, ficando simultaneamente com o projeto principal e, depois, serem absorvidos de forma incremental no projeto. Além disso, melhorias na especificação de "conversão de clock" permitem que os usuários criem antecipadamente os custom reports (relatórios) no programa de síntese, e realizem buscas baseadas em scripts TCL na base de dados do projeto para identificar os clocks convertidos.

A possibilidade de determinar se a conversão foi completada conforme o planejado, poupa tempo de debug (depuração) aos projetistas, sendo particularmente útil no início da construção de um protótipo on-board.

"Nós temos trabalhado em conjunto com a Synopsys, já há mais de um ano, para garantir uma prefeita integração entre a Synplify e a suíte Vivado Design quanto ao suporte dos clientes que usam nossos FPGAs – série 7", disse Tom Feist, diretor de Marketing sênior na Xiling – Metodologia de Projeto. Particularmente, a capacidade de constraints setup da ferramenta Simplify vem ajudando muito os nossos clientes, no sentido de acelerar a criação de good design constraints e melhorar o desempenho dos seus projetos.

Synopsys e Xilinx trabalharam em parceria para fornecer um fluxo RTL–to–gates integrado, que simplificasse a migração para a suíte de projetos Vivado (Xilinx) no caso de projetistas utilizando FPGAs Xilinx – Série 7. Esse novo fluxo adota especificações de constraints timing no padrão SDC (Synopsys Design Constraints) e oferece a opção de usar o formato do Verilog netlist como a saída da síntese e como entrada para place-and-route. O mais recente software Synplify define, inclusive, um caminho para migrar de fluxos Xilinx ISE para Vivado pelo fornecimento de translação de constraints, edição de constraints, revisão e relatórios.

"Os FPGAs da Altera oferecem uma solução comprovada para aplicações de alta confiabilidade", disse Alex Grbic, diretor de Software e IP Marketing da empresa. "A funcionalidade TMR, melhorada no software Synnplify Premier, da Synopsys, implementa automaticamente a lógica triplicada e os mecanismos de controle e votação associados, provendo uma solução complementar ao nosso software Quartus II. Como resultado de nossa parceria de longa data, os clientes de chips Altera usufruem da vantagem das novas características de alta confiabilidade do Synplify Premier para utilização em suas aplicações críticas".

As características melhoradas deste software foram estendidas para o suporte dos dispositivos Altera, proporcionando aos projetistas a capacidade de criarem chips com imunidade aos efeitos da radiação que causa SEUs – single event upsets. Além disso, para permitir a criação de uma lógica sequencial tolerante a falhas, incluindo máquinas de estado, o software Synplify Premier possibilita, agora, que os projetistas implementem automaticamente circuitos de mitigação de erros contendo TMR distribuída com voting logic, bem como realizem inferência automática de erro Altera e corrijam memory primitives.

"Tendo em vista que já existem chips FPGA que ultrapassam a marca de cinco milhões de gates, ferramentas de síntese que forneçam mudanças rápidas de projeto e melhorem a produtividade são, hoje, mais importantes do que nunca", disse Ed Bard – diretor de Marketing sênior do Solutions Group, da Synopsys.

NI LabVIEW

Limitado somente por sua Imaginação



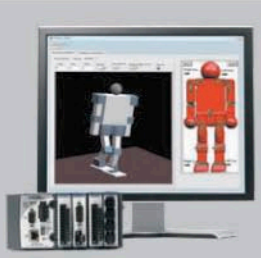
RF

Medicina

Robótica

Multicore

O software de programação gráfica LabVIEW e o hardware modular da NI, assim como o CompactRIO e o PXI, estão ajudando engenheiros a desenvolver sistemas robóticos autonômos completos, incluindo veículos não tripulados projetados para competir no evento DARPA Grand Challenge.



PLATAFORMA DE PRODUTOS

Programação gráfica e textual com NI LabVIEW

Hardware com controle embarcado NI CompactRIO

Módulo NI LabVIEW Real-Time

Módulo NI LabVIEW FPGA

>> Descubra o que mais o LabVIEW pode fazer em **ni.com/imagine/robotics**

11 3149 3149

NATIONAL INSTRUMENTS

©2010 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. 2376

Hélio Fittipaldi

Chip DLP, da Texas:

2,2 milhões de Microespelhos que revolucionam as projeções



Nos novos modelos de celulares da Samsung, que deverão ser uma febre nos próximos meses, todos poderão ter nas mãos o seu projetor de imagens para apresentações. Além do cinema, outras aplicações do DLP podem ser lembradas: no ensino (no projetor de lousa digital), no projetor de imagens para pequenos ambientes e escritórios, em *healthcare* (no localizador de veia para aplicação de injeção) e quem sabe mais onde.

O chip DLP desenvolvido pelo Dr. Larry Hornbeck, criador da projeção cinematográfica digital, é hoje reconhecido mundialmente pela sua confiabilidade, velocidade e precisão. Desde 1996, a Texas Instruments possui esta tecnologia para projetores de última geração, que proporciona imagens de cores nítidas, contraste e brilho para telas de todos os tamanhos. A tecnologia DLP é utilizada em cinemas (*DLP Cinema*), encontros profissionais, salas de conferência, *home theaters* e até em equipamentos móveis, proporcionando aos usuários a projeção de imagens em equipamentos de mão com a tecnologia DLP Pico.

Cada chip DLP possui até 2,2 milhões de espelhos microscópicos que se movem em altíssima velocidade – uma vantagem inovadora ideal para aplicações atuais e outras futuras que necessitem de alta definição. Os resultados são alta definição, confiabilidade e precisão mesmo em vídeos que mostram cenas com muita rapidez. Veja a **figura 1**.

Devido à tecnologia DLP basear-se em um semicondutor e ao seu pequeno peso e tamanho, ela permite que os fabricantes desenvolvam produtos menores, mais elegantes e leves do que com outras tecnologias. Projetores de imagens portáteis podem ser feitos hoje com esta tecnologia e produzir até mais de 2.000 lúmens, com apenas um quilograma de peso. A nova geração *wide-screen* com tecnologia DLP HDTV tem uma profundidade de apenas 25 centímetros.

No recente "Seminário de Inovação DLP", em São Paulo, a Texas Instruments apresentou através do seu vice-presidente sênior e gerente-geral de Produtos DLP, Kent Novak, um conjunto de oportunidades de qualidade para as indústrias de cinema e educação.

Os médicos estão fazendo parcerias com empresas de *design médico* para trazer esta tecnologia MEMS versátil para a comunidade.

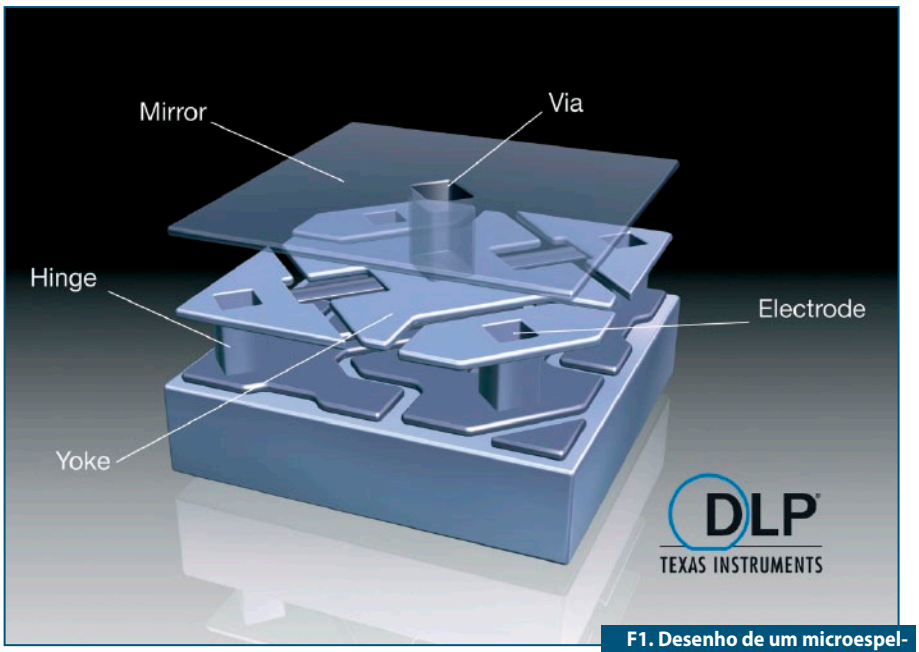
No laboratório, o DLP oferece poderoso controle sobre os fótons para a pesquisa da ciência da vida, que proporciona avanços científicos agora e no futuro. Como um modulador de luz de alta velocidade, versátil, espacial, o DLP está permitindo melhora com o foco dos microscópios e muito mais. Universidades e laboratórios de pesquisa estão continuamente encontrando novos usos para o aparelho de microespelhos digitais (DMD) através da experimentação com os *kits* de desenvolvimento DLP. (*O assinante do portal Saber Eletrônica encontra matéria adicional com esse assunto).*

A mesma tecnologia vista nos cinemas do Brasil, também está fazendo o seu caminho em escolas e universidades para otimizar as aulas diárias. Com a ampla gama de projetores DLP disponíveis, com recursos como: visualização 3D, interatividade, custo/benefício, livres de lâmpada de iluminação e capacidades de alcance ultracurto, professores e integradores de tecnologia podem aproveitar para criar um ambiente de aprendizagem mais impactante e envolvente.

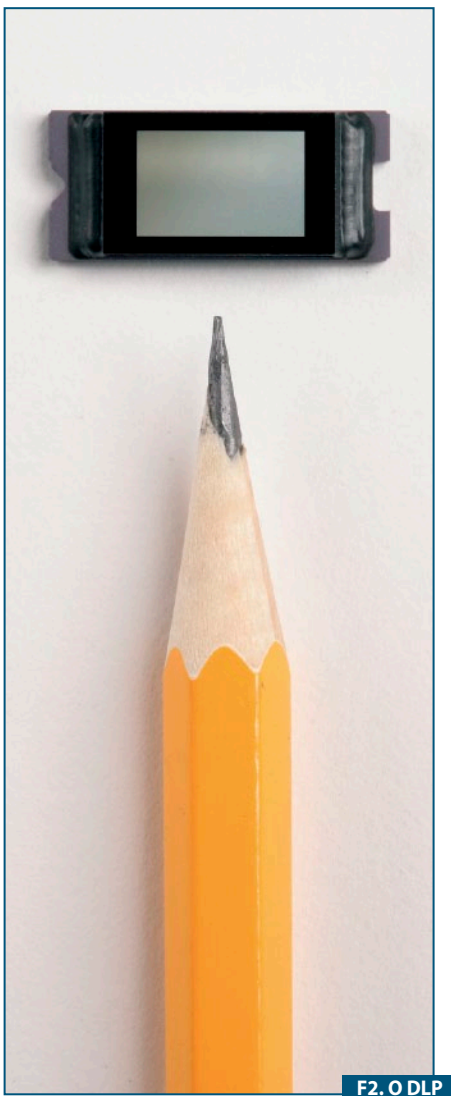
Uma das mais novas interações da tecnologia DLP é o Pico DLP, uma família de *chipsets* que oferece a comodidade e facilidade da utilização dos monitores portáteis para a incorporação em um número crescente de formatos e dispositivos compactos como os celulares da Samsung lançados recentemente no Brasil, e projetores de bolso que permitem mobilidade para quem precisa fazer apresentações para poucas pessoas.

Atualmente, o compartilhamento de fotos, vídeos e jogos com amigos e familiares para exibição de apresentações e conteúdo web em resolução HD para colegas, companheiros de classe e clientes, etc., produzidos com o DLP Pico estão ajudando a nos libertarmos das tradicionais experiências multimídia que só permitiam exibições em lugares apropriados, como salas onde houvesse um projetor. Observe as **figuras 2, 3 e 4.**

No evento foram mostrados para a imprensa diversos produtos desenvolvidos com o chip DLP, o que realmente causou impacto entre os presentes. Vimos um *scanner* para a área de healthcare, utilizado para localização fácil de uma veia, onde se irá aplicar uma injeção. Quando o paciente fica internado muito tempo no hospital, há uma desidratação e, consequentemente, é mais difícil se encontrar o centro de uma veia para a introduçaõ da agulha. Este aparelho projeta



F1. Desenho de um microespelhos dentro do chip.



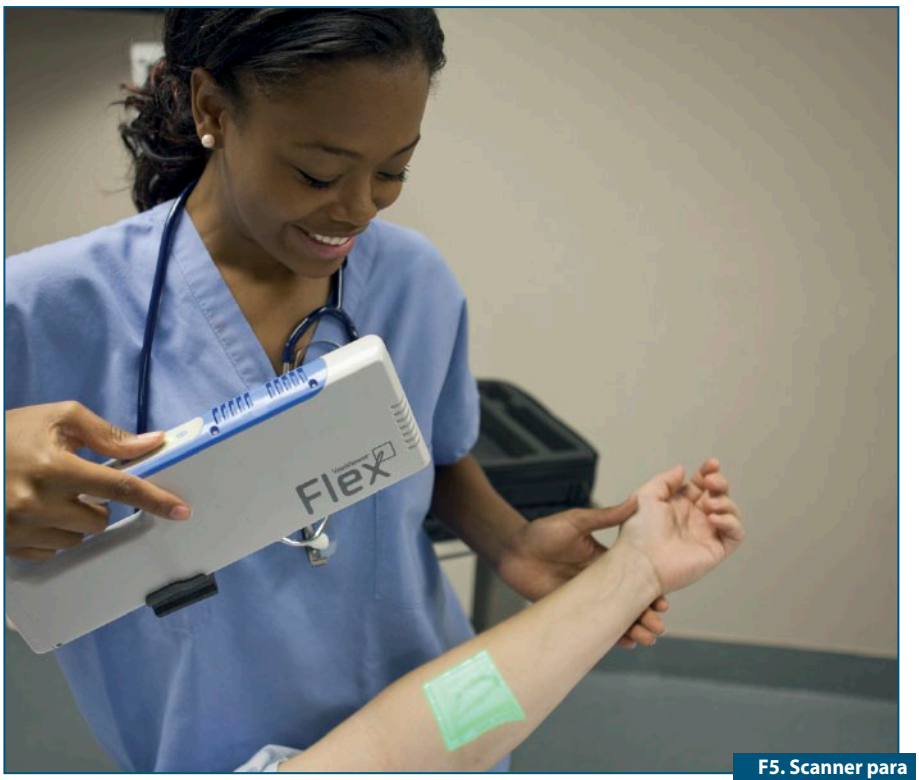
F2. O DLP Pico.



F3. Celular da Samsung.



F4. DLP cinema e DLP Pico.



F5. Scanner para localizar uma veia.



F6. Lousa com projetor digital.



F7. Módulo projetor Pico de bolso.



F8. Módulo DLP para Smart phone comuns.

uma luz verde sobre o braço do paciente e aumenta, sobre o mesmo, a projeção da imagem da veia, mais larga, em cerca de 5 vezes, o que facilita à enfermeira encontrar o centro da veia projetada que é o centro onde se deve aplicar a injeção. (**figura 5**).

Foi visto, também, um aparelho para a área dental onde se escaneia todo o maxilar do paciente em 3D, sem uso de algo invasivo como é feito hoje para se tirar o molde, onde primitivamente se invade a boca do paciente com todo este aparato (às vezes até machucando) com um gabarito de metal contendo um polímero, que se solidifica rapidamente em cerca de 2 minutos.

Vimos, ainda, uma lousa com o projetor digital da Benq equipado com LED e não com as tradicionais lâmpadas, que além de esquentarem muito e desperdiçarem energia, custam muito caro e queimam com poucas horas de uso. (**figura 6**).

Além de projetar imagens, filmes e todo o conteúdo preparado, o aluno não precisa se preocupar em anotar tudo isso, pois está em arquivo, e depois é disponibilizado para cada um consultar na hora que quiser. Este conjunto tinha também um pequeno bastão em poder do professor que, além de ter todos os comandos e funcionar como um *mouse*, possuía a função de uma caneta que podia assinalar partes do texto ou até escrever na tela sobre o texto projetado, com alcance até no fundo da sala de aula.

Foi mostrado um módulo projetor DLP para os "Smart Phones" que não possuem o chip DLP. Aparenta uma sobrecapa de celular e você quase não nota muito a diferença até que se começa a projetar suas imagens na parede, ou em qualquer superfície lisa. É ótimo para quem trabalha em publicidade, arquitetura, paisagismo e outras atividades onde precise mostrar para uma pequena plateia os seus vídeos ou apresentações de vendas, ou treinamentos em pontos de vendas. (**figuras 7 e 8**).

O semicondutor que reinventa a projeção

Dentro de cada sistema de projeção DLP, temos um semicondutor óptico conhecido como chip DLP, tecnologia inventada pelo Dr. Larry Hornbeck (da Texas Instruments), em 1987.

O chip DLP é um interruptor de luz dos mais sofisticados do mundo. Ele contém uma matriz retangular de até 2,2 milhões de

espelhos microscópicos, com articulação de cada um desses microespelhos que mede menos de um quinto da largura de um cabelo humano.

Quando um chip DLP é coordenado com um sinal de vídeo ou gráfico digital, a fonte de luz e uma lente de projeção, os espelhos refletem uma imagem digital sobre uma tela ou outra superfície. O chip, combinado com a eletrônica avançada, produz vídeo impressionante e imagens que redefiniram o conceito de qualidade de imagem.

A imagem em escala de cinzas

Os microespelhos se inclinam em direção à fonte de luz de um sistema de projeção DLP (*on*), ou em sentido contrário (*off*). Assim, se cria um pixel iluminado ou um escuro na superfície de projeção.

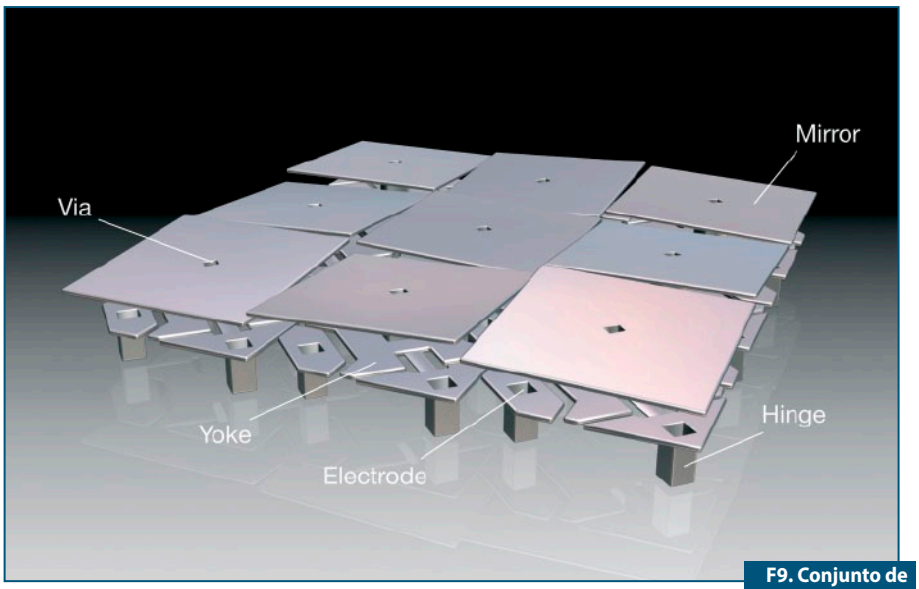
O código da imagem em sequência de bits que ingressa no semicondutor se dirige a cada espelho para que se ative (ou desative) até vários milhares de vezes por segundo. Quando um espelho é ativado mais vezes do que está desativado, reflete um pixel cinza claro, que, se você desativar mais frequentemente, refletirá um tom mais escuro de pixel cinza. (**figura 9**)

Assim, os espelhos de um sistema de projeção DLP podem refletir pixels em até 1.024 tons de cinza para converter o vídeo ou sinal gráfico, ao entrar no chip DLP, em uma imagem muito detalhada em tons de cinza.

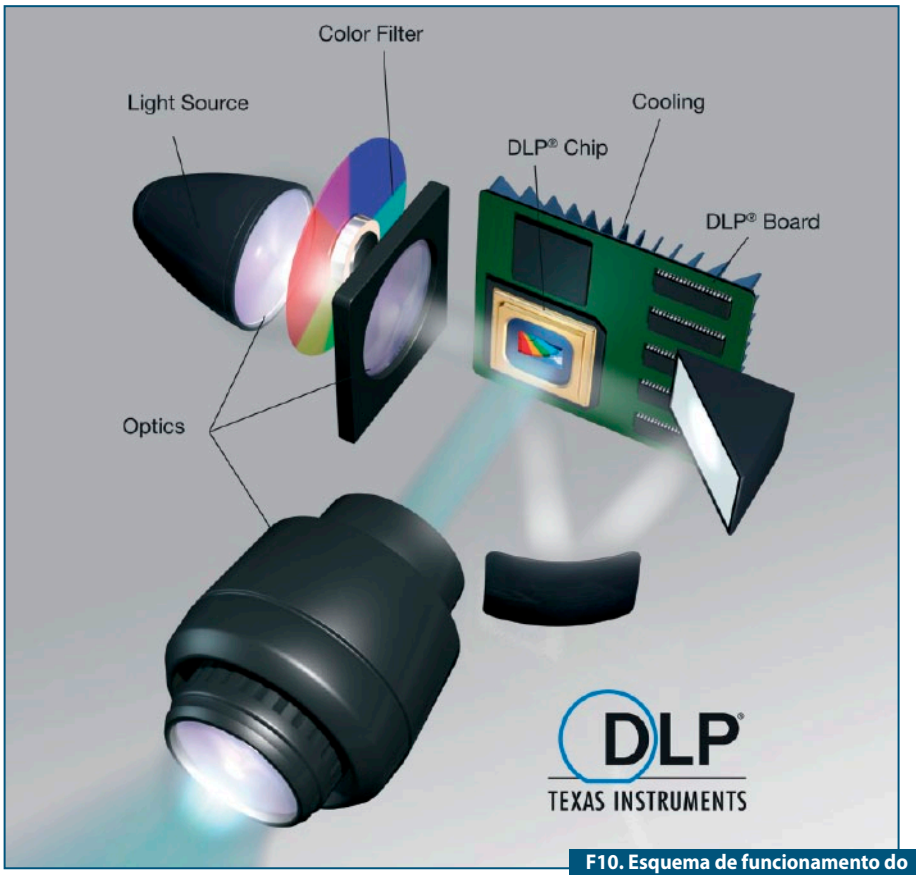
O microespelho faz o papel de um pixel, então o pixel DMD (espelho) é ao mesmo tempo um elemento óptico-mecânico e um elemento eletromecânico.

O pixel DMD sob o ponto de vista de ser um elemento eletromecânico, é biestável, o que consiste em ter dois estados estáveis de espelho (12 graus e -12 graus), que são determinados pela eletrostática do pixel durante o funcionamento.

O pixel DMD sob o ponto de vista de ser um elemento óptico- mecânico, é biestável, onde estas duas posições determinam a direção em que a luz é desviada. Em particular, o DMD é um modulador de luz espacial. Por convenção, o estado positivo (+) é inclinado para a iluminação, e é referido como o estado ligado. Da mesma forma, o negativo (-) do estado é o contrário, e é referido como o estado de desligado.



F9. Conjunto de microespelhos.

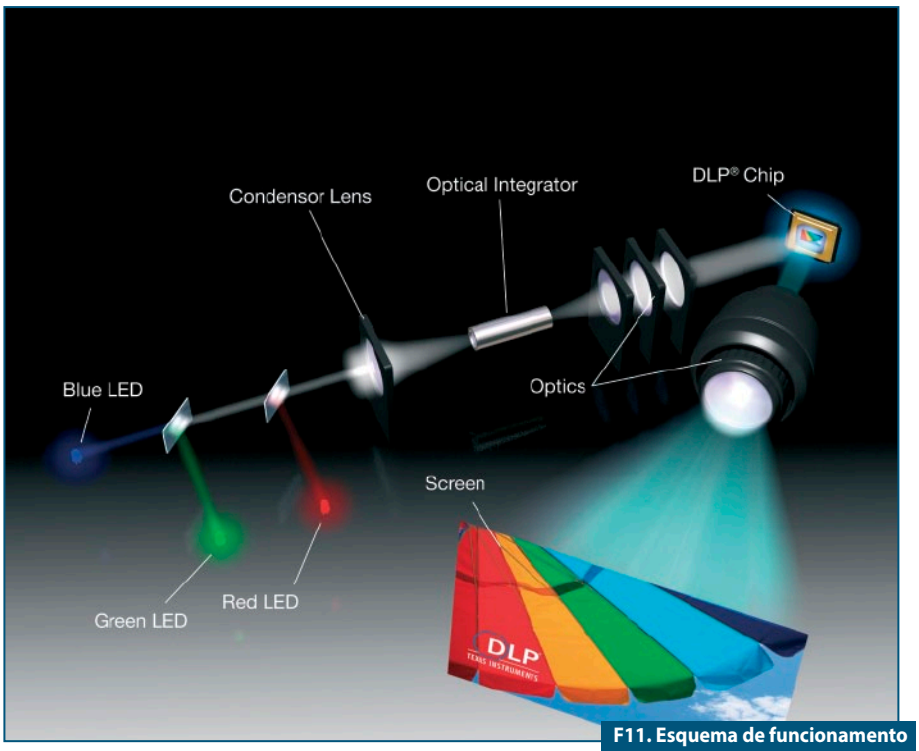


F10. Esquema de funcionamento do DLP com uma lâmpada.

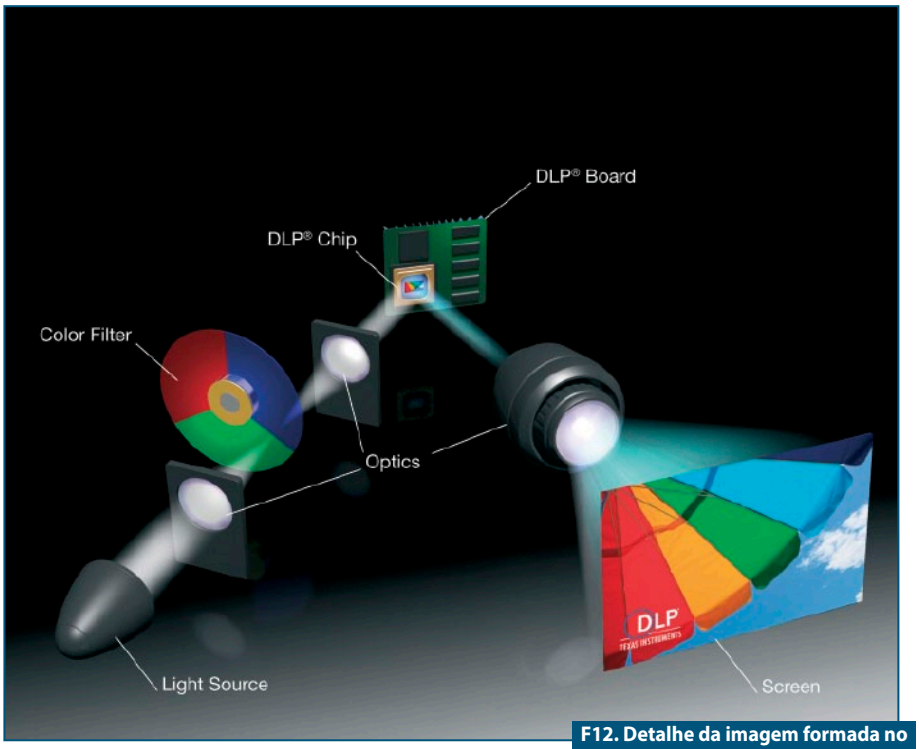
Cor adicionada

A luz branca gerada pela lâmpada de um sistema de projeção DLP passa através de um filtro de cor à medida em que viaja pela superfície do chip DLP. Assim, a luz é filtrada em um mínimo de vermelho, verde e azul, a partir do qual um sistema de projeção DLP de um único chip pode criar pelo menos 16,7 milhões de cores.

Com a tecnologia BrilliantColor™ se juntam cores adicionais, incluindo o cian, o magenta e o amarelo para ampliar a palheta de cores e obter uma reprodução de cores mais vibrantes. Alguns projetores DLP contam



F11. Esquema de funcionamento do DLP com LED.



F12. Detalhe da imagem formada no display (DLP com lâmpada).

com a iluminação de estado sólido (LED), que substitui a lâmpada tradicional branca que é cara e de vida curta. (**figura 11**).

Como resultado, a fonte de luz emite as cores necessárias e se elimina a necessidade do filtro de cor. Em alguns sistemas DLP se utiliza uma arquitetura de três *chips*, especialmente em projetores que exigem alto brilho para aplicações em grandes eventos, como salas de concertos e cinemas. Estes sistemas são capazes de produzir, pelo menos, 35 bilhões de cores.

Os estados de ativação e desativação de cada microespelho se coordenam com estes componentes básicos de cor. Por exemplo, um espelho responsável por projetar um pixel roxo só irá refletir a luz vermelha e azul na superfície da projeção, logo, estas cores se fundem para que apareça a tonalidade desejada na imagem projetada.

Aplicações e configurações

Conheça agora as principais aplicações e configurações do DLP:

Sistema de projeção DLP de um chip

Muitos projetores de dados e de HDTV que usam a tecnologia DLP apresentam uma configuração de um só chip, como a que se descreveu anteriormente.

A luz branca passa por um filtro de cor, o qual provoca que se emita em sequência luz magenta, verde, azul e de outras cores primárias, como amarelo, azul, magenta ou mais, na superfície do chip DLP. A comutação dos espelhos e a proporção de tempo que estão "ativados" ou "desativados" se coordenam segundo a cor que recebem. Logo, a sequência de cores se funde para criar a imagem com toda a cor que se vê no *display*. (**figura 12**)

Sistema de projeção DLP de três chips

No sistema de três chips, a luz branca gerada pela lâmpada passa através de um prisma que a decompõe em vermelho, verde e azul. Cada chip DLP se identifica com uma destas três cores; logo, as luzes das cores que refletem os microespelhos se combinam e passam pela lente de projeção para formar a imagem.

Vantagens da Tecnologia

Milhões de espelhos diminutos proporcionam uma imagem surpreendente dos projetores e dos televisores de alta definição (HDTV).

Imagem ultraclara

O vídeo e os gráficos que esta tecnologia produz, são mais nítidos porque o chip reduz ao mínimo as brechas entre pixels na imagem. Instalados a menos de um mícron de distância entre si, os espelhos criam uma imagem homogênea similar à de um filme.

Famosa qualidade de película estilo "Hollywood"

A tecnologia DLP Cinema® está redefinindo a experiência na sala cinematográfica, com uma incrível qualidade de película completamente digital. Ela apresenta vantagens similares aos projetores e televisores de alta definição (HDTV): imagem nítida, vídeo surpreendente, cor e brilho incríveis.

Verdadeira tecnologia 1080p

A tecnologia DLP 1080p oferece mais de 2 milhões de pixels no *display* com resolução de 1920 x 1080, a mais alta do mercado. Com um projetor HDTV DLP 1080p, você pode experimentar a melhor programação de televisão de alta definição, discos Blu-Ray ou *videogames* disponíveis.

Com uma qualidade de imagens extraordinária e um inigualável tempo de resposta, é ideal para encontros esportivos, filmes e jogos.

Imagens tão reais que você se sente no meio da cena

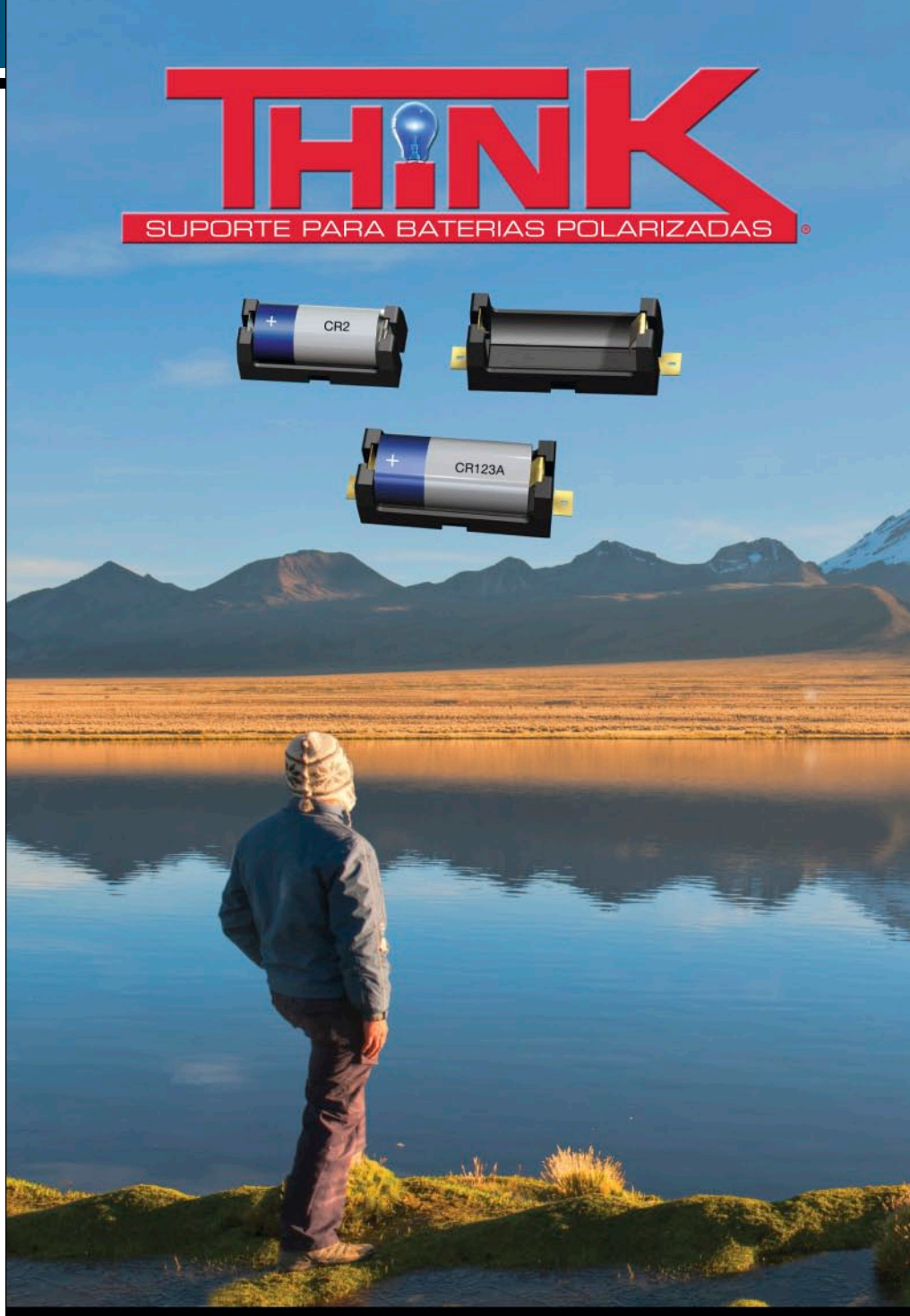
Projeta imagens claríssimas, nítidas e vívidas para alcançar a perfeição em qualidade de imagem. Apresenta índices de contraste extremadamente altos (até 20.000:1), que brindam uma experiência de visualização surpreendente: brancos mais fulgurantes, negros opulentos e imagens que "saltam" da tela.

Ideal para cenas de ação e de alta velocidade

O DLP ultrarrápido tem um inigualável tempo de resposta dos pixels de 16 microssegundos. Os projetores e HDTV com o DLP oferecem uma imagem nítida e precisa, ideal para esportes, cenas cheias de ação ou de alta velocidade e jogos.

Qualidade de imagem duradoura

A tecnologia do DLP não é susceptível a queimas, o que a diferencia dos sistemas de raios catódicos e plasma, os HDTV e os projetores DLP simplesmente não têm tubo, fósforo nem nenhum elemento que possa queimar-se. Em consequência, não há com que se preocupar de que os logotipos dos canais ou dos videojogos fiquem também marcados na tela.



THiNK Keystone Suporte para Baterias Polarizadas

• Disponíveis nas versões SMT e THM • Para baterias de lítio CR2 & CR123A • Polarizados para garantir continuidade e proteção ao circuito • Versões SMT contam com contatos de bronze fosforoso banhados a ouro • Versões THM oferecem contatos de bronze fosforoso banhados a estanho • Ideais para aplicações de baixo perfil e para economizar espaço na PCB • Projetado para refluxo e todas as aplicações de solda em PCB • Adequado para qualquer aplicação em produtos industriais ou de consumo • Encapsulamento em Nylon HTN durável e robusto • Leve • Fácil instalação/reposição de baterias • Disponível em bulk ou fita e bobina • Disponíveis tampas opcionais • Solicite o Catálogo M60

KEYSTONE ELECTRONICS CORP.

O que importa é o que está do lado de dentro

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

PWM 3-Níveis:
A Nova Tecnologia para Inversores de Frequência

Tsuneo Kume,
Mahesh Swamy,
Hans-Peter Krug,
da Yaskawa Corp.
Tradução e adaptação:
Mário Sergio Di Grazia,
da Yaskawa Brasil

Inicialmente desenvolvida para inversores de média tensão, essa tecnologia chega agora aos inversores de baixa tensão na faixa de 380 a 480 V, oferecendo diversas vantagens em relação aos inversores convencionais de 2-Níveis

A tecnologia 3 Níveis, também conhecida internacionalmente como "Neutral Point Clamped (NPC)", foi inicialmente introduzida por A. Nabae, I. Takahashi e H. Akagi em 1980 e publicada em 1981. Com essa configuração de circuito, o *stress* de tensão nos componentes de chaveamento de potência cai à metade do encontrado nos inversores convencionais de dois níveis. Devido a essa característica, esse circuito é normalmente aplicado em inversores de média e alta tensão. As mais recentes aplicações incluem indústrias siderúrgicas e área de tração elétrica para ferrovias na Europa e Japão.

Além da capacidade de atuar com alta tensão, o inversor 3-Níveis têm características favoráveis como: tensão fase- fase e de modo comum com pulsos de menor amplitude de tensão, portadora com maior quantidade de pulsos de tensão por ciclo e menor *ripple* na corrente de saída para a mesma frequência portadora.

Essas características proporcionam significativas vantagens no acionamento de motores de indução em relação aos inversores de frequência convencionais de dois níveis, como a redução considerável do stress na isolação dos enrolamentos do motor, redução da corrente de fuga à terra e na corrente de circulação à terra através dos rolamentos e redução no ruído audível do motor. Combinado com sofisticados algoritmos PWM, torna-se possível a melhoria da performance dinâmica do acionamento através do emprego do método de " Observador de Fluxo Dual".

De maneira a tornar as vantagens acima disponíveis para aplicações gerais, os inversores 3-Níveis foram desenvolvidos para aplicações em baixa tensão. Para sucesso dessa nova topologia desenvolveu-se um exclusivo processo de balanceamento de carga dos capacitores.

Configuração básica do circuito

A **figura 1** mostra o circuito de potência de um inversor 3-Níveis. Cada fase tem quatro dispositivos de chaveamento (IGBTs) conectados em série. Tomando a fase U como exemplo, o circuito se comporta conforme descrito a seguir:

Quando os IGBTs Qu_1 e Qu_2 são ligados, a saída U é conectada ao terminal positivo (P) do barramento CC. Quando Qu_2 e Qu_3 são ligados, os mesmos são conectados ao ponto médio (O) no barramento CC e quando Qu_3 e Qu_4 são ligados, os mesmos são conectados ao terminal negativo (N). Assim, a saída assume três diferentes níveis de tensão enquanto os inversores convencionais atuam com apenas dois níveis de tensão. A relação entre a sequência de chaveamento dos IGBTs e a tensão de saída com relação ao ponto médio é ilustrada na **tabela 1**.

Capacitores são conectados em série de forma a se obter o ponto médio, responsável pela criação da tensão zero de saída. Essa conexão em série é largamente utilizada em inversores da classe 400 V (380 a 480 V), em virtude da indisponibilidade de obtenção de capacitores eletrolíticos de tensão de trabalho mais elevada. Um ponto importante nessa topologia é manter o balanceamento de carga nos capacitores, pois a corrente irá fluir em diversas direções a partir do ponto médio. De modo a ilustrar as formas de onda da tensão de saída, consideremos o sinal de referência do PWM para as fases U, V e W como:

$$e_U = A \text{ sen } (\omega t) \quad (1)$$
$$e_V = A \text{ sen } (\omega t - 120°) \quad (2)$$
$$e_W = A \text{ sen } (\omega t - 240°) \quad (3)$$

Onde A é o indexador de modulação. Assume-se a não existência de injeção de componentes da terceira harmônica de forma a melhorar a utilização da tensão do barramento CC.

As formas de onda da tensão de saída variam de acordo como indexador de modulação e do ângulo de fase. Para ilustrar o comportamento da tensão de saída, vamos adotar o indexador de modulação A igual a 1,0, o que significa que a tensão total de comando é aplicada. Consideremos ainda o ângulo de fase ωt igual a 75° para a fase U. Essa condição é mostrada na **figura 2**, onde as tensões de fase em "per-unit" são expressas como:

$$E_U = 1{,}0 \text{ sen } 75° = 0{,}966 \quad (4)$$
$$E_V = 1{,}0 \text{ sen } (75° - 120°) = -0{,}707 \quad (5)$$
$$E_W = 1{,}0 \text{ sen } (75° - 240°) = -0{,}259 \quad (6)$$

A **figura 3** a seguir ilustra as formas de onda da tensão de fase em relação ao ponto médio, da tensão de linha e da tensão de modo comum para um ciclo PWM.

Nessa figura, Tc é o período de um ciclo PWM. A tensão de linha e_{u-v} é definida como segue:

$$e_{u-v} = e_u - e_v \quad (7)$$

Essa é a tensão aplicada ao motor. A tensão de modo comum e_{com} é definida como:

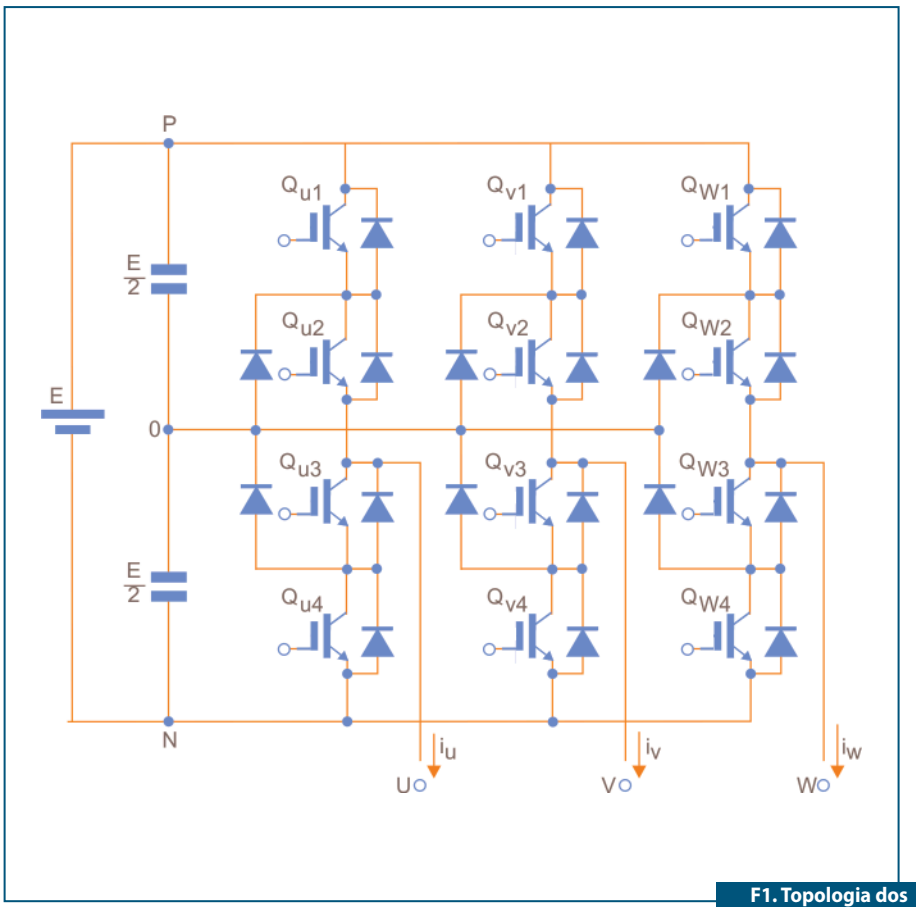
$$e_{com} = (e_u + e_v + e_w) / 3 \quad (8)$$

A tensão de modo comum se relaciona com a corrente de fuga a terra, tensão do eixo e corrente de rolamento do motor.

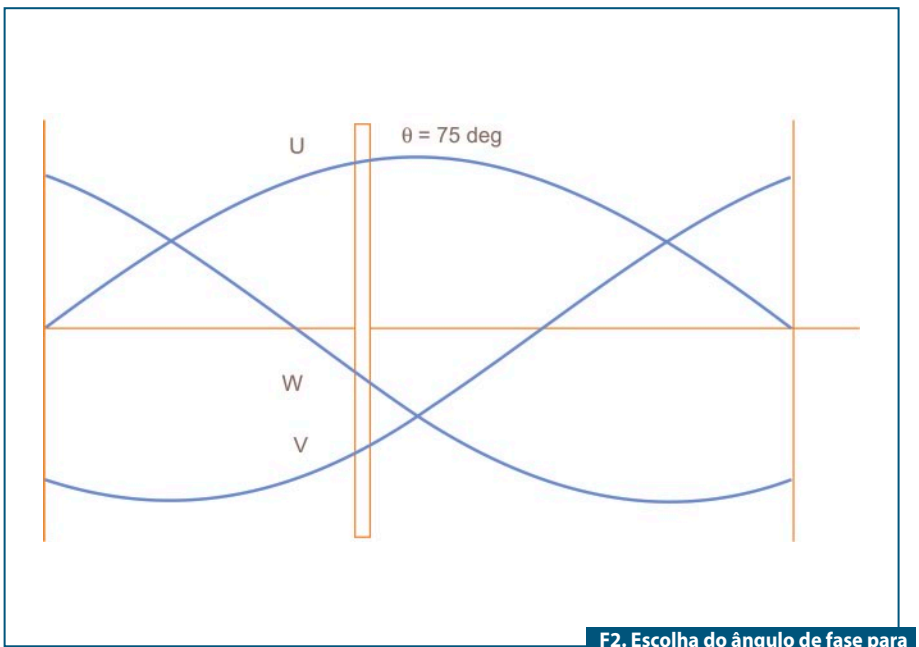
As formas de onda das tensões de linha obtidas para configuração 2-Níveis e 3-Níveis é ilustrada na **figura 4**. A **figura 5** compara as tensões de modo comum.

As formas de onda acima foram obtidas sobre os terminais de um motor de 460V, 7,5 kW acionado por inversores de 2 e 3 Níveis.

Conforme ilustram as figuras 3-5, os inversores de 3-Níveis têm pulsos de tensão de linha e de modo comum de menor



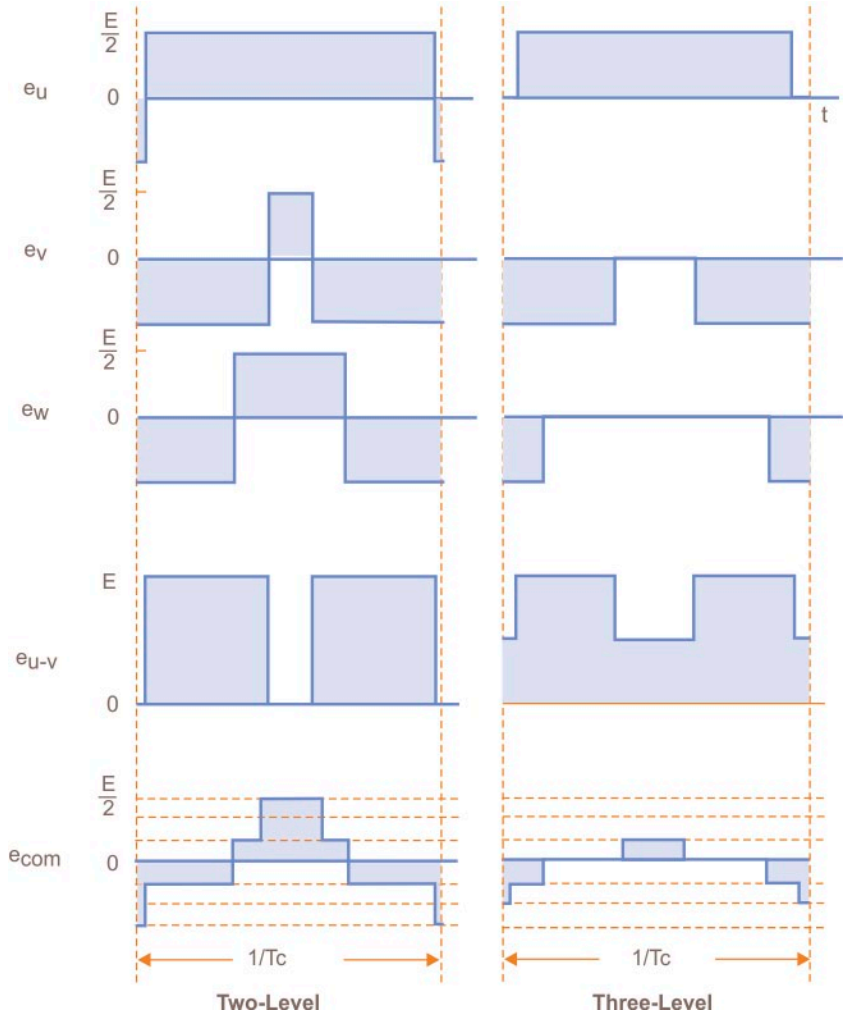
F1. Topologia dos inversores 3-Níveis.



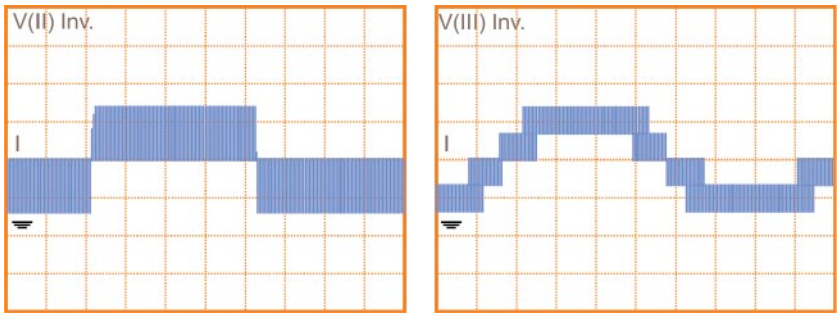
F2. Escolha do ângulo de fase para ilustração das formas de onda.

	Qu1	Qu2	Qu3	Qu4	Qu5
Estado dos IGBT's	ON	ON	OFF	OFF	+E/2
	OFF	OFF	ON	ON	-E/2
	OFF	ON	ON	OFF	0

T1. Chaveamento x tensão.



F3. Comparação entre as formas de onda de tensão dos inversores 2-Níveis (Two Level) e 3-Níveis (Three Level).



F4. Forma de onda da tensão de linha. V: 500V/div, T: 2 ms/div.

amplitude que os inversores 2-Níveis. Essas características proporcionam significantes benefícios para o acionamento de motores descritas logo mais.

Balanceamento da tensão do link CC

O ponto médio dos capacitores do barramento CC é conectado ao circuito da ponte inversora através dos diodos como mostra a figura 1. A corrente que vai e volta desse ponto causa desbalanceamento de tensão entre os capacitores superiores e inferiores.

Na topologia 3-Níveis, existem 27 (3^3) combinações de estados ligados e desligados dos IGBTs. Entretanto, existem redundâncias nessas combinações e elas são categorizadas dentre um dos seguintes casos, na ordem da menor para a maior tensão.

Caso 1: Três terminais são combinados juntos e conectados ao barramento positivo (P), o ponto médio CC (O) ou barramento negativo (N). Isto é chamado de "zero vector". A corrente do motor é completamente independente do circuito dos capacitores.

Caso 2: Um ou dois terminais do motor são conectados ao ponto médio e os remanescentes (são) conectados aos barramentos positivo ou negativo. Neste caso o fluxo da corrente do ponto médio causa desbalanceamento de tensão nos capacitores. Isto pode ser controlado pela escolha do chaveamento apropriado de forma a produzir a mesma tensão no motor, mas causando a corrente do capacitor a fluir em direção oposta.

Caso 3: Três terminais do motor são conectados ao P, O ou N. A magnitude e a polaridade da corrente de ponto médio mudam, dependendo das condições de carga e do ângulo da fase em operação. Esta corrente causa desbalanceamento de tensão nos capacitores e geralmente não é controlável para uma determinada tensão. O Caso 2 é utilizado para compensar o desbalanceamento causado por esta condição.

Caso 4: Um ou dois terminais do motor são conectados ao P, e os remanescentes (são) conectados ao N. Neste caso não existe corrente fluindo no ponto médio.

A **figura 6** mostra exemplos típicos para o caso 2 mencionado acima. As conexões (a) e (b) fornecem ao motor a mesma tensão e corrente em ambas direções. Desta forma, o balanceamento de tensão no capacitor pode

ser realizado pela escolha apropriada de (a) ou (b). As conexões (c) e (d) têm relações similares, em relação à tensão do ponto médio e corrente do motor.

O inversor 3-Níveis aqui apresentado utiliza um sofisticado método de controle baseado na tecnologia "space vector", a qual seleciona o vetor ótimo ou combinação de chaveamento para a melhor performance do motor e o melhor balanceamento de tensão nos capacitores. Neste método, a corrente que entra ou do ponto médio não necessita ser detectada diretamente podendo ser determinada a partir da corrente do motor e do estado de chaveamento dos IGBTs.

Características e vantagens dos inversores 3-Níveis

Esta seção compara os transientes de tensão nos terminas do motor, a corrente de fuga, a tensão no eixo e a corrente no rolamento do motor entre os inversores de 2-Níveis e 3-Níveis.

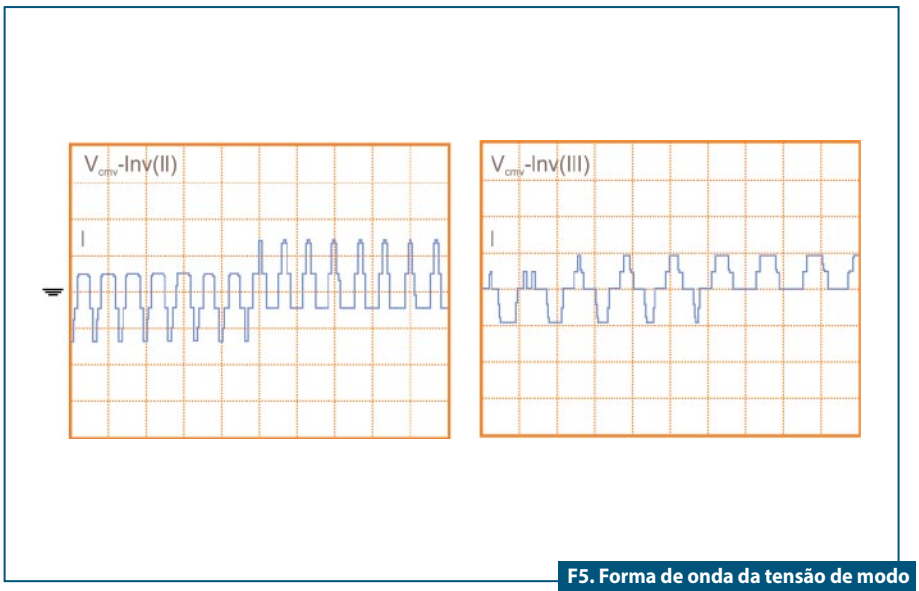
Forma de Onda da Corrente

O *ripple* da corrente nos inversores 3-Níveis é menor que nos inversores convencionais devido à menor amplitude de tensão dos pulsos do PWM. A frequência portadora do PWM pode ser reduzida mantendo-se a mesma qualidade de corrente dos inversores 2-Níveis, porém com a vantagem adicional de poder reduzir as perdas por efeito Jaule nos IGBTs em consequência da redução do número de chaveamentos por ciclo.

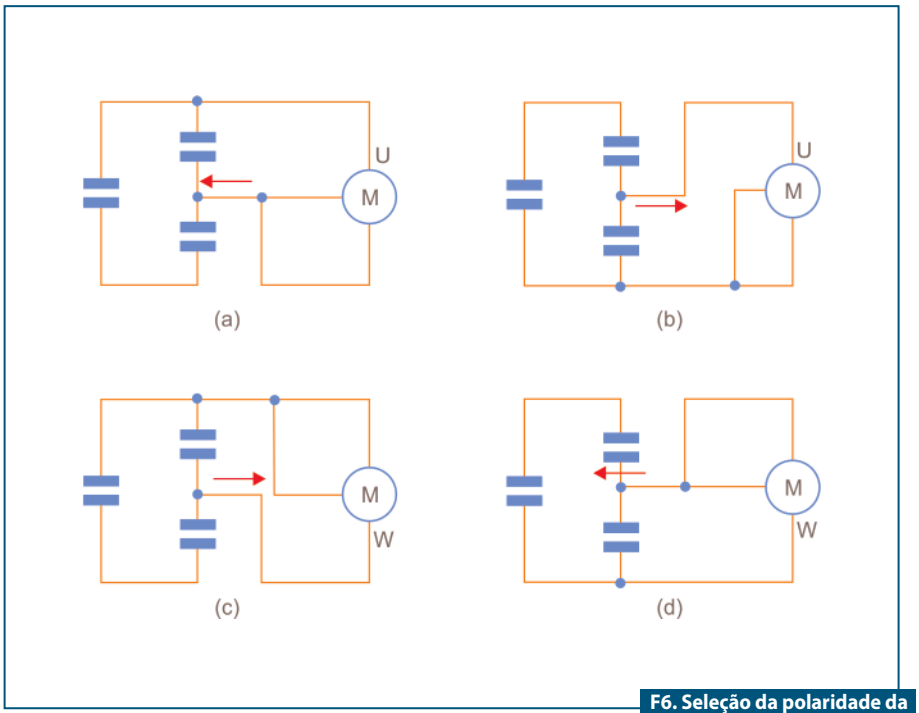
Transientes de Tensão nos terminas dos motores

Quando a distância entre o inversor e o motor é grande, a tensão nos terminais do motor é elevada em virtude dos transientes de tensão ocasionados pela reação da indutância e capacitância distribuída do cabo. Valores elevados de tensão aparecem nos terminais do motor, podendo danificar e até romper a isolação dos enrolamentos do motor. A aplicação contínua desses pulsos de tensão elevada contribui ainda para a redução da vida dos motores.

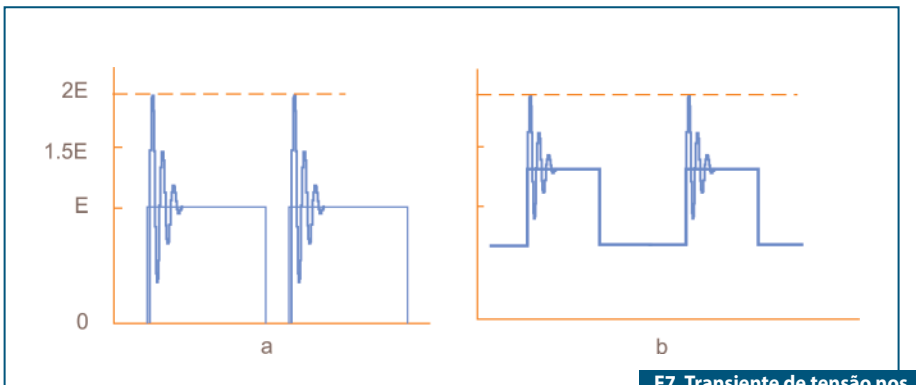
A amplitude dos pulsos de tensão dos inversores 3-Níveis é metade da amplitude dos pulsos de tensão dos inversores 2-Níveis, desta forma os transientes de tensão nos terminais do motor são significantemente menores que nos motores acionados por inversores convencionais. As formas de onda da **figura 7** são



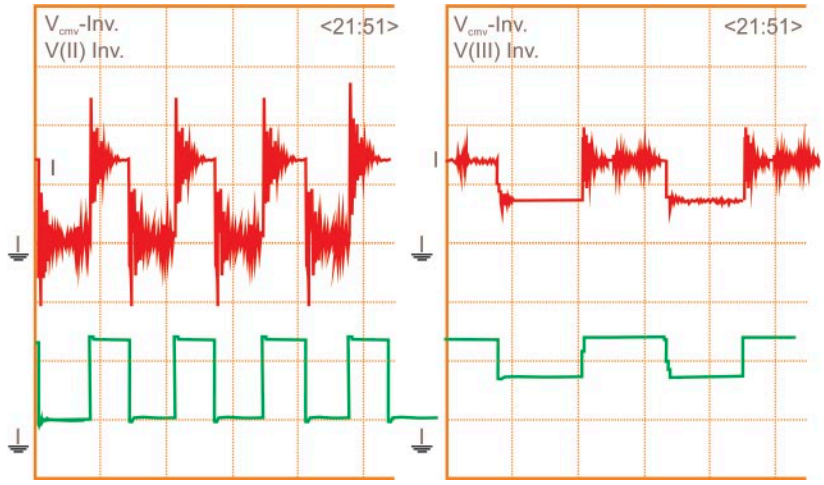
F5. Forma de onda da tensão de modo comum. V: 250V/div, T: 110 µs/div.



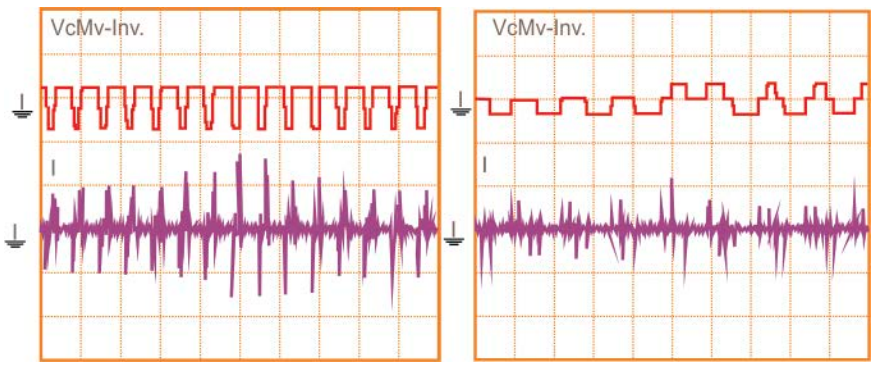
F6. Seleção da polaridade da corrente do ponto médio.



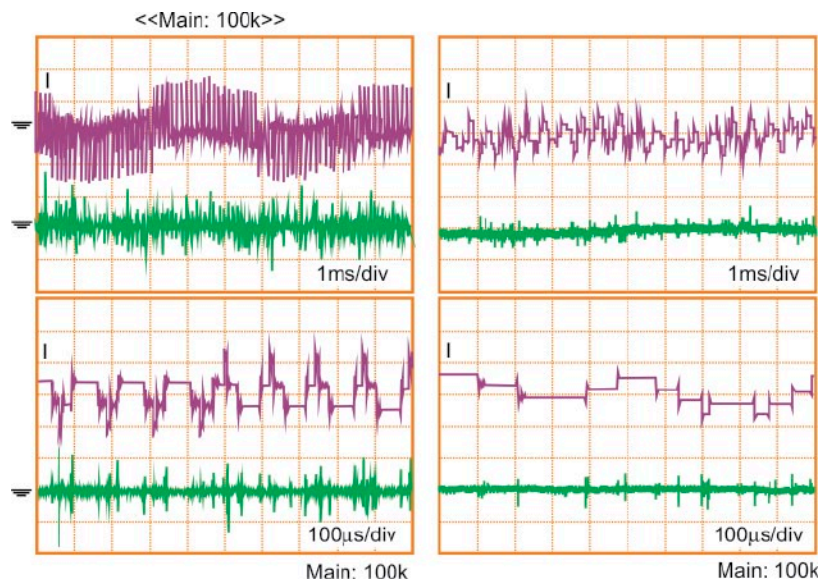
F7. Transiente de tensão nos terminais do motor.



F8. Oscilograma dos Transientes de tensão nos terminais do motor. V: 500V/div, T: 50 µs/div.



F9. Corrente de fuga a terra.



F10. Tensão no eixo e corrente no rolamento.

baseadas no conceito de que os transientes de tensão no extremidade final dos cabos, ou terminais do motor, atingem cerca de duas vezes o valor da tensão de saída do inversor. Esse efeito é decorrente da aplicação de pulsos de tensão em um circuito ressonante L-C formado pelos cabos e sua capacitância distribuída.

Na **figura 7 (a)**, sobre o pulso PWM é adicionado um transiente de tensão atingindo o valor de pico de 2E. Na **figura 7 (b)**, sobre o pulso é adicionado um transiente de valor 0,5E, o valor de pico passa para 1,5E menor que a figura (a).

A **figura 8** mostra as formas de onda da tensão medida sobre os terminais do motor para uma distância de cabo de 100 metros. Essas formas de onda mostram claramente a diferença dos picos de tensão. O comportamento das oscilações amortecidas dos transientes são facilmente identificáveis em ambas as configurações de inversores.

Corrente de Fuga

O valor elevado da tensão de modo comum causa o aparecimento da corrente de fuga entre os cabos de interligação e os enrolamentos do motor para o terra, através das capacitâncias parasitas das mesmos. Essa corrente de fuga costuma criar problemas de ruído de radiofrequência em equipamentos sensíveis instalados próximos ao inversor/motor.

Devido à amplitude reduzida dos pulsos de tensão em modo comum dos inversores 3-Níveis, a corrente de fuga a terra é sensivelmente menor nos inversores 3-Níveis quando comparado aos inversores convencionais.

A **figura 9** mostra uma redução significativa nos picos da corrente de fuga a terra para os inversores 3-Níveis. A medição foi realizada com motor de 460 V, 7,5kW instalado a uma distância de 100 m do inversor.

Tensão no eixo e Corrente no rolamento do motor

Danos em rolamentos de motores acionados por inversores têm sido relatados em casos onde o eixo do motor não estava devidamente aterrado. Esse problema é causado pela tensão de modo comum que aparece no eixo do motor, gerando uma corrente de fuga a terra a qual atravessa o rolamento.

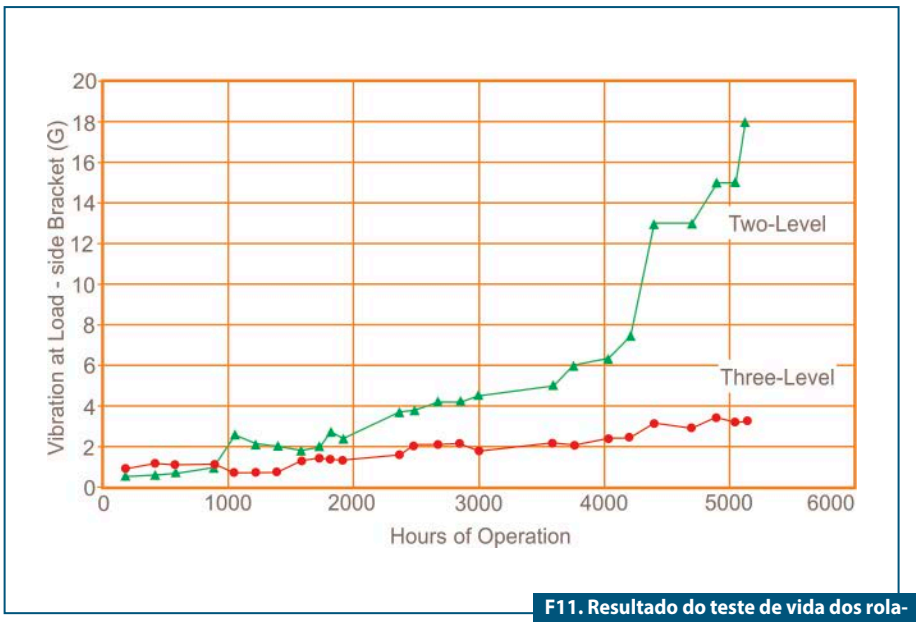
Quando o motor esta rodando, o rolamento encontra-se isolado pela graxa formando um filme de graxa, isso provoca o

aparecimento de capacitâncias entre o rotor e a carcaça e consequentemente ao terra. Essas capacitâncias são carregadas pela tensão de modo comum entre estator e rotor. Isso resulta na tensão do eixo, cuja forma é similar à tensão de modo comum. Essa tensão ocasiona descargas nas bordas do rolamento, criando estrias e pontos que acabam por danificar completamente o rolamento.

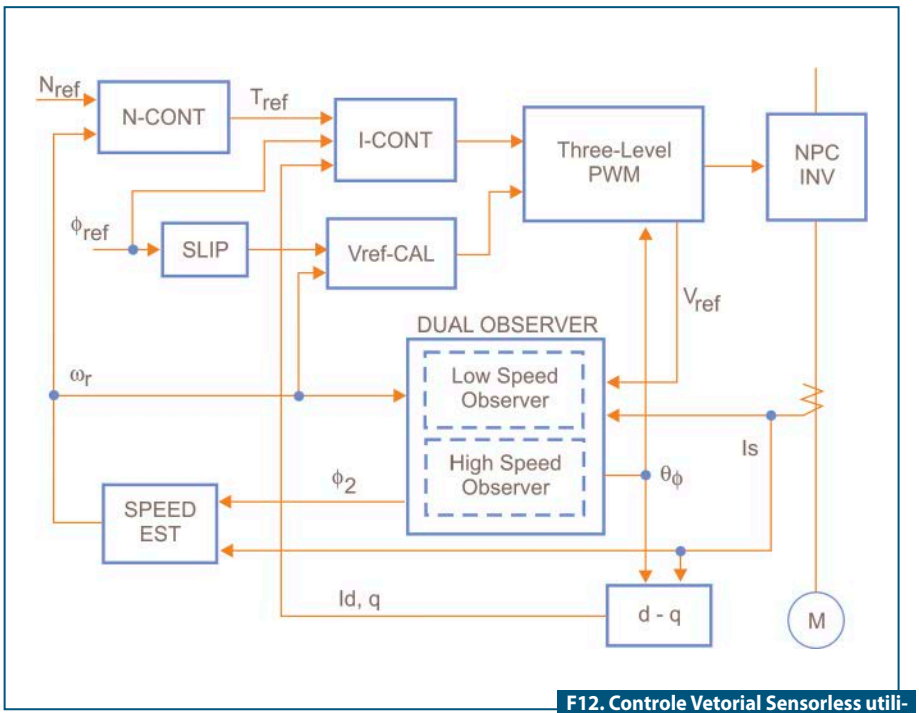
Nos inversores 3-Níveis, a tensão de modo comum é significantemente abaixada em relação aos inversores convencionais, reduzindo muito a corrente no rolamento do motor e consequentemente proporcionando redução no desgaste do rolamento. A **figura 10** mostra o resultado do teste da tensão e corrente de rolamento em inversores 3-Níveis e 2-Níveis. Apesar dessa figura mostrar que os inversores 3-Níveis produzem uma corrente de rolamento significantemente menor, ainda é um pouco difícil de se estimar precisamente o quanto se acrescentou ao tempo de vida do rolamento de uma forma em geral. No momento são realizados testes de longa duração para verificação desse efeito.

A **figura 11** ilustra claramente que o uso de inversores 3-Níveis pode resultar em aumento relevante do tempo de vida dos rolamentos do motor.

Condições extremas incluindo temperatura, tipo de graxa, e velocidade do motor foram empregadas no teste de vida do rolamento ilustrado na figura 11. Neste momento podemos afirmar de forma prática, que o tempo de vida dos rolamentos será significantemente maior com a utilização de inversores 3-Níveis, no mínimo o aqui mostrado.



F11. Resultado do teste de vida dos rolamentos. Motor 0,7 kW, 2.100 rpm.



F12. Controle Vetorial Sensorless utilizando "Dual Flux Observer".

Produtos que empregam a tecnologia 3-Níveis

A Yaskawa Europe (Alemanha) introduziu no mercado o inversor Varispeed G7, empregando a tecnologia 3-Níveis durante a feira de Hannover em 2002.

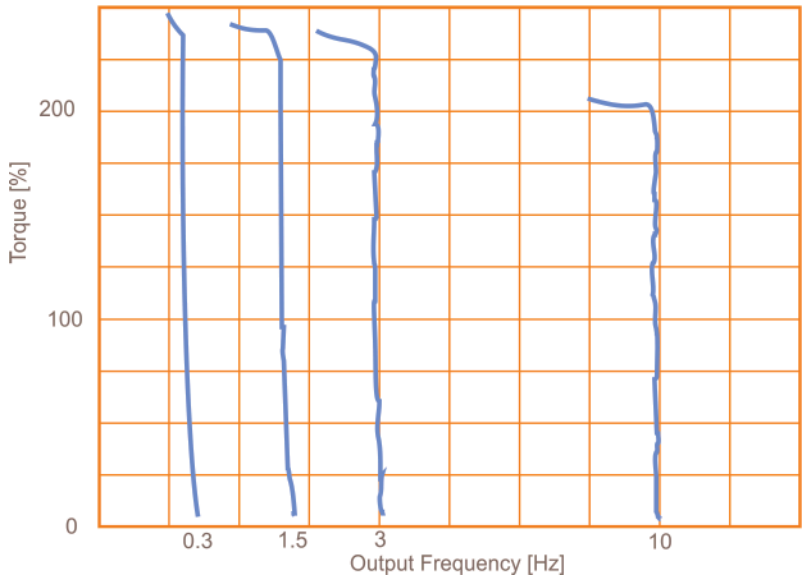
Conforme mencionado na seção anterior, a topologia 3-Níveis resulta em baixas correntes de rolamento. Isso elimina a necessidade de utilização de rolamentos isolados, reduzindo o custo de fabricação de motores.

A próxima vantagem para tecnologia 3-Níveis é a redução dos transientes de tensão. Isso é muito importante em casos de modernização onde se deseje manter o motor existente. Motores antigos normalmente se encontram com sua isolação deteriorada e o uso de inversores convencionais irá sem dúvida ajudar a romper essa isolação.

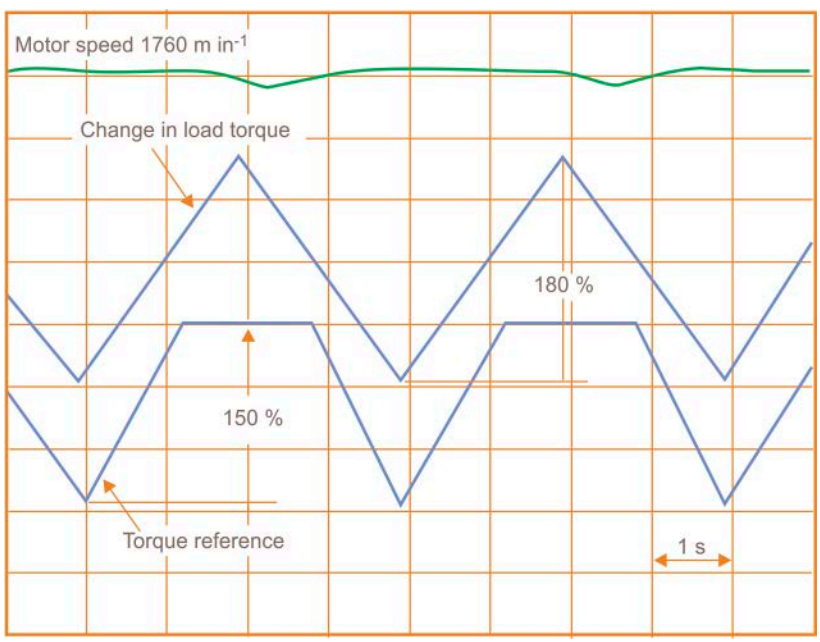
A baixa amplitude dos transientes de tensão reduzem o "stress" sobre a isolação dos motores. Em aplicações com longa distância de cabos, a topologia 3-Níveis resolve o problema dos transientes de tensão sobre o motor evitando o uso de filtros de saída (filtros dv/dt). Em aplicações com transformadores de elevação de tensão na saída de inversores de baixa tensão, a topologia 3-Níveis possibilita reduzir o tamanho dos componentes de filtragem normalmente utilizados entre inversor e transformador.

O ruído audível do motor também é reduzido em virtude dos pulsos de menor tensão. O ruído é comparável ao ruído produzido pelo motor conectado diretamente à rede elétrica.

Outra vantagem é a melhoria da performance dinâmica. Combinado com um



F13. Características de torque em baixas velocidades.



F14. Função de limitação de torque.

sofisticado controle *space vector* e estratégia PMW específica para pulsos de baixa tensão, é possível o emprego de modernas tecnologias de controle destinadas a melhorar a performance do motor. A **figura 12** mostra um diagrama de blocos simples de controle de velocidade sem sensor, "sensor less", com a nova tecnologia do " Observador de Fluxo Dual" resultando em um excelente controle de torque.

Utilizando esse método, é possível alcançar mais que 150% de torque a baixíssimas frequências como 0,3 Hz – veja na **figura 13**.

O "Dual Flux Observer" também ajuda na melhoria da precisão de controle do torque do motor. A limitação do torque de saída protege máquinas e materiais contra mudanças súbitas de carga como exibe a **figura 14**.

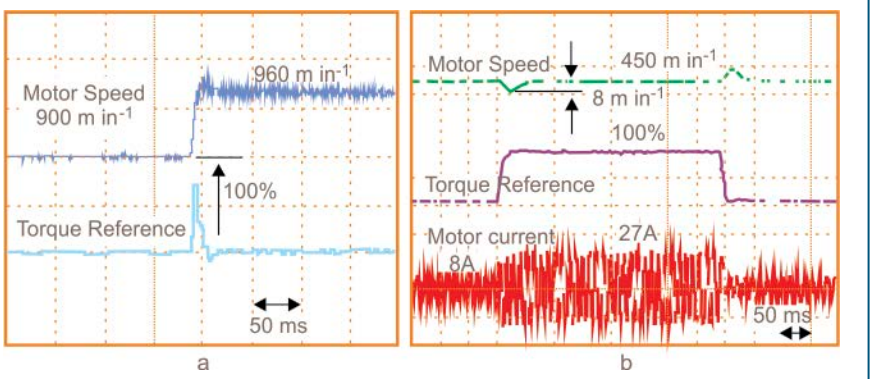
O modelo de "tracking control" assegura respostas rápidas mesmo em operação "sensorless" ou sem realimentação. Em adição, o uso do realimentação por *encoder* pode atingir altíssima performance, com rápidas respostas às mudanças nas referências de velocidade e torque conforme mostra a **figura 15**. A **figura 15(a)** apresenta o exemplo de uma rápida resposta a uma mudança abrupta na referência de velocidade. A **figura 15(b)** é o caso onde ocorre um repentino aumento de carga. A alteração de velocidade é praticamente insignificante em virtude da rápida resposta de torque do sistema.

Em virtude dessas características de controle é necessário o conhecimento preciso dos parâmetros do motor. Para alcançar a melhor performance, o Varispeed G7 possui a função de autoajuste de parâmetros, "auto tuning" , que busca essas informações do motor, baseado apenas nas informações externas da placa do mesmo.

Aplicações típicas

Baseados nas categorias e benefícios da topologia 3-Níveis, incluindo controles mais precisos de torque e velocidade e melhor dinâmica, existem muitas aplicações em potencial. Algumas aplicações típicas são o acionamento de bobinadeiras e desbobinadeiras, eixo- árvore em máquinas operatrizes, elevadores de passageiros, elevação de cargas e outras.

Baseados na redução dos transientes de tensão que proporcionam utilização com longas distâncias de cabos podemos citar aplicações como: acionamentos de bombas em



F15. Melhoria da performance dinâmica.

unidades de tratamento de água e/ou esgoto onde o motor é normalmente instalado a longa distância do inversor, pontes rolantes com longas distâncias de cabos, áreas onde o inversor deve ser instalado longe do motor em virtude da área ser classificada ou agressiva, com grande concentração de poeira, calor, água e ou umidade como o caso de siderúrgicas, petroquímicas, papel, celulose e etc.

Em áreas alimentícias lavadas frequentemente, os inversores 3-Níveis podem ser instalados a distância segura sem necessidade de armários especiais a prova de água, barateando o custo da instalação.

Outra aplicação é o acionamento de motores antigos com isolação já reduzida. Os inversores 3-Níveis possuem menor geração de transientes de tensão no motor reduzindo a possibilidade de queima dos mesmos.

Os inversores 3-Níveis produzem menor ruído audível, permitindo aplicações internas a prédios comerciais e residenciais onde o ruído não é aceitável. Aplicações típicas nesse caso são o acionamento de bombas e ventiladores para unidades de ar condicionado, elevadores, máquinas comerciais para lavagem de roupas e outras.

Análise de Custos

A tecnologia 3-Níveis para baixa tensão ainda é recente e, portanto, não é possível quantificar com exatidão os ganhos financeiros de utilização da mesma. A **tabela 2** a seguir compara o preço orientativo de inversores 3-Níveis com o valor orientativo de inversores 2-Níveis, acrescidos de filtros de saída, de forma a atender a aplicação com longas distâncias de cabos entre inversor e motor. Para baixas potências, a diferença de custos praticamente inexiste. Nas potências maiores a distância aumenta.

Não foi ainda possível tabular os efeitos financeiros das demais características dos inversores 3-Níveis como: maior vida útil dos motores e maior intervalo de tempo entre troca de rolamentos. Se considerarmos que na maioria das aplicações industriais o custo de paradas de produção em decorrência de troca de motores é muito elevado, as diferenças de preço acima apresentadas para maiores podem perfeitamente serem justificadas por uma maior confiabilidade de operação dos acionamentos.

Conclusão

Foi mostrado que a tecnologia dos inversores 3-Níveis não foi desenvolvida apenas para a satisfação dos técnicos de pesquisa e desenvolvimento, mas também para aplicações práticas no mundo moderno. É um passo em direção ao futuro das novas tecnologias de acionamentos de motores.

	2-Níveis			3-Níveis	
CV	Inversor	Filtro	Total	Inversor	(%)
10	975,00	525,00	1.500,00	1.520,00	+1
20	1.640,00	595,00	2.235,00	2.135,00	-0,5
50	3.570,00	945,00	4.515,00	4.900,00	+8

T2. 2-Níveis x 3-Níveis.

Farnell Newark element14

A SOLUÇÃO COMPLETA PARA ENGENHEIROS
Começa aqui.

Desenvolvimento Software para Sistemas Embarcados

Desenvolvimento de Hardware



Central de Atendimento:
(11) 4066 9400 - Vendas Opção 1
Dias Úteis das 8 ás 18h.
Suporte Técnico Especializado:
(11) 4066 9400 - Opção 5

Comunidade:
www.element14.com
Knode info:
www.element14.com/community/knode
www.farnellnewark.com.br
e-mail:
vendas@farnellnewark.com

20.000 componentes em estoque local.
Mais de 3500 fornecedores.
Suporte técnico gratuito.
Compra sem quantidade mínima.
Venda direta dos EUA via www.newark.com com frete de US$ 40 dólares.

Que mal tem estimular a Produção Local?



Humberto Barbato
Presidente da ABINEE

O presidente da ABINEE, Humberto Barbato, defende a atual política econômica do governo com olhar mais voltado para a indústria. Segundo ele, esta nova postura está quebrando alguns paradigmas e desmitificando aspectos que pareciam intocáveis nos últimos anos

Nos últimos dias, a política econômica do governo tem estado na berlinda e despertado debates acalorados sobre sua condução. Em questão: o abandono (ou não) do tripé: câmbio flutuante, metas de inflação e *superávit* primário. Agrega-se à discussão, **o novo foco de defesa da indústria instalada no país.**

É inegável o efeito positivo do tripé macroeconômico para a estabilidade econômica, que serviu como anticorpo para que o contágio da crise internacional não atingisse o país de forma devastadora. No entanto, não podemos deixar de salientar que esta combinação passou a ser uma verdadeira camisa de força para o desenvolvimento.

Esta opção de conduta empurrou o país para um quadro agudo de perda de competitividade e desindustrialização. Em função disso, o setor eletroeletrônico foi um dos que mais sofreram com o esfacelamento de sua cadeia produtiva.

Na busca obsessiva pelo controle da taxa de inflação, o Banco Central promovia sistemática elevação dos juros, punindo o setor industrial, afastando investimentos e limitando a possibilidade de crescimento. Este movimento gerava a atração de capital especulativo, que, por sua vez, contribuía para a exacerbada valorização do real, conduzindo o câmbio a um nível irreal e extremamente prejudicial às indústrias.

O que se viu foi a perda de mercados no exterior e uma enxurrada de produtos importados invadindo o mercado interno.

> *"...Para combater na íntegra o chamado Custo Brasil, serão necessárias ações que superem os gargalos da infraestrutura, revisem a arcaica legislação trabalhista e promovam um modelo educacional que aumente a quantidade de profissionais com formação adequada às necessidades das empresas..."*

Agora, com o seu olhar mais voltado para a indústria, a atual política econômica está quebrando alguns paradigmas e desmitificando aspectos que pareciam intocáveis nos últimos anos e eram perseguidos à risca, mesmo que resultassem em prejuízos ao setor produtivo.

É claro que não estamos defendendo aqui a irresponsabilidade e o abandono das metas de inflação, pois conhecemos muito bem o que é conviver com este mal. O que está, de fato, em questão é a necessidade de se encontrar instrumentos que estimulem a capacidade de competição, como forma de garantir o crescimento econômico do país.

Hoje, observamos uma maior coordenação e conjugação entre as medidas adotadas. Os diversos entes governamentais parecem estar direcionados para o mesmo lado.

A redução dos custos de produção parece estar entre as prioridades, o que fica evidenciado nas medidas de desoneração da folha de pagamentos e na redução dos encargos de energia elétrica.

Outro ponto importante é o apoio ao conteú-

do local, que está no cerne do Plano Brasil Maior, e sinaliza para o ordenamento e a preservação da estrutura industrial brasileira. Um exemplo disso foi a limitação da desoneração de PIS/COFINS aos *desktops* e *notebooks* fabricados no Brasil, de acordo com o Processo Produtivo Básico - PPB, uma solicitação da ABINEE atendida pela Lei n° 12.715, que converteu a MP 563.

A concessão dos benefícios da Lei do Bem apenas aos produtos fabricados no Brasil - que alcança, também, os *modems*, *tablets*, *smartphones* e roteadores - é uma tendência que busca estimular o conteúdo local, especialmente, neste momento de instabilidade mundial.

Ressalto que estas medidas de apoio à nossa produção devem ser ampliadas e reverberadas para outros segmentos. Neste sentido, continuo a defender o fortalecimento de um ambiente propício à produção de componentes eletroeletrônicos no país, que nos possibilitará alcançar um novo patamar tecnológico e uma nova inserção no mercado internacional.

A despeito dos insistentes impulsos monetário, fiscal e cambial que o governo promoveu nos últimos meses, a reação desejada não tem sido notada. A indústria brasileira tem demonstrado ainda um quadro de fragilidades.

A inconstância do crescimento industrial está associada a uma série de fatores, em parte, de natureza conjuntural, em parte, de natureza estrutural.

O ataque do governo aos fatores conjunturais, bem conhecido e elogiável, não suplanta os empecilhos de natureza estrutural, que, se não forem resolvidos, demandarão ainda muitos anos. E é justamente de tempo que a indústria brasileira não dispõe.

Para combater na íntegra o chamado Custo Brasil, serão necessárias ações que superem os gargalos da infraestrutura, revisem a arcaica legislação trabalhista e promovam um modelo educacional que aumente a quantidade de profissionais com formação adequada às necessidades das empresas. No campo dos tributos, é preciso combater o imbróglio tributário por meio de uma reforma simplificadora. Seria bem-vindo, também, o aumento do prazo de recolhimento dos impostos, como forma de estimular a produção.

Dessa forma, a opção de apoiar a indústria, a nosso ver, deve ser uma política perene de Estado, que tem de transcender as alterações do quadro político.

O recente entrevero entre as diplomacias do Brasil e dos Estados Unidos a respeito de medidas de incentivo adotadas, denota a opção do nosso governo pela produção local, uma forma de conter o processo de desindustrialização. Diferente do que dizem os americanos e, até mesmo, alguns economistas brasileiros, as medidas que têm sido adotadas visam melhorar nossa capacidade de competir, permanecendo equidistantes do protecionismo.

Da mesma forma que a grande maioria dos países tem adotado postura de defesa de suas economias, o Brasil está no caminho certo, valorizando a indústria local. Espero que este momento não seja casual, pois ainda há muito que se fazer.

A Metaltex oferece uma ampla variedade de componentes eletromecânicos.

METALTEX
desde 1958

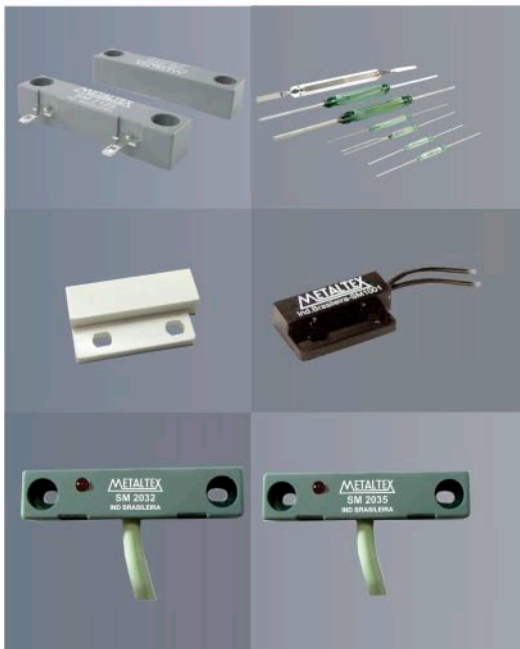
Tecnologia Reed

Ampolas Reed e Sensores Magnéticos

• Interruptores reed para aplicações de sinais (incluindo RF), alarmes, potência e alta isolação (10kV).
•Possibilidade de formatação (dobra e/ou corte) dos terminais do interruptor reed.
•Possibilidade de desenvolvimento de sensores com características especiais (cabos, conectores, etc.).

Além de ser líder neste segmento, a Metaltex oferece os seguintes diferenciais:

•Entrega imediata e excelentes condições comerciais
•Ampla rede de distribuição
• Suporte técnico de engenheiros especializados e muito mais!



SÃO PAULO: (11) 5683-5706
CAMPINAS: (19) 3741-3590
ESPÍRITO SANTO: (27) 3533-1803
MINAS GERAIS: (31) 3384-9476
PARANÁ: (41) 3357-3370
PERNAMBUCO: (81) 3342-0235
RIO DE JANEIRO: (21) 3872-3227
PARANÁ: (51) 3362-3652
PERNAMBUCO: (47) 3435-0439

www.metaltex.com.br

Como Funciona o Telefone Celular

Parte 2

Na edição anterior iniciamos uma análise detalhada do princípio de funcionamento dos circuitos de um telefone celular comum. Naquela ocasião apresentamos todo o setor de "transmissão", com ênfase para o modo como os sinais digitais são codificados. Nesta segunda parte de nosso artigo, focalizaremos os circuitos "receptores". O telefone tomado como exemplo é o básico e o artigo está fundamentado em material da Texas Instruments.

Newton C. Braga

Entre as finalidades mais importantes do circuito receptor encontrado em um telefone celular comum, podemos destacar as seguintes funções:

- Amplificar o sinal de rádio recebido;
- Super-heterodinar o sinal de RF, baixando-o para uma frequência que seja mais fácil de trabalhar;
- Demodular o sinal;
- Equalizar ou compensar o sinal para diminuir (ou eliminar) os efeitos de distorção introduzidos no canal de rádio;
- Detectar erros;
- Decodificar o sinal de palavra;
- Converter o sinal de volta para a forma analógica e aplicá-lo ao alto-falante para reprodução.

Essas funções são exercidas pelos seguintes blocos funcionais:

- Amplificador receptor de RF;
- Bloco de mixagem;
- Demodulador;
- Decodificador de canal;
- Decodificador de palavra.

Veremos em pormenores esses blocos, logo a seguir.

Antes de começar, lembramos que o telefone celular em si é também chamado tecnicamente de "unidade móvel".

Amplificador receptor de RF

Este bloco do receptor amplifica o sinal da portadora de RF de baixo nível DQPSK. Esse sinal pode ser tão fraco como alguns picowatts, algo em torno de -116 dBm. O amplificador de RF aumenta sua intensidade, levando-o a um nível que possa ser trabalhado antes de ser aplicado ao bloco seguinte.

O bloco consiste de uma etapa amplificadora de banda larga dotada de um ganho variável, o qual é controlado por um controle automático de ganho ou CAG (*AGC* se adotarmos o termo inglês *Automatic Gain Controller*).

O CAG (ou AGC) tem por finalidade compensar a grande faixa dinâmica do sinal recebido, que é de aproximadamente 70 dB. O CAG também serve para reduzir o ganho do amplificador de RF, que é muito sensível, caso o sinal de entrada aumente demais.

Na **figura 1** temos os blocos que formam este conjunto de circuitos do telefone celular.

Mixer

A faixa de frequências recebida pelo telefone celular comum está entre 869 MHz e 894 MHz. Esta faixa de frequências, mesmo se convenientemente amplificada, não é apropriada para aplicação numa etapa de demodulação.

Assim sendo, os sinais desta etapa (como em qualquer receptor de rádio super-heteródino comum), são convertidos para uma frequência fixa mais baixa, uma frequência intermediária ou FI (*IF* se adotarmos a sigla em inglês).

Isso é conseguido com a utilização de um oscilador local. Esse oscilador produz um sinal de frequência tal que, combinado com a frequência do sinal recebido, proporciona uma frequência fixa - a frequência intermediária.

É comum o uso de uma arquitetura de dupla conversão. Dessa forma, o sinal de frequência intermediária obtido na primeira etapa de FI é misturado com o sinal de um segundo oscilador, resultando em uma segunda frequência intermediária ainda mais baixa.

O uso de frequências mais baixas simplifica o projeto destas etapas e permite o emprego de filtros de banda estreita.

Demodulador

A finalidade do demodulador DQPSK é extrair os dados contidos no sinal de FI. Para isso, utiliza-se normalmente um oscilador com um sinal deslocado de 90 graus. O demodulador fixa, então, qual é o ponto de decisão em que a fase se move e determina através dele qual é o símbolo que está sendo transmitido. Isso é feito calculando-se a diferença entre a fase atual do sinal e a fase anterior (lembre-se que o transmissor é um modulador diferencial).

Uma vez que o símbolo tenha sido identificado, o próximo passo será decodificar os dois *bits* correspondentes. Entretanto, devido ao ruído, efeito Doppler e desvanecimento de Rayleigh, o sinal precisa ser compensado ou equalizado.

O desvanecimento ou *fading* ocorre quando o mesmo sinal chega ao receptor em tempos diferentes, isso devido às diversas trajetórias causadas por reflexões.

O efeito Doppler surge quando a frequência do sinal recebido varia em função do seu movimento em relação à estação-base. Esse efeito faz com que a frequência varie tanto mais quanto maior for a velocidade relativa do telefone celular em relação à estação-base.

Normalmente, com velocidades baixas como as de uma pessoa andando, o sistema não precisa ser tão complexo para compensar esse efeito, se comparado a outro que opere numa velocidade maior (ex.: um veículo trafegando).

Equalizador

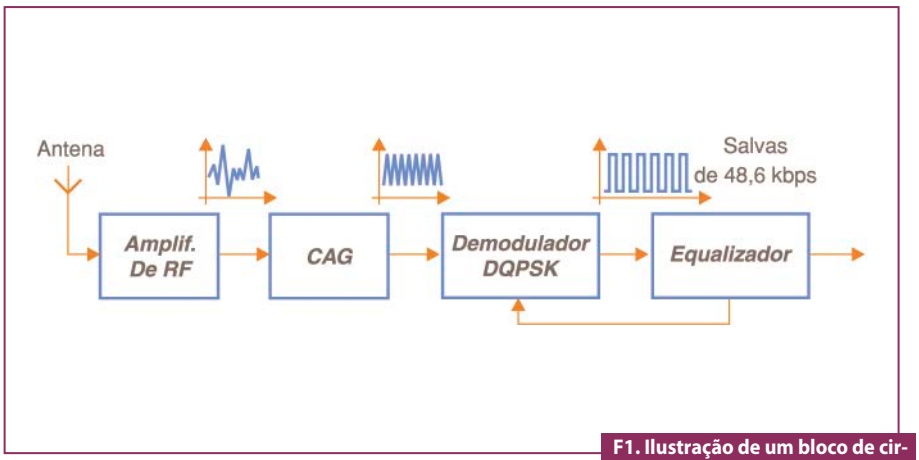
O equalizador tem por função operar de modo inverso ao de um filtro, compensando as distorções que ocorrem no canal. Como um canal de RF não é constante como um canal físico, é necessário adaptar suas mudanças utilizando um "equalizador adaptativo".

Na **figura 2** mostramos o diagrama de blocos de um equalizador deste tipo, onde as diversas funções são indicadas.

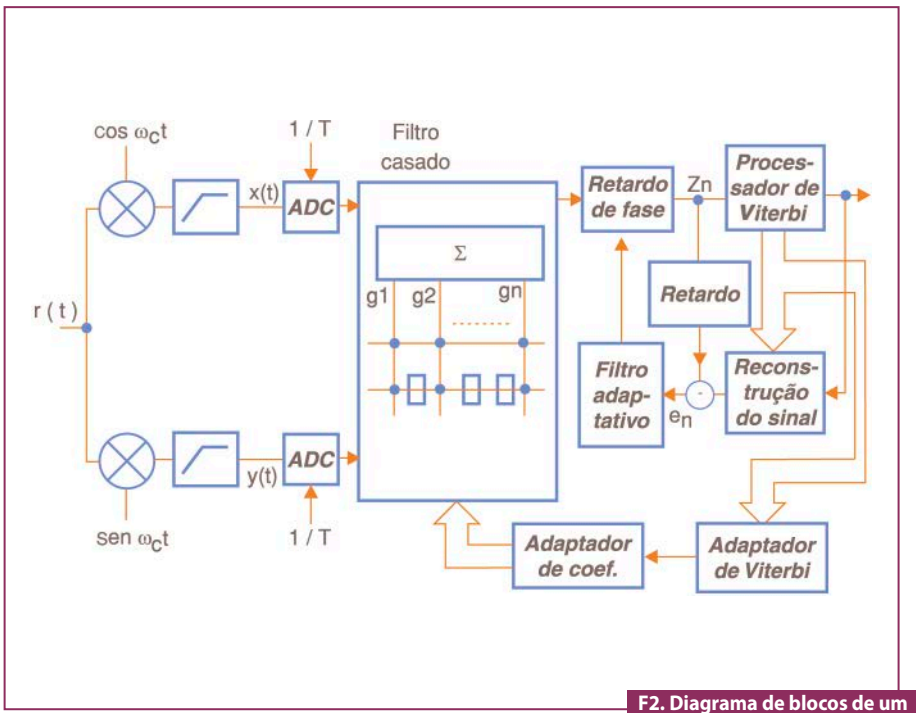
A especificação IS-54 não recomenda nenhum algoritmo específico para a equalização. Atualmente, dois tipos de algoritmos são mais comuns.

- Decision Feedback Equalizer (DFE);
- Maximum Likehood Sequence Estimulator (MLSE).

O equalizador que apresentamos na figura 2 opera adaptativamente no modo "training" no começo de cada salva, e no modo "tracking" durante a detecção da mensagem. Nele, estão presentes um filtro casado e um processador de Viterbi modificado. Este equalizador é usado no sistema GSM europeu, mas é similar aos tipos encontrados em operação em outros países.



F1. Ilustração de um bloco de circuito controlado por um CAG



F2. Diagrama de blocos de um equalizador adaptativo

Depois da demodulação e da passagem por um filtro passabaixas, as componentes x(t) e y(t) do sinal são amostradas e convertidas por um A/D numa velocidade de amostragem igual à taxa de bits.

Então, as amostras de sinal são filtradas através de um filtro transversal N-tap que aproxima o filtro MF mostrado.

Teoricamente, um MF faz o receptor insensível às fases da portadora e do *clock* usado para demodular e amostrar o sinal recebido (proporcionado pelos coeficientes MF corretamente ajustados) e se o seu espalhamento no tempo for suficientemente longo para incluir a resposta de impulso do canal.

Para esta finalidade, deve-se escolher o número de "taps" N do MF de modo a ficar de acordo com o número máximo de intervalos de eco que se espera obter no ambiente operacional do telefone.

Veja que os pulsos de saída do demodulador são espalhados em três períodos de bits. Tipicamente, N = 6 parece ser suficiente para a maioria das aplicações. As amostras da saída MF finalmente são processadas de acordo com o processador modificado de Viterbi que opera em um número de estados igual a $S - 2^N - 1$. A complexidade do processador de Viterbi varia exponencialmente em relação a N.

Decodificador de Canal

O decodificador de canal detecta o fluxo de bits, demultiplexa os dados de controle e aplica-os ao decodificador de palavra. Como isso é feito, pode ser melhor visualizado pelo diagrama de blocos da **figura 3**.

O decodificador de canal possui os seguintes estágios:

- Demultiplexador do sinal de controle;
- Detector de erro.

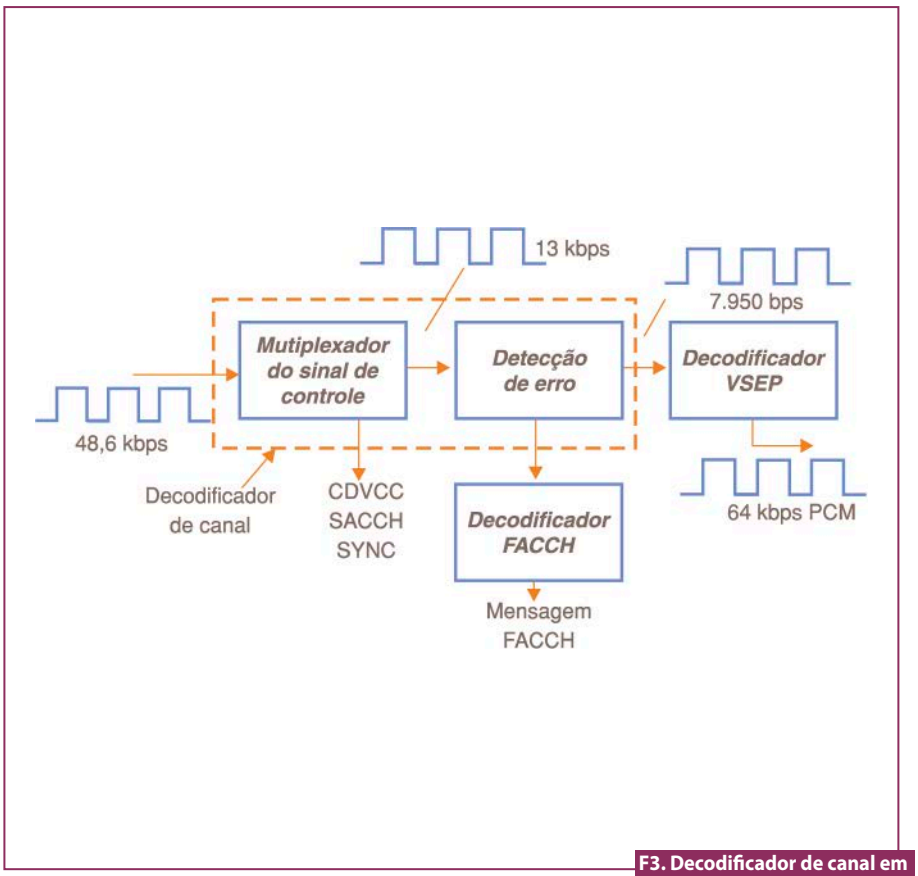
Analisemos esses dois blocos funcionais:

Demultiplexador do Sinal de Controle

A palavra e os dados SACCH, FACCH e DVCC do demodulador são demultiplexados para separar os diversos tipos de informação de sinal. Os dados SACCH e DVCC são demultiplexados, direcionando simplesmente os bits correspondentes de cada salva para as suas locações de controle.

Os dados FACCH e a palavra exigem um desafio maior para serem decodificados. Como os dados FACCH podem substituir a palavra a qualquer momento, eles são atraídos inicialmente para detectar erros nos dados de palavra. Se o CRC aparecer para ser corrigido como um *slot* de palavra, os dados serão roteados para a etapa do *codec* de palavra.

Quando o CRC é no erro, os dados são então decodificados como uma mensagem FACCH. Se o CRC aparecer para ser corrigido, esta mensagem de FACCH será roteada para sua locação de processamento.



F3. Decodificador de canal em seus dois estágios

Detector de Erro

DVCC são palavras de erro detectadas e comparadas com o sinal de referência DVCC para determinar a interferência no canal adjacente e enviar ao bloco transmissor para retornar à estação-base.

O decodificador de canal fornece as informações BER e RSSI, quando comandado pela estação-base. Este recurso é denominado MAHO.

Estratégia para mascarar Frames ruins

A estratégia para mascarar os *frames* ruins está baseada em um mecanismo de estado. Para cada decodificação de um frame de palavra, o mecanismo de estado muda de nível. O estado 0 ocorre quase sempre, e implica que a comparação CRC teve êxito. O estado 6 implica que existem pelo menos 6 frames consecutivos que falharam no teste CRC.

A ação tomada por cada um desses estados varia também. No estado 0, nenhuma ação é tomada. Nos estados 1 e 2 temos simples repetições de frames. Nos estados 3, 4 e 5 acontece a repetição e uma atenuação da palavra. No estado 6 temos a entrada do circuito em "mute" com o corte da palavra.

A seguir, damos uma descrição detalhada do que sucede em cada estado:

- **Estado 0:** Nenhum erro CRC é detectado. O dado decodificado pelo receptor é usado normalmente;
- **Estado 1:** Um erro CRC é detectado. Os valores dos parâmetros R(0) e nos bits LPC do último frame que esteve no estado 0, são repetidos. Os bits decodificados remanescentes para o frame passam para o decodificador de palavra sem nenhuma modificação;
- **Estado 2:** Ação idêntica à que ocorre no estado 1;
- **Estado 3**: Ação similar à que ocorre no estado 1, exceto pelo valor modificado de R(0). Uma atenuação de 4 dB é aplicada aos parâmetros R(0) de tal forma que se o R(0) do último frame de estado 0 for maior que 2, então R(0) é decrementado em 2 e repetido neste nível mais baixo;

- **Estado 4:** Similar ao estado 3. Uma atenuação adicional de 4 dB é aplicada a R(0) de tal forma que o nível passe a ser menor em 8 dB que o valor original de R(0);
- **Estado 5:** Similar ao 4, com uma atenuação adicional de 4 dB;
- **Estado 6:** O frame é repetido, mas o *timer* R(0) é apagado totalmente, cortando a palavra (*mute*). Alternativamente algum ruído pode ser inserido no lugar do sinal de palavra.

Decodificador de Palavra

O decodificador de palavra, VSEP, converte o fluxo dos dados de entrada de 7950 bps num dado PCM de 64 kbps. Em condições desfavoráveis de rádio, a performance do VSELP mostrou-se ser superior à obtida com os celulares analógicos.

Isso se deve às capacidades de proteção contra erros e de detecção de erros, que são possíveis apenas nas transmissões digitais.

Quando os frames de palavras são perdidos devido a erros e não podem ser corrigidos, o codificador de palavra repete o frame anterior de informação. Se o número de *frames* consecutivos perdidos aumenta, um "*mute*" gradual é aplicado. Assim, as falhas ou "gaps" são preenchidos usando-se como base as características do ouvido humano. Quando os dados transmitidos não são a palavra, mas dados ou ainda *fax*, então o decodificador é contornado pelo sinal, passando diretamente.

Filtro Espectral Adaptativo

A finalidade deste filtro é adaptar o espectro de voz reproduzido de modo que ele seja mais próximo das características do ouvido humano. Isso é feito através da passagem do sinal por um bloco processador.

Interface de áudio

Este é o último bloco, ou bloco de saída do telefone celular. Os sinais que vêm do bloco anterior consistem num fluxo de 64 kbps. Assim, esta etapa do telefone deve conter as seguintes seções:

- Conversor digital-analógico (DAC);
- Filtro de reconstrução;
- Ajuste do nível de recepção.

O filtro de reconstrução minimiza os transientes causados pelo conversor DAC. O nível de recepção ou sensibilidade é definido de tal forma que seja obtido em condições normais um nível de 97 dB no transdutor.

Conclusão

O telefone celular que analisamos é o básico. Novas tecnologias que permitem a inclusão de imagens e outros recursos rápidos como o acesso à Internet, implicam na adição de novos blocos nesta configuração mostrada. No entanto, para a transmissão da voz vale ainda o que descrevemos.

Sabemos que muitos dos termos técnicos empregados na descrição de alguns blocos podem não ser familiares aos nossos leitores. Com o tempo, acompanhando nossa Revista, esses leitores poderão encontrar artigos onde sua aplicação se torna mais detalhada e, assim, trazer maiores esclarecimentos sobre o seu significado.



Realimentação: Estabilidade

Parte Final

Nesta segunda parte do artigo veremos o método de análise da estabilidade de um sistema realimentado pela sua "resposta em frequência", com o auxílio dos gráficos de Bode.

Roberto Remaili

Os sistemas realimentados têm como grande vantagem a facilidade de se obter a saída desejada modificando-se uma variável de controle de fácil manipulação, podendo-se controlar a potência de saída de um amplificador, a velocidade de rotação de um motor, a frequência de um oscilador ou a temperatura da água de um chuveiro, mudando simplesmente a posição de um potenciômetro, por exemplo.

Porém, quando utilizamos realimentação, um problema crítico que surge é o da estabilidade do sistema. Exemplos clássicos de sistemas realimentados não estáveis são amplificadores que oscilam, ou servomecanismos cujos motores "disparam".

Este problema foi amplamente estudado na engenharia e a condição necessária e suficiente para que um sistema seja estável é que nenhum dos polos da função de transferência pertença ao semiplano direito (S.P.D).

Sendo a função de transferência para a malha da **figura 1**:

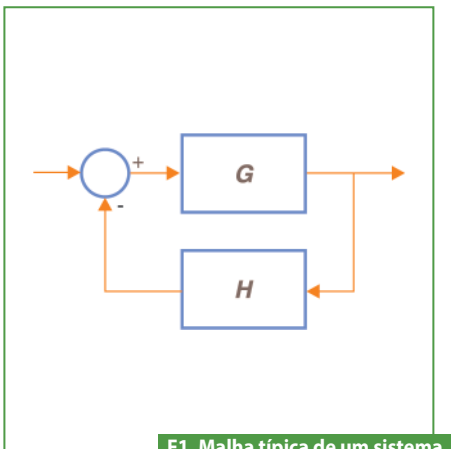
$$F(s) = \frac{G(s)}{(1 + G(s)H(s))}$$

Uma outra maneira de expressar o critério de estabilidade em função do ganho de malha aberta é:

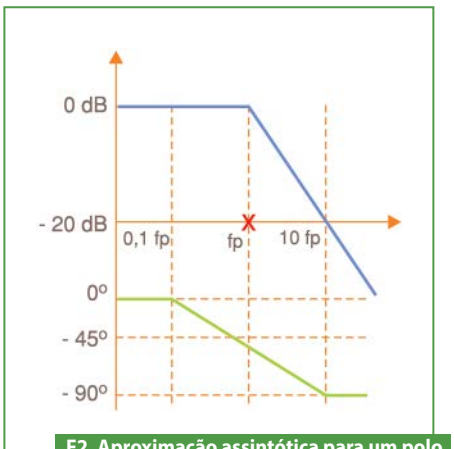
$$|G(s)H(s)| < 1 \quad \text{para} \quad \theta = -180^{\circ}$$

Existem vários métodos para análise de estabilidade, mas vamos abordar apenas o "método de resposta em frequência" utilizando os gráficos de Bode. Neste método é traçada a resposta em frequência (módulo e fase) da malha aberta G(s)H(s) a partir dos valores dos polos e zeros, usando as seguintes regras práticas:

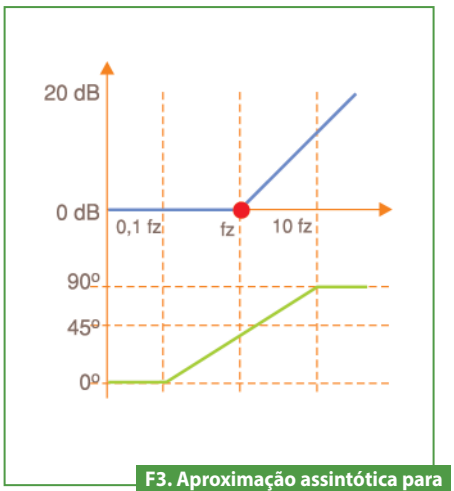
- Calcular o ganho DC;
- Para cada polo ou zero (simples ou par complexo conjugado), traçar as assíntotas de ganho e fase;
- Traçar o gráfico da soma dos fatores.



F1. Malha típica de um sistema com realimentação.



F2. Aproximação assintótica para um polo simples, usando o gráfico de Bode.



F3. Aproximação assintótica para um zero simples.

A aproximação assintótica para um polo simples resulta em uma reta de inclinação: -20 dB/década para o ganho e -45°/década para a fase, conforme mostra a **figura 2**.

De maneira dual, a **figura 3** apresenta a aproximação assintótica para um zero simples.

Um fato importante a notar é que a fase sofre influência em sua resposta uma década abaixo e acima da frequência do polo ou zero, sendo esta propriedade utilizada no planejamento dos compensadores.

As expressões matemáticas para essas curvas são:

$$yp(dB) = -20 \log \left|1 + \frac{j\omega}{\omega p}\right| \text{ e } \theta p = -\text{artg}\left(\frac{\omega}{\omega p}\right)$$

$$yz(dB) = 20 \log \left|1 + \frac{j\omega}{\omega zl}\right| \text{ e } \theta p = \text{artg}\left(\frac{\omega}{\omega z}\right)$$

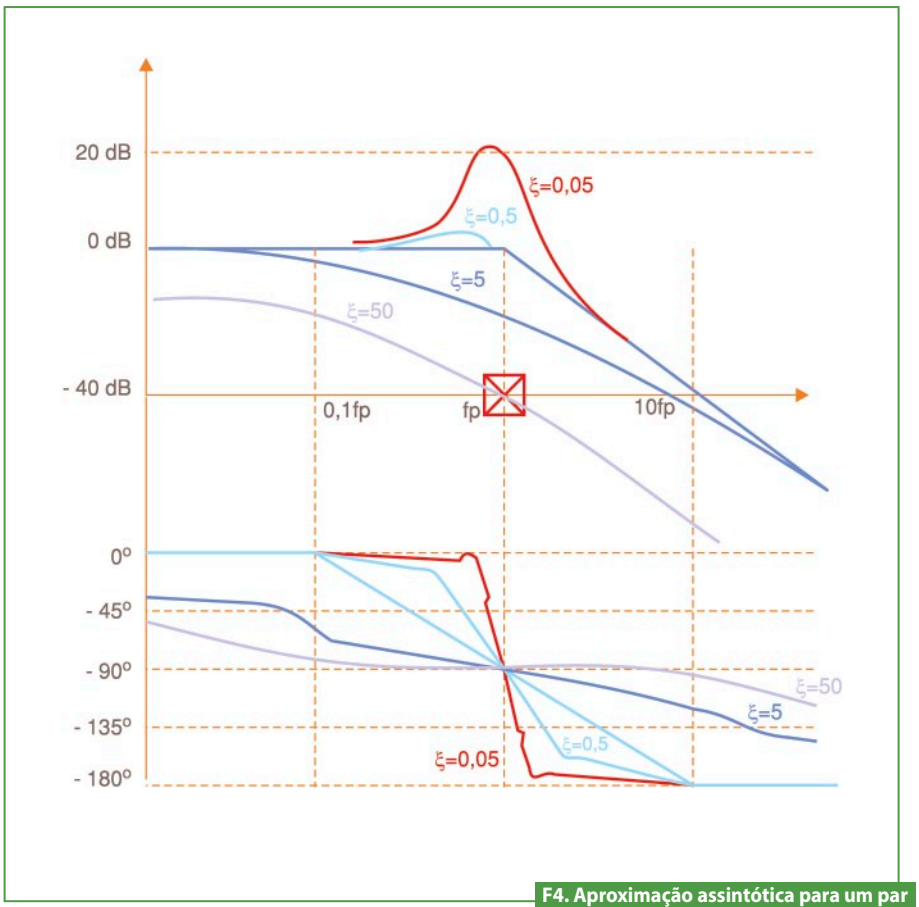
As assíntotas são obtidas fazendo-se:

$$\omega \ll \omega p \text{ e } \omega \gg \omega p$$
ou
$$\omega \ll \omega z \text{ e } \omega \gg \omega z$$

Para o valor notável igual a ωp tem-se:

$$y(dB) = -3 \text{ dB e } \theta p = -45^{o}$$

No caso de pares de polos complexos conjugados as assíntotas ainda existem, porém aparece um novo parâmetro chamado fator de amortecimento ξ,



F4. Aproximação assintótica para um par de polos complexos conjugados.

que exerce forte influência na resposta em frequência.

A aproximação assintótica para o par de polos complexos conjugados resulta em uma reta de inclinação -40dB/década para o ganho e -90°/década para a fase, conforme ilustra a **figura 4**.

De maneira análoga ao caso de polo simples, os resultados para os pares de zeros conjugados são idênticos porém com sinais invertidos e, portanto, não serão desenhados.

Sendo:

$$pi = -\sigma i + j\omega i$$
e
$$pi^{*} = -\sigma - j\omega i$$

Tem-se:

$$\sigma i = \xi \cdot \omega n \text{ e } \omega i = \omega n\sqrt{1-\xi^{2}}$$
$$T(s) = \frac{k}{\left(\frac{s^{2}}{\omega n^{2}} + \frac{2\xi s}{\omega n} + 1\right)}$$

Ou seja:

$$yp(dB) = -20 \log \sqrt{\left[\left(\frac{1-\omega^{2}}{\omega n^{2}}\right)^{2} + \left(\frac{2\xi\omega}{\omega n}\right)^{2}\right]}$$
$$\theta p = -\text{artg}\left[\frac{\left(\frac{2\xi\omega}{\omega n}\right)}{\left(\frac{1-\omega^{2}}{\omega n^{2}}\right)}\right]$$

Novamente as assíntotas são obtidas fazendo ω<<ωn e ω>>ωn, agora para valores entre ωn/3< ω<3ωn. Os resultados de módulo e fase dependem fortemente de ξ, conforme a figura 4.

Métodos de compensação

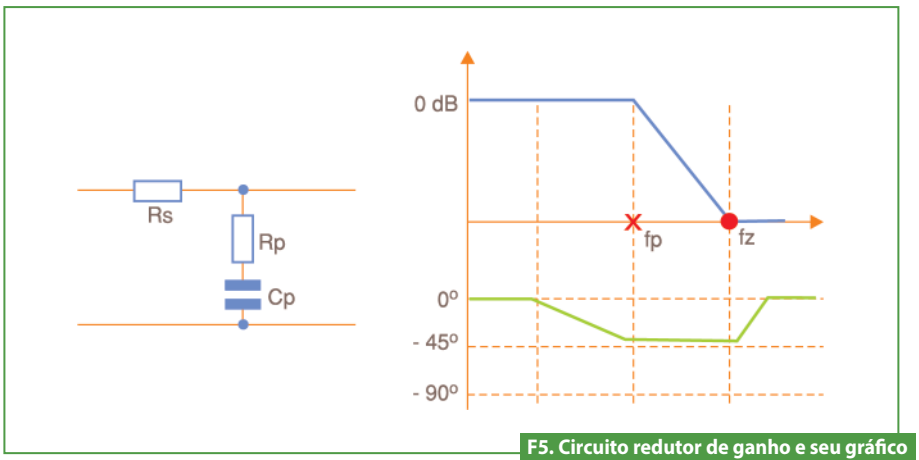
Para estabilizar os sistemas realimentados são utilizados basicamente três métodos de compensação de resposta em frequência:

- Compensação por polo dominante;
- Compensação por redução de ganho;
- Compensação por avanço de fase.

A compensação por polo dominante consiste em inserir um polo na malha em uma frequência bem baixa de tal maneira que o ganho da malha compensada seja inferior a 1 (0 dB), antes da frequência do primeiro polo da malha original. Este método é utilizado, por exemplo, em amplificadores operacionais.

Já na compensação por redução de ganho insere-se um polo e um zero em frequências bem baixas (pelo menos uma década abaixo da "frequência crítica" - onde a fase da malha original atinge -180°), diminuindo o ganho nesta frequência sem causar atraso de fase adicional. Ou seja, este tipo de compensação tem por objetivo reduzir o ganho nas altas frequências sem modificar o comportamento de fase nesta faixa.

A **figura 5** mostra o exemplo de um circuito redutor de ganho e seu gráfico de resposta em frequência.



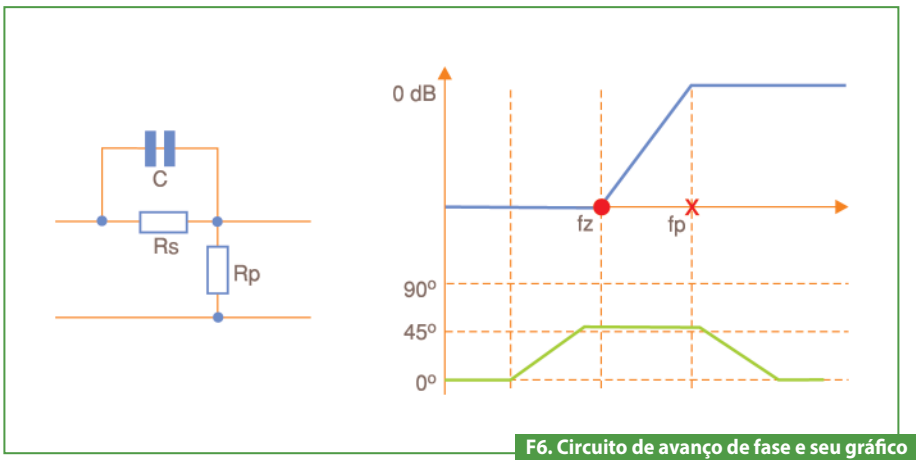
F5. Circuito redutor de ganho e seu gráfico de resposta em frequência.

$$fp = \frac{1}{2\pi \cdot (Rs + Rp) \cdot Cp}$$

$$fz = \frac{1}{2\pi \cdot Rp \cdot Cp}$$

A compensação por avanço de fase consiste em inserir um zero e um polo próximos da frequência crítica original, resultando em uma malha com fase de -180° em uma frequência superior. Ou seja, este tipo de compensação tem por objetivo modificar o comportamento de fase na região onde são inseridos o zero e o polo.

A **figura 6** exibe um exemplo de um circuito de avanço de fase e seu gráfico de resposta em frequência.



F6. Circuito de avanço de fase e seu gráfico de resposta em frequência.

$$fz = \frac{(Rp + Rs)}{2\pi \cdot (Rs \cdot Rp) \cdot C} \quad e \quad fp = \frac{1}{2\pi \cdot Rs \cdot C}$$

Em geral, um ou mais destes métodos de compensação são utilizados simultaneamente. Um circuito que aproveita ambas as compensações utilizando um amplificador operacional está representado na **figura 7a** e a resposta em frequência na **figura 7b,** mostrando a mudança do comportamento da malha GH e não a resposta do circuito do AO, que está na configuração inversora e a fase em DC partiria de -180°.

$$fp2 = \frac{1}{2\pi \cdot (R_{21} + R_{22}) \cdot C_2}$$

$$fz2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{22} \cdot C_2}$$

$$fz1 = \frac{1}{2\pi (R_{11} + R_{12}) \cdot C_1}$$

$$fp1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{12} \cdot C_1}$$

Exemplo de projeto

Tomando como exemplo o projeto de uma fonte chaveada do tipo "*Forward*", vamos dimensionar o circuito de compensação para estabilizar a fonte.

A topologia do circuito está representada na **figura 8**. As características da fonte são:

- $V_{saída}$ (Vo) = 5 V
- I_{min} = 0,1 A
- I_{max} = 10 A
- f_{osc} = 500 kHz
- Ruído de chaveamento (saída) < 5 mV
- Alimentação: 110 Vac +/- 15% ou 220 Vac +/- 15%
- A fonte operará de maneira contínua entre 90 Vac e 260 Vac.
- Assim sendo, Vdcmin = 125 V e Vdcmax = 365 V.

Determinando a relação de espiras do transformador para 0,2< δ <0,8:

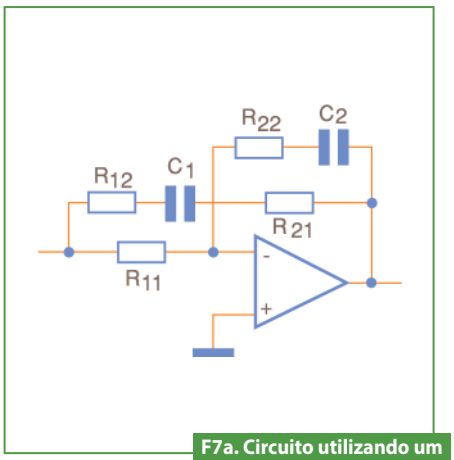
$$\delta max = \frac{Vo \cdot N}{Vdcmin} < 0,8 \quad N < 20$$

$$\delta min = \frac{Vo \cdot N}{Vdcmax} > 0,2 \quad N > 16$$

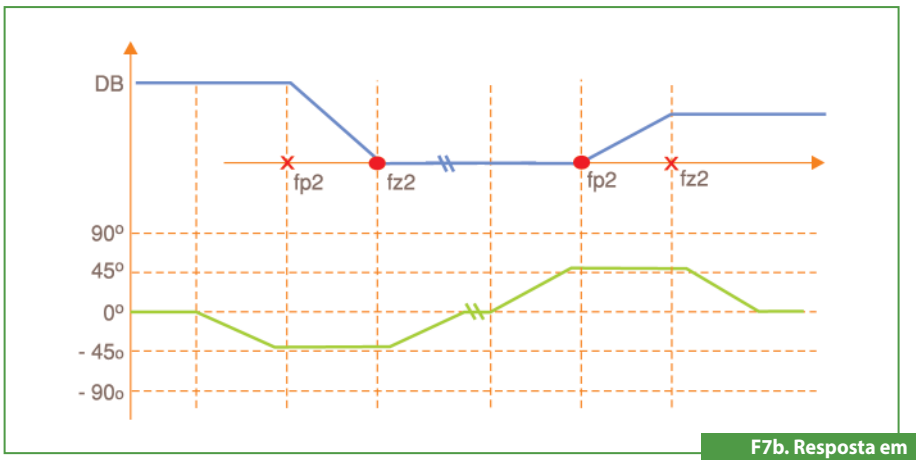
Portanto, escolhemos N=18.

A amplitude máxima de secundário será, então, Vdcmax / N ou aproximadamente 20 V.

O filtro LC deve ser dimensionado para que a amplitude de chaveamento seja reduzida a 5 mV. Logo o filtro LC deve ter uma atenuação de 66 dB em 500 kHz.



F7a. Circuito utilizando um amplificador operacional.



F7b. Resposta em frequência do circuito.

Para tal adotamos fc=10 kHz (o maior valor possível, pois isso facilita o cálculo para a compensação da malha).

O valor mínimo do indutor L de saída é determinado pela corrente mínima de carga, Imin = 0,1 A, conforme **figura 9**.

$$L \cdot \Delta I = \Delta V \cdot \Delta T \rightarrow$$
$$L \cdot 2 \cdot Iomin > (Vo + Vdiodo) \cdot (1 - \delta max) T \rightarrow$$
$$L > 11{,}2\ \mu H$$

Calculando C:

$$C < \frac{1}{(2\pi c)^2 L} \rightarrow C < 22{,}6\ \mu F$$

Escolhendo um valor comercial para C = 18 µF, temos L=14 µH.

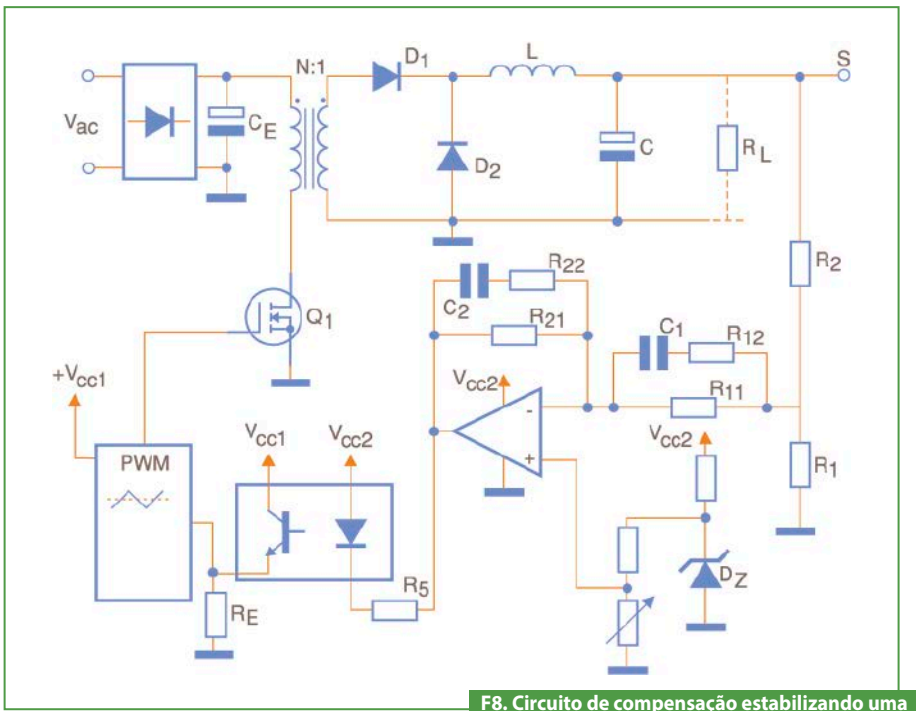
A função de transferência do filtro LC é:

$$\frac{Vsaida}{Ventrada} = \frac{1}{\left(s^2 LC + s\left(\frac{L}{R}\right) + 1\right)}$$

Onde:
ωn² = 1/LC
ξ = 1/2R * √(L/C)

O pior caso ocorre para ξmin, ou quando Rcarga é máximo (Iomin). Como Vo = 5 V e Iomin = 0,1A, Rcarga = 50 Ω.

$$\xi min = \frac{1}{2 \cdot Rcarga \cdot \sqrt{\left(\frac{L}{C}\right)}} = 0{,}0088$$



F8. Circuito de compensação estabilizando uma fonte chaveada tipo "Forward".

A fórmula para o ganho da fonte chaveada da figura 8 é:

$$G = \frac{Av_1 \cdot Av_2 \cdot Kpwm \cdot F(s)}{N}$$

$$H = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Onde:
Av_1 = $-R_{21}/R_{11}$
Av_2 = $-\beta * R_E/(Rd+Rs)$
Kpwm = Vdcmax/Vtriângulo (Vtriângulo é a amplitude pico a pico da onda triangular do controlador PWM)
N = relação de espiras do transformador
F(s) = resposta em frequência do filtro LC

Adotando para o projeto:

- $R_1 = R_2 = 1$ kΩ, logo H = 0,5;
- R_{11} = 100 kΩ e R_{21} = 1 MΩ, então Av_1 = -10;
- Rd~0 e R_E = Rs = 1 kΩ e β=1 (depende do acoplador óptico escolhido, no caso 4N27) então Av_2 = -1;
- $V_{triângulo}$ = 1,8 V (depende do CI controlador PWM);
- Kpwm = 365/1,8 = 200;
- N = 18 (conforme calculado anteriormente);

Calculando o ganho de malha DC:

$$G(0) \cdot H(0) = 55{,}5 \rightarrow 35\ dB$$

Identificando os polos e zeros

Na prática, a grande dificuldade de se definir a compensação correta da malha é identificar todos os polos e zeros significativos para o projeto. Alguns podem estar "escondidos" para quem não tiver um olhar bem atento. No caso do filtro LC, o par de polos está bem evidente.

Sabe-se que o amplificador operacional tem banda finita e é possível determinar pelo manual do fabricante qual o polo deste para o ganho DC escolhido. Para o amplificador operacional TL071, o polo para ganho 10 está em torno de 300 kHz.

O acoplador óptico também possui banda finita, algo como 100 kHz.

Para tais valores a curva de resposta em frequência de malha aberta está representada na **figura 10** em **verde.**

Pode-se ver facilmente que a fonte oscilaria na frequência do filtro LC onde a fase é -180° e o ganho bem acima de 0 dB. Portanto, será preciso fazer uma compensação da malha para a fonte operar corretamente.

Compensando a malha

Seguindo os conceitos vistos na parte teórica inicial, a compensação por redução de ganho deve ter seu zero localizado pelo menos uma década abaixo da frequência do filtro LC ou seja fz2 = 1 kHz e fp2 = 50 Hz que garante uma boa redução de ganho, quanto maior a redução de ganho desejada maior a distância entre fz2 e fp2, ou seja, menor fp2.

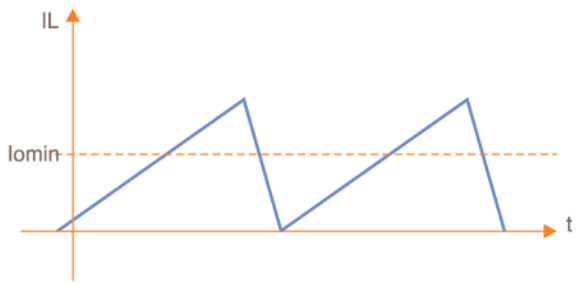
Como a compensação de avanço de fase precisa compensar a abrupta variação de fase do circuito LC, a frequência de fz1 a ser escolhida é um compromisso entre ser o mais próxima possível de 10 kHz (frequência de LC) para aumentar o avanço de fase e ser o mais próxima de 25 kHz (frequência aproximada em que o novo ganho de malha é unitário devido a introdução de fp2 e fz2). Como compromisso é escolhido fz1 = 20 kHz e fp1 = 300 kHz.

A resposta em frequência da malha compensada está desenhada em **laranja** na **figura 10**.

Como critério de avaliação são definidos dois parâmetros: margem de fase e margem de ganho. A margem de fase é definida como a diferença de fase para 180° na frequência cujo ganho é igual a 0 dB. Neste exemplo o ganho é unitário em torno de 30 kHz e a margem de fase está em torno de 30°. A margem de ganho é definida como quão abaixo de 0 dB está o ganho na frequência onde a fase é 180°, neste caso em 80 kHz e a margem de ganho é de 10 dB.

Calculando os valores dos componentes:

- fz2 = 1 kHz
- fp2 = 50 Hz
- R21 = 1 MΩ



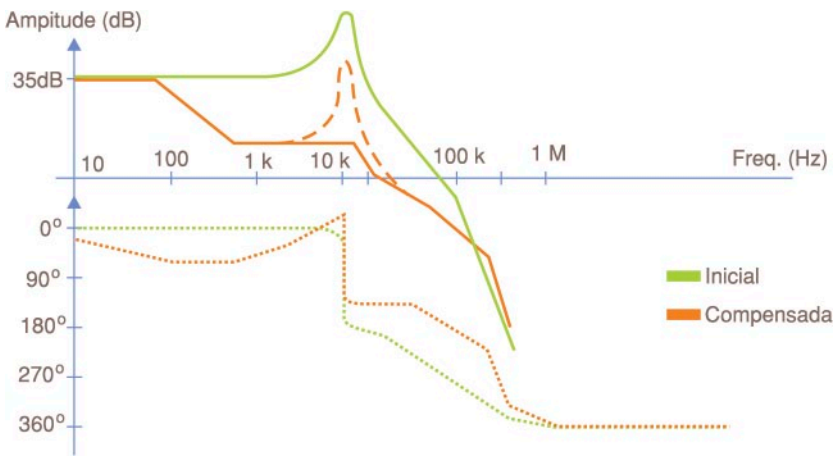
F9. Gráfico da corrente de carga da fonte (IL).

$$C_2 = \frac{\left(\frac{1}{\frac{fp2 - 1}{fz2}}\right)}{2\pi \cdot R_{21}} = 3{,}02$$

$$C_2 = 3\ nF$$

$$R_{22} = \frac{1}{2\pi \cdot fz2 \cdot C_2} = 53051$$

$$R_{22} = 53\ k\Omega$$



F10. Resposta em frequência da malha compensada.

- fz1 = 20 kHz
- fp1 = 300 kHz
- R11 = 100 kΩ

$$C_1 = \frac{\left(\frac{1}{fz1} - \frac{1}{fp1}\right)}{2\pi \cdot R_{11}} = 74\ pF$$

$$R_{12} = \frac{1}{2\pi \cdot fp1 \cdot C_1} = 7169 \rightarrow R_{12} = 7{,}2k\Omega$$

Esses valores devem ser obtidos através de associação de componentes com valores comercias disponíveis.

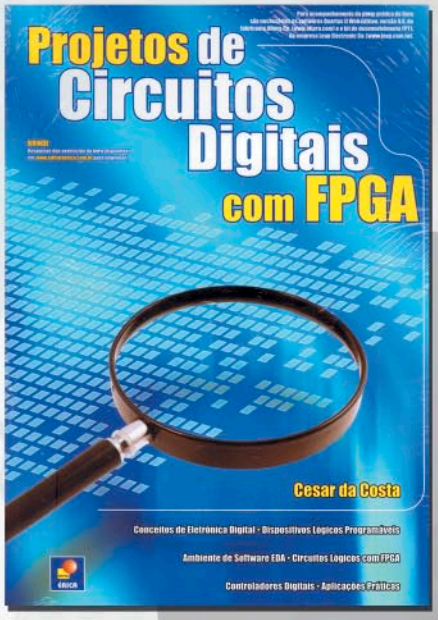
Caso mais ganho DC seja necessário, pode-se modificar a relação R_{21}/R_{11}.

Haverá casos em que utilizando somente uma compensação de redução de ganho e uma de avanço de fase não serão suficientes. Outras compensações de avanço de fase podem ser adicionadas, como por exemplo, um circuito RC em paralelo com R_2 ou Rs. Se o zero for adicionado acima de 30 kHz (frequência de ganho unitário), haverá um avanço de fase na frequência de LC mantendo-se o ganho unitário nesta frequência, melhorando a margem de fase.

Conclusões

Aqui foi abordada apenas a questão da estabilidade em um projeto. Todos os "cálculos" foram feitos graficamente, desenhando as assíntotas conforme definido teoricamente. A solução não é tão direta, exigindo um processo de tentativa e erro, que envolve um pouco de prática adquirida ao longo do tempo.

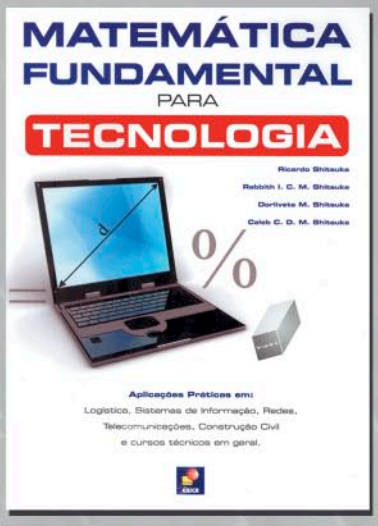
A resposta em frequência e, portanto, a resposta do sistema a transitórios depende da resposta em frequência da malha compensada. Em casos mais críticos como em servomecanismos, onde há exigências para a resposta a transitórios, a resposta ao degrau, por exemplo, deve atender a especificações de tempo de subida, acomodação e amplitude de "sobressinal" e fazem parte também do projeto da malha, o que complica a solução do problema. A solução também não é única, tanto a escolha das frequências dos polos e zeros quanto aonde implementá-los no circuito dependem da experiência de cada um.



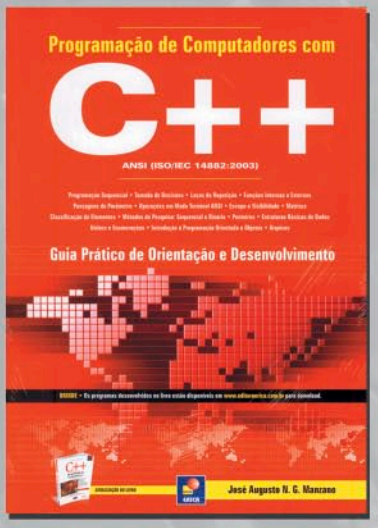
Projetos de Circuitos Digitais com FPGA

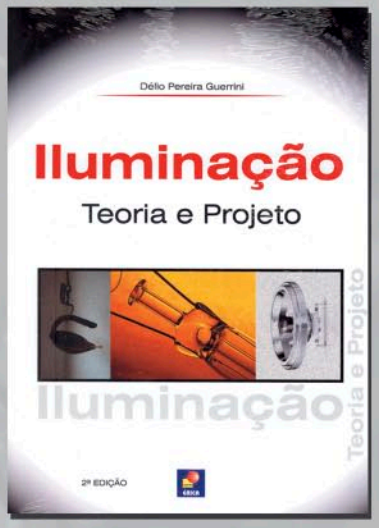
Mostra o emprego de novas ferramentas computacionais no desenvolvimento de projetos por meio de exemplos e casos práticos do dia-a-dia do projetista de circuitos digitais.
Destina-se a estudantes, professores, mestrandos e doutorandos, técnicos, autodidatas e profissionais da área.

Outros Destaques









novasaber
www.novasaber.com.br

Analisador Lógico com CPLD

Augusto Einsfeldt

Um analisador lógico faz duas coisas: registra o estado de alguns sinais digitais em uma memória durante algum tempo e, depois, mostra esses sinais em algum tipo de *display* para que o usuário veja quando cada mudança de estado aconteceu.

A correlação entre as mudanças de estado de cada sinal permite saber como um circuito digital está se comportando e, assim, é feita a análise do funcionamento. Para entender bem a importância de um analisador deste tipo imagine o seguinte exemplo de problema, que facilmente pode ocorrer durante o desenvolvimento de um projeto.

Em um determinado projeto, um microcontrolador está sendo usado para acionar um *display LCD* usando apenas os 4 bits mais significativos do barramento de dados (**figura 1**) e por mais que o software seja revisado, não se encontra o motivo para o display não estar funcionando.

Sabe-se que os displays LCD inteligentes (que possuem um processador incorporado) precisam receber um sequência de comandos muito específicos, e numa ordem precisa para serem inicializados corretamente. Isso é ainda mais complicado quando se usa apenas 4 bits dos 8 disponíveis no barramento de dados. Para saber o que está errado é preciso ter certeza que os dados estão chegando na ordem certa e alinhados segundo os demais sinais de controle (habilitação e endereço de escrita/leitura).

Procedimento: conectar os sinais de entrada do analisador lógico aos sinais a serem capturados (D4 a D7, EN, WR e RS), ajustar o analisador para adquirir dados após a primeira ocorrência do sinal EN, ligar o circuito mantendo o sinal de *reset* do microcontrolador (MCLR) ativo, armar o analisador (deixá-lo pronto para a aquisição dos dados, esperando pelo sinal de disparo) e, finalmente, liberar o MCLR para deixar o programa rodar. Depois, é só aguardar a captura do sinal e analisar os dados obtidos.

Na **figura 2** é mostrado um diagrama de tempos dos sinais do exemplo acima. O display não funciona porque a sequência de inicialização está errada. Os primeiros 3 *nibbles* (palavra de 4 bits) escritos no display nos momentos A, B e C estão sendo 0101, 0110 e 0011. Eles deveriam ser 0010, 0010 e 1000. O tempo extra entre o terceiro nibble e os próximos dados está correto (notar a distância maior entre os momentos C e D). Entretanto, após o terceiro nibble, o display passa a aceitar dois nibbles consecutivos para montar cada *byte* de comando ou dados a serem enviados pelo microcontrolador. Assim, o sinal RW não poderia ter voltado ao nível 1 logo após o momento D e, sim, apenas após mais uma escrita de nibble, que seria um momento E não visualizado no diagrama dessa figura.

Toda esta análise indica que o software está cometendo alguns erros bem específicos e, por isso, é razoavelmente fácil a tarefa de encontrar as falhas no programa. Sem o analisador lógico, o projetista poderia demorar muito mais para encontrar o motivo da falha. Quem já programou um microcontrolador sabe que é muito comum examinar um trecho do software dezenas de vezes sem conseguir perceber onde está a falha. Nos programas que usam indexação para acessar tabelas ou uso intensivo de interrupções, a falha

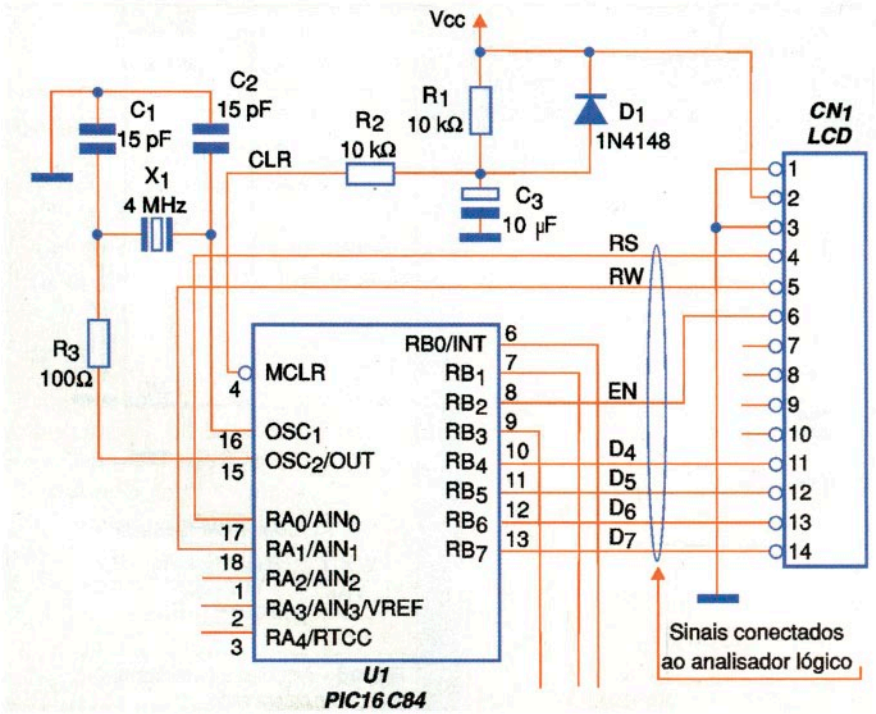
pode ser quase invisível se o projetista não tiver uma pista sobre o momento em que ela ocorre.

O projeto

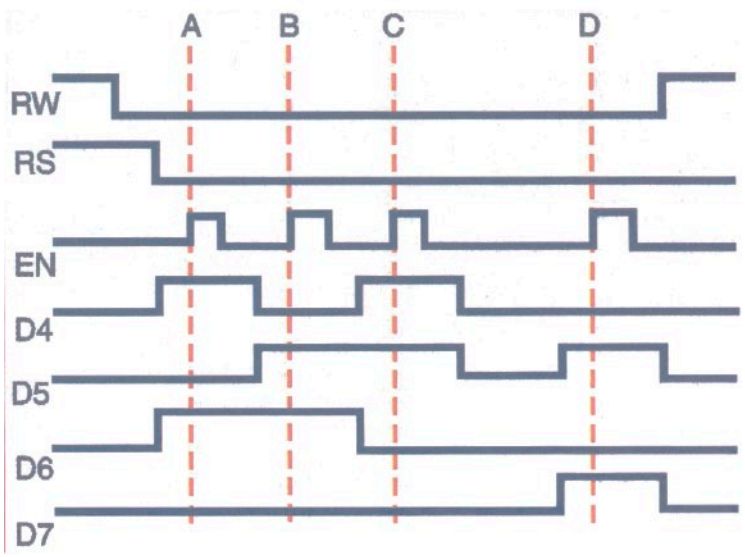
O analisador lógico apresentado neste artigo é um projeto relativamente simples e econômico. Usando-o como ponto de partida o leitor poderá implementar outras funções e ampliar sua capacidade, conforme sua imaginação e recursos. Este modelo captura 8 sinais digitais em uma memória RAM estática de 32 kB e permite transferir os dados capturados por uma porta serial RS-232 a uma taxa de 38.400 bps. Um programa rodando em um computador faz a leitura destes dados e apresenta o diagrama de tempos em formato gráfico. Esta dependência de um computador para visualizar os dados poderia, por exemplo, ser resolvida por algum leitor experiente alterando o projeto e empregando um display gráfico LCD associado a um microcontrolador. Esta solução permitiria construir um analisador lógico no formato de equipamento único e independente.

A velocidade de captura depende da duração da máquina de estados interna necessária para temporizar os sinais de controle da memória. Neste projeto cada byte capturado precisa de aproximadamente 400 ns, ou seja, na velocidade máxima pode-se capturar 2,5 MB/s e os 32 kB são preenchidos em 13,1 milissegundos. Além disso, o projeto possui outras características:

- Palavra de *trigger* (disparo) selecionável entre 8, 4, 3 e 1 bits de largura.
- Quatro fontes de *clock* de captura (interno máximo (400 ns), externo, externo invertido e manual)
- Trigger manual, ou automático (usando a palavra de trigger)
- Parada manual, ou no término da memória.
- Trigger manual gerado por botão, ou sinal vindo da RS-232 (RTS)
- Descarga da memória via serial, velocidade 38.400 bps (cerca de 9 segundos)
- Baixo consumo de energia, permitindo montagem compacta e uso de pilhas
- Usa apenas três circuitos integrados(a RAM, um CPLD



F1. Exemplo de circuito onde a ajuda de um analisador lógico é importante. Muitas vezes, "ver" o que o circuito está fazendo permite resolver um problema mais rapidamente do que estudar todo o software repetidamente e verificar, uma a uma, as conexões do circuito.



F2. Exemplo da visualização dos sinais do display LCD. Os momentos A, B, C e D mostram que a sequência de inicialização do display está incorreta (dados escritos no display: 0101, 0110, 0011 e 1010), indicando claramente que a falha deve estar no software.

Xilinx CoolRunner XCR3064XL e um 74HC14, com um custo em componentes menor de US$ 10).

Empregando CPLDs maiores, memórias mais rápidas e algumas alterações de projeto que dependem do modo de operação da memória RAM, pode-se aumentar a velocidade de aquisição para até 20 MB/s facilmente, assim como estender a capacidade de armazenamento para, por exemplo, 256.000 palavras de 16 bits.

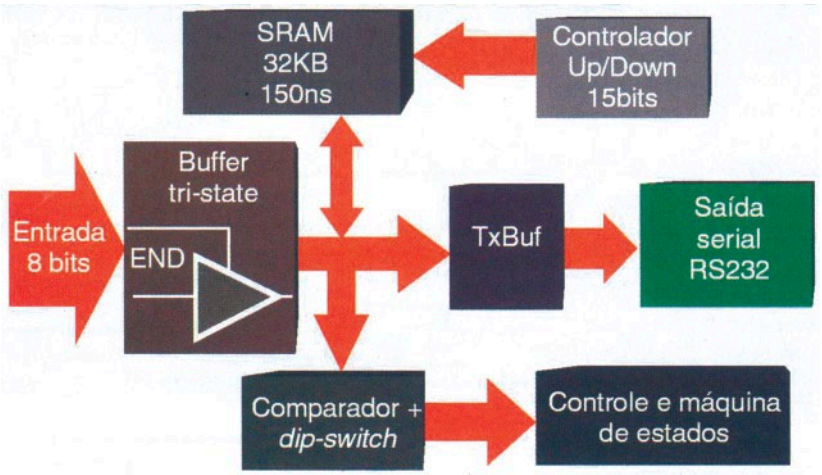
Como funciona

O circuito do analisador lógico possui alguns sinais de entrada e saída (além da interconexão entre a memória SRAM e o CPLD):

- 8 sinais de entrada de dados para captura
- 1 entrada de sinal de clock externo
- 8 chaves para seleção de palavra de trigger automático
- 2 chaves para seleção da largura da palavra de trigger
- 1 chave para selecionar modo de trigger: Manual ou Automático
- 2 chaves para selecionar a fonte de clock
- 1 chave para selecionar o modo de operação: Captura ou Transmissão
- 1 botão de RESET
- 1 botão de disparo/interrupção MANUAL
- 1 LED de fim de operação
- 1 LED de "aguardando disparo"
- Interface serial (TXD,RXD, RTS, DTR e CTS).
- Os sinais "internos" ao circuito são:
- 15 bits de endereço para a RAM
- 8 bits de dados da RAM
- 3 sinais de controle da RAM (CS, WR, OE)
- 1 entrada de clock

A **figura 3** ilustra o diagrama de blocos do analisador lógico. O funcionamento básico é simples: no modo Captura, o circuito espera por um sinal de trigger (disparo) que pode ser detectado automaticamente através da comparação de um ou mais bits dos dados de entrada com o estado das chaves de seleção de trigger.

Outra forma de obter o trigger é por um sinal manual, que pode ser gerado pelo botão MANUAL ou através de um sinal vindo da porta serial (RTS). Após o trigger, o circuito inicia a captura dos dados na entrada e guarda-os sequencialmente na memória RAM estática. A captura é contínua e termina apenas ao chegar no fim da memória, ou caso o usuário pressione o botão MANUAL.



F3. Diagrama de blocos. O buffer tri-state é necessário para evitar conflito entre os 8 bits de dados externos e os dados lidos da SRAM durante a transmissão via serial.

O ritmo de captura dos dados é ditado pela fonte de clock. Cada vez que este sinal está ativo, uma máquina de estados é acionada para gerar os sinais de controle de escrita da RAM. Esta máquina possui apenas 3 estados e emprega o clock de referência de 10 MHz. Isso quer dizer que a manipulação dos sinais da memória RAM demora 300 ns (três ciclos de clock de 10 MHz). Durante uma captura contínua e empregando o clock interno, o circuito ainda precisa de mais um ciclo de clock para acertar alguns sinais internos. Assim, a velocidade máxima de aquisição de dados fica em 2,5 Msps (ou 400 ns de intervalo entre cada gravação na RAM estática).

Portanto, devido à máquina de estados o circuito vai reconhecer um novo clock de aquisição apenas no final do processo de escrita na memória. Se esse clock de aquisição ocorrer antes do final do processo, ele não será considerado, e se ele surgir muito depois do final do processo o circuito ficará esperando por ele sem fazer mais nada. Se o clock for manual, cada vez que o usuário pressionar o botão MANUAL a máquina de estados vai rodar e armazenar um byte na RAM. A mudança do modo de operação de Captura para Transmissão pode ser feita a qualquer momento, mesmo antes de terminar de preencher toda a memória.

No modo Transmissão, o circuito fica esperando que o usuário pressione o botão MANUAL para iniciar a leitura da RAM e enviar os dados pela porta serial. Os dados são enviados na ordem inversa da aquisição: primeiro será enviado o último byte capturado e depois os demais, decrescendo o endereçamento da memória, até chegar na posição zero. Embora esta ordem de transmissão pareça pouco natural, ela evita o consumo de mais recursos do CPLD. Claro que o software no lado do computador, que vai receber os dados via serial, deve permitir mostrar a ordem dos eventos no sentido correto.

Na transmissão usa-se uma máquina de estados para a serialização dos dados e um controle muito básico do acesso da memória. Em outras palavras, durante a leitura o sinal OE fica sempre habilitado e o sinal CS segue a operação do serializador da interface RS-232. O endereço da RAM é decrementado logo depois do dado no endereço atual, após ter sido memorizado em um registrador chamado TXBUF. Este registrador é usado

para manter o dado estável enquanto é transmitido.

O processo de serialização neste projeto é um pouco diferente do convencional. Tipicamente, emprega-se um registrador de deslocamento (*shift register*) para converter dados paralelos em seriais, sendo que o clock deste shift-register é suprido por um divisor que ajusta o tempo de ciclo de acordo com a taxa de transmissão (*baud rate*) escolhida. Aqui emprega-se um único contador que faz a divisão do clock, e uma série de comparadores indicam em que ponto da contagem passou o intervalo de tempo de cada bit. Esta indicação faz o bit correspondente (armazenado em TXBUF ou os balizadores START e STOP) ser enviado para a interface serial.

Veja no **box 1** a parte do projeto em VHDL mostrando o serializador.

Box 1 - Descrição em VHDL do divisor de clock + serializador

```
if bgen/=0 then
bgen:=bgen+1;
        case bgen is                          -- Saida serial 38400bps
        when 65   => txd<='0';                -- start bit
        when 130  => txd<=txbuf(0);           -- bit 0
        when 195  => txd<=txbuf(1);           -- bit 1
        when 260  => txd<=txbuf(2);           -- bit 2
        when 325  => txd<=txbuf(3);           -- bit 3
        when 390  => txd<=txbuf(4);           -- bit 4
        when 455  => txd<=txbuf(5);           -- bit 5
        when 520  => txd<=txbuf(6);           -- bit 6
        when 585  => txd<=txbuf(7);           -- bit 7
        when 650  => txd<='1';                -- stop bit
                     txokay<='1';
                     bgen:=0;
        when others =>
end case;
end if;
```

Este analisador lógico foi ajustado para caber no CPLD XCR3064XL. O leitor poderá ampliar os recursos e facilidades ao empregar um CPLD maior (como o XCR3128XL, com 128 macrocélulas). A intenção de usar um CPLD da família CoolRunner é tornar o circuito muito econômico em energia e permitir o uso de pilhas para sua alimentação. Isso deixa a montagem final com tamanho bem reduzido, podendo ser um analisador lógico que cabe na palma da mão. Uma sugestão ao leitor que já tem boa experiência com eletrônica digital é incorporar um microcontrolador (como o MSP430) e um display LCD gráfico para obter um analisador lógico independente de computador. A descrição em VHDL possui cerca de 270 linhas e por ser grande assim não pode ser mostrada neste artigo. Contudo, você pode obtê-la acessando o *web site:* **www.inix.com.br/srv_vhdl.asp**.

Na segunda parte deste artigo será mostrado o circuito eletrônico e o programa de leitura que fica no PC.





Parte 1

Como Funcionam os Conversores A/D

Como converter uma grandeza analógica tal qual uma tensão obtida na saída de um sensor de uma máquina industrial ou dispositivo de controle em uma informação digital que possa ser processada por um circuito lógico como de um microprocessador ou computador? A resolução desse tipo de problema é fundamental para o projeto de interfaces para a aquisição de dados e controle por computadores, envolvendo um dispositivo de extrema importância para a eletrônica moderna: o conversor analógico/digital ou conversor A/D, ou ainda ADC (em inglês). Neste artigo, analisamos o princípio de funcionamento desse tipo de circuito e mostramos como usá-lo.

Newton C. Braga

Os microcontroladores, controles industriais, computadores e muitos outros circuitos que processam dados obtidos de sensores operam exclusivamente com sinais digitais. Assim, se na saída de um sensor tivermos um sinal analógico e precisarmos transferi-lo para um circuito digital (como de um computador), será preciso "convertê-lo".

Para converter um sinal da forma analógica para a forma digital usamos uma configuração denominada conversor analógico/digital, ADC ou simplesmente conversor A/D.

Esses conversores são largamente empregados em placas de aquisição de dados e controle, que interfaceiam computadores com dispositivos de medida. Nos laboratórios, por exemplo, é possível usar um conversor desse tipo num sistema de aquisição de dados para converter as indicações de um sensor de temperatura para a forma digital que o computador possa processar, e tomar decisões no sentido de ativar circuitos externos, ou simplesmente armazenar as temperaturas em horários programados na memória, conforme sugere a **figura 1.**

Para entender como funcionam os conversores analógico/digitais precisamos, em primeiro lugar, entender as diferenças entre os dois tipos de grandezas.

Sinais Analógicos e Sinais Digitais

Se usarmos um sensor como um NTC (*Negative Temperature Coefficient Resistor*) para medir temperaturas, teremos um sinal analógico em sua saída, ou seja, uma tensão análoga a uma determinada temperatura.

Neste sensor, conforme mostra o gráfico da **figura 2**, temos uma correspondência direta entre a temperatura e a resistência apresentada.

Na faixa de uso do sensor, existe uma correspondência contínua de valores entre a resistência e a temperatura. Assim, para cada valor possível da temperatura, há uma correspondência da resistência que o dispositivo apresenta. Não importa quão pequena seja a variação da temperatura que ocorra a partir de um certo valor, teremos sempre uma variação correspondente da resistência.

Isso significa que entre os dois extremos de temperatura em que o sensor



F1. Uma placa de aquisição é formada basicamente por conversores A/D.

pode ser usado, existem infinitos valores possíveis.

Dizemos, nessas condições, que a faixa de cobertura deste tipo de sensor é contínua, e que existe uma analogia entre a temperatura e a resistência. Trata-se, portanto, de um sensor que fornece uma saída analógica.

Podemos converter esta saída de resistência em outras grandezas que também possam variar de maneira contínua, tais como uma pressão, um nível de um reservatório, etc., em outras grandezas elétricas que possam variar também em faixas contínuas como a tensão e a corrente.

Podemos fazer perfeitamente com que a tensão varie de modo contínuo entre dois valores, entre os quais este sensor deve operar; veja a **figura 3**.

Evidentemente, nem sempre as coisas são simples assim: vamos supor que em lugar de convertermos a temperatura em resistência, desejemos fazer sua indicação por uma escala de LEDs; observe a **figura 4**.

Se cada LED indicar um grau e tivermos 10 LEDs para medir as temperaturas de 20 a 30 graus centígrados, é evidente que não poderemos ter indicações de valores de temperaturas que não sejam representados por números inteiros.

O sistema não consegue indicar 22,4 ou 22,6 graus centígrados, por exemplo. Ou ele indica 22 ou 23.

Se quisermos ter maior precisão na indicação com este tipo de indicador, precisaremos de mais LEDs. Com 20 LEDs poderemos ter a indicação de meio em meio grau na escala sugerida.

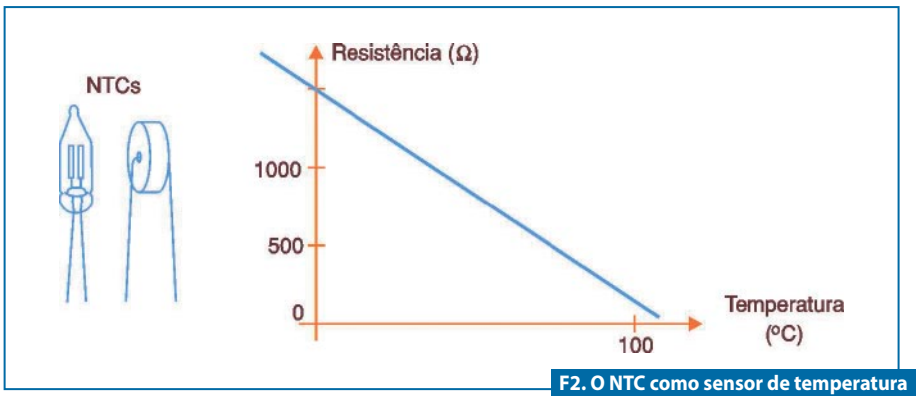
No entanto, o que fica claro é que com esse sistema as indicações só podem ocorrer "aos saltos", e que esses saltos têm valores bem definidos.

Dizemos que, neste caso, a indicação sucede de uma forma discreta e os LEDs acesos podem ser associados a quantidades bem definidas ou dígitos.

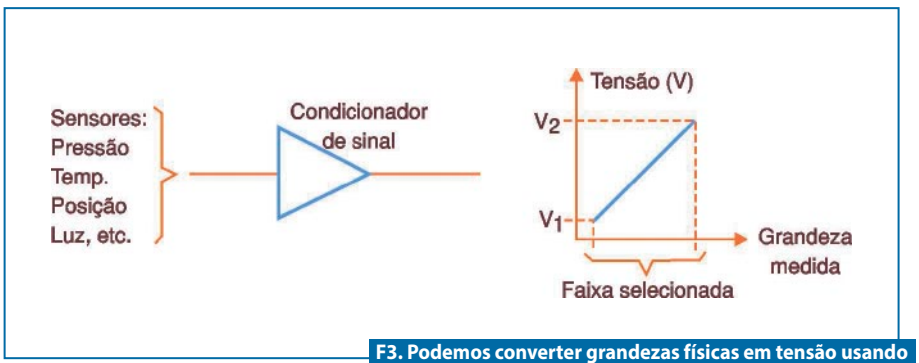
Assim, se formos usar uma representação digital na forma binária, poderemos associar os 10 estados indicativos dos LEDs por uma escala, que é mostrada na **figura 5**.

Como temos 10 estados possíveis para os LEDs, quatro *bits* são suficientes para representá-los todos. Todavia, se precisarmos de uma definição maior para as indicações, por exemplo, com 20 LEDs e indicação de meio em meio grau, necessitaremos de pelo menos 5 bits.

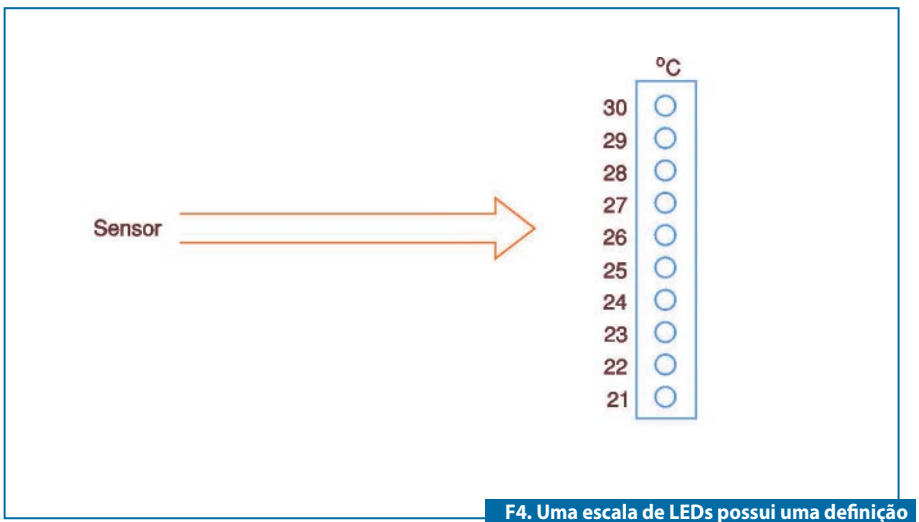
Na prática, as indicações que fazem a cobertura de uma escala com poucos pontos não são interessantes, pois não significam uma boa precisão. Quanto mais pontos tiver a "escala" de indicações, melhor será a precisão na conversão da grandeza, por exemplo a resistência de um sensor.



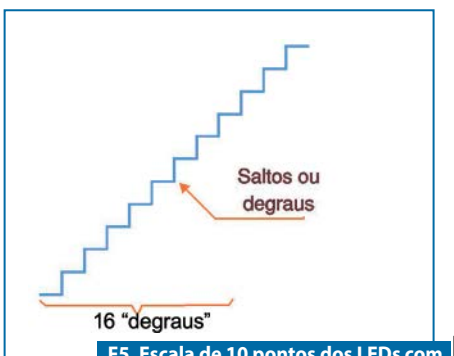
F2. O NTC como sensor de temperatura e sua curva característica.



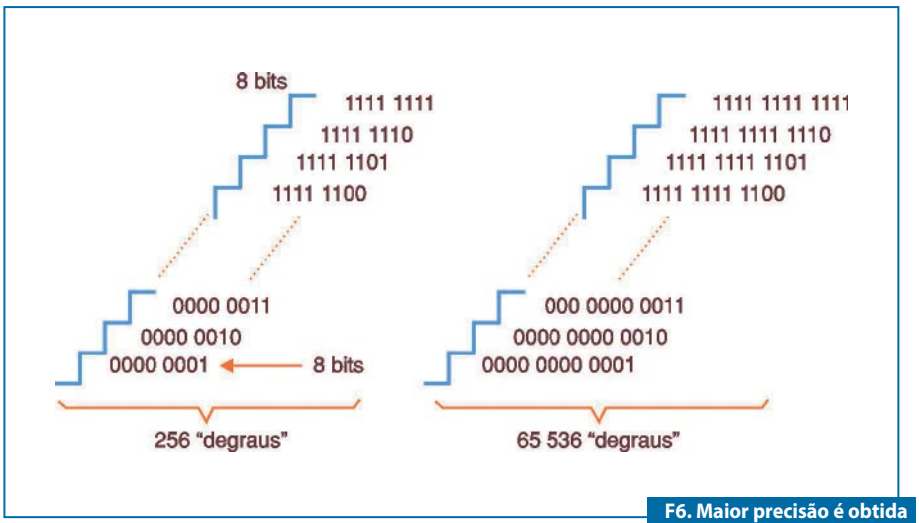
F3. Podemos converter grandezas físicas em tensão usando sensores (transdutores) e circuitos apropriados.



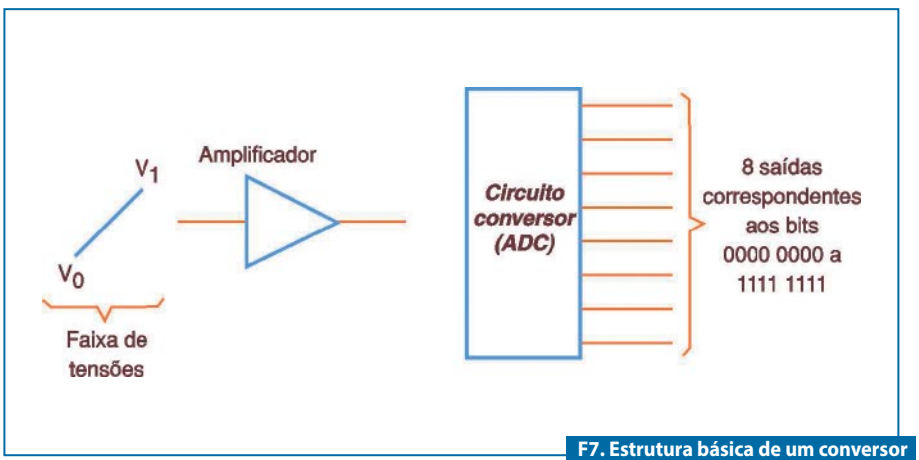
F4. Uma escala de LEDs possui uma definição que depende do número de LEDs.



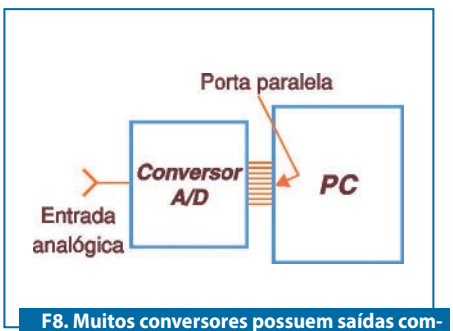
F5. Escala de 10 pontos dos LEDs com representação por 4 bits.



F6. Maior precisão é obtida com maior número de bits.



F7. Estrutura básica de um conversor analógico/digital.



F8. Muitos conversores possuem saídas compatíveis com as portas paralelas dos PCs.

O circuito que faz este tipo de conversão é um conversor A/D ou um conversor analógico/digital.

Um *bargraph* como os usados em aparelhos de som pode ser considerado um conversor A/D simplificado.

Tanto melhor será o conversor A/D quanto mais bits de saída ele tiver.

Um conversor A/D que tenha uma saída de 4 bits tem 16 "degraus" de indicação, ou pode definir uma escala de 16 valores diferentes.

Já, um indicador de 8 bits de saída, pode definir uma escala com 256 valores diferentes; um de 12 bits pode definir uma escala de 4096 pontos; e um de 16 bits pode definir uma escala de 65 536 pontos, conforme mostra a **figura 6**.

Veja, então, que para um conversor A/D que possa definir 256 valores diferentes numa escala de medidas temos uma precisão melhor que 0,4%, e com 4096 valores diferentes numa escala de medidas temos uma precisão melhor que 0,024%.

Os conversores A/D existentes no mercado possuem justamente essas características.

Os Conversores, na Prática

Evidentemente, a escala de LEDs não corresponde ao que desejamos, na prática, para um conversor.

Para 10 LEDs teremos uma saída para cada LED, que farão seu acionamento direto. No entanto, não podemos ter 4096 saídas num conversor que trabalhe com uma escala de 16 bits.

Será melhor termos acesso direto aos bits e, com isso, dotar o circuito de 16 saídas.

Na **figura 7** temos um exemplo de como isso pode ser feito.

O circuito conta com uma entrada onde aplicamos o sinal analógico, sendo especificada normalmente uma faixa de tensões para a conversão. Por exemplo, se o circuito converte sinais na faixa de 0 a 1 volt, devemos cuidar para que o sensor empregado (ou a fonte de informação analógica) trabalhe nesta faixa.

Um amplificador operacional pode ter seu ganho programado para fazer justamente isso.

As saídas consistem, então, em 16 pinos nos quais os níveis lógicos 0 ou 1 são obtidos conforme a tensão de entrada.

Para a maioria dos tipos de conversores A/D existentes no mercado, estas saídas são compatíveis com tecnologia TTL (nível alto com 5 V e nível baixo com 0 V) podendo ser conectadas diretamente na porta I/O de um computador, conforme ilustra a **figura 8**, ou ainda CMOS onde os 5 V de nível alto também pode ser usados sem problemas.

Basta apenas programar o computador para "ler" os valores da porta no instante desejado e fazer a conversão para a escala desejada.

Por exemplo, com a faixa de entrada que corresponde às temperaturas de 0 a 30 graus centígrados e que, por sua vez, levam a tensões na entrada do conversor de 0 a 1 volt, o conversor vai gerar na sua saída valores digitais entre 0 e 4096 (se for de 12 bits). O computador deverá então ser programado para dividir a escala de 0 a 30 graus centígrados em 4096 valores (cada unidade lida corresponderá a 0,00732 graus). O valor 010010010010 (binário) lido na entrada I/O ou saída do conversor que corresponde a 1070 (decimal), refere-se a uma temperatura de 8,5644 graus centígrados.

O Circuito Interno do Conversor A/D

Para fazer uma conversão A/D como na escala de LEDs podemos ter circuitos

relativamente simples. Uma simples escala de comparadores que tenham tensões de referência diferentes poderá ser usada; veja a **figura 9**.

Cada vez que a tensão de entrada atinge o nível de disparo de um dos comparadores do conjunto, ele comuta passando a acionar o LED correspondente ou mudando o nível lógico de sua saída.

Este tipo é sequencial e tem um comportamento que não é muito interessante nas aplicações mais críticas: cada vez que um comparador comuta (porque seu nível de acionamento é atingido), o anterior que estava comutado não volta ao estado inicial.

Com um circuito mais sofisticado poderemos obter esta comutação e, assim, passar de um sistema de barra móvel para ponto móvel, de acordo com a **figura 10**.

Mas, para as aplicações que envolvem a aquisição de dados, este tipo de conversor não atende às necessidades mais críticas: precisamos converter os níveis em indicações em decimal codificado em binário, binário puro, ou mesmo hexadecimal, isso para obter a maior definição possível e compatibilizar o circuito com a tecnologia digital mais comum.

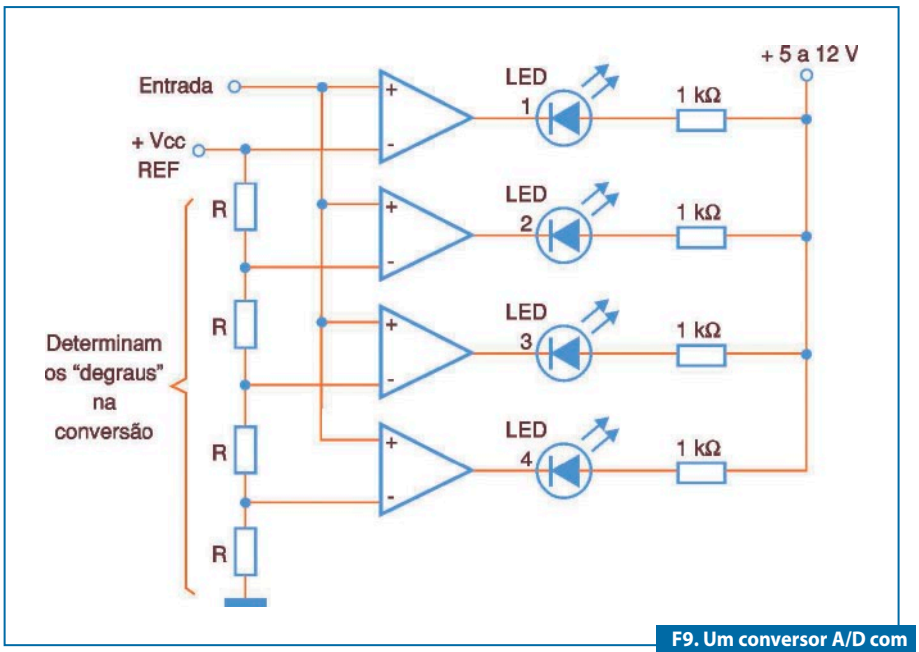
Isso pode ser feito com a ajuda de circuitos mais complexos que, além dos comparadores, envolvem configurações lógicas e também outros circuitos que facilitem seu uso.

Para entender melhor como funcionam estes circuitos devemos começar com o modo como a amostragem do sinal deve ser feita, que é um bloco comum a todos os conversores e que é o circuito de amostragem e retenção (*sample and hold*).

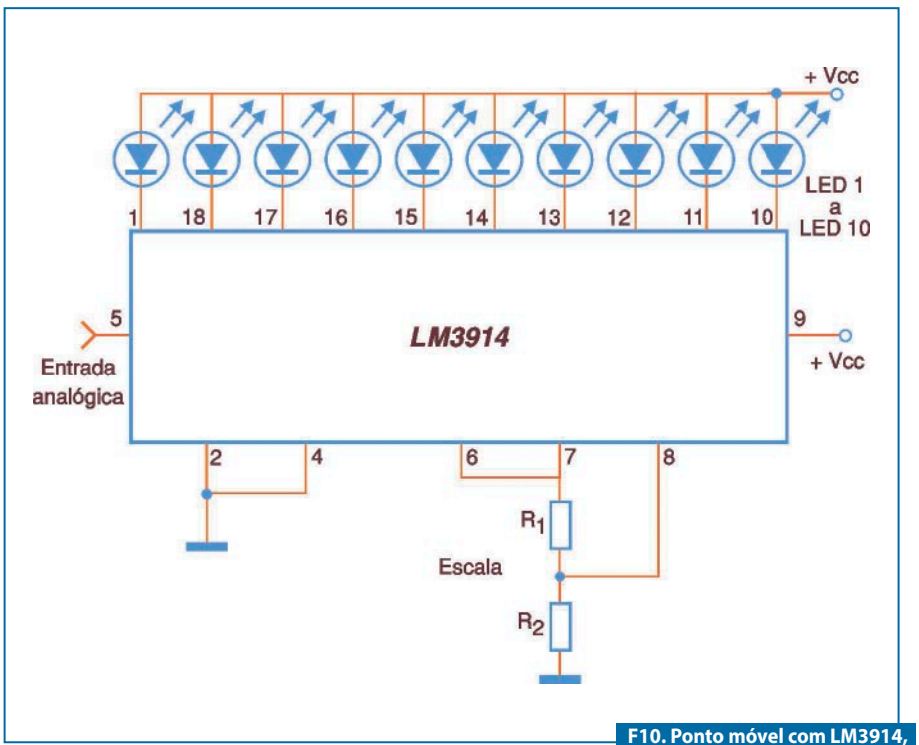
O circuito de captura e retenção, ou "sample and hold":

Os valores dos sinais analógicos que devem ser convertidos para a forma digital correspondem a um determinado instante cuja duração, em alguns casos, não vai além de alguns milionésimos de segundo.

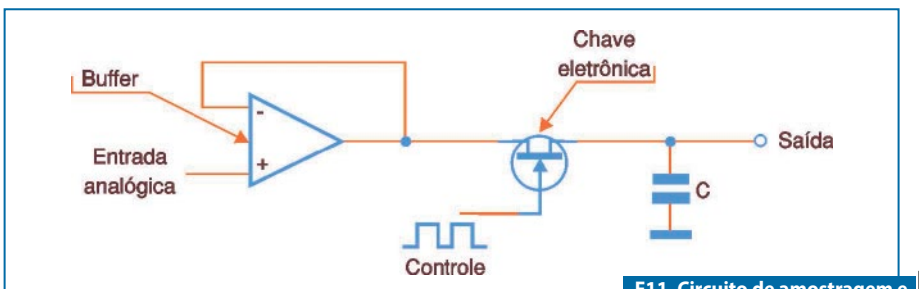
Assim, um primeiro bloco importante do conversor é um circuito que lê o valor do sinal a ser convertido num determinado instante e o armazena de modo que, mesmo que o sinal varie depois, os circuitos que fazem a conversão têm numa memória seu valor.



F9. Um conversor A/D com comparadores de tensão.



F10. Ponto móvel com LM3914, da National Semiconductor.



F11. Circuito de amostragem e retenção (Sample and Hold).

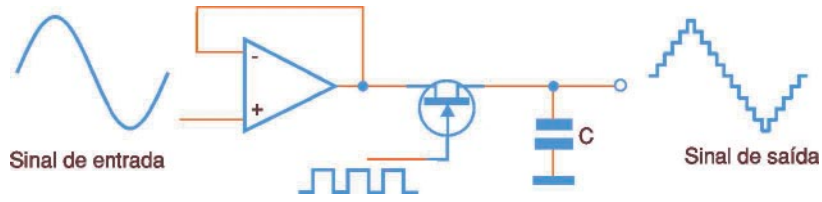
Esse circuito é mostrado em blocos na **figura 11**.

O sinal a ser amostrado é amplificado por um *buffer* de entrada, cuja finalidade é não carregar o circuito externo e, ao mesmo tempo, proporcionar isolamento do circuito de conversão.

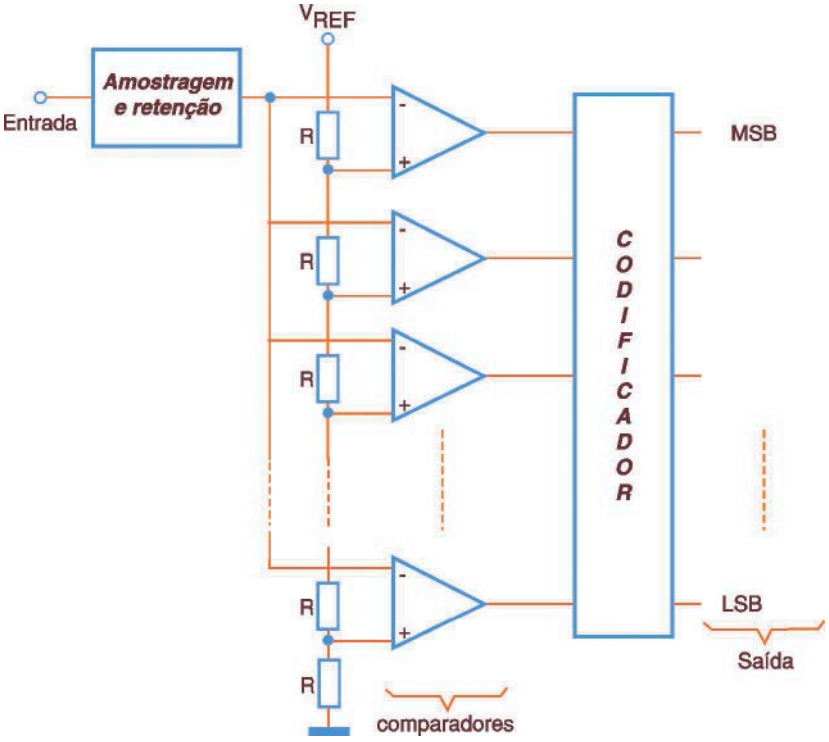
Na saída deste circuito temos uma chave eletrônica ou chaveador, que determina o instante exato em que a leitura do sinal deve ser feita. A chave fecha por uma fração de segundo (uma frequência que depende da velocidade de amostragem), permitindo que o sinal carregue o capacitor C.

Assim, quando a chave abre esperando a leitura seguinte, o capacitor tem armazenado o valor da grandeza analógica a ser convertida. Essa tensão no capacitor é mantida no circuito conversor através de um *buffer* de saída durante o tempo que ele necessita para isso.

Na **figura 12** mostramos sinais onde representamos o modo como a tensão de entrada varia, e como o circuito de amostragem e retenção mantém a saída constante durante os intervalos de conversão (que correspondem aos "degraus").



F12. Sinais em um circuito de amostragem e retenção.



F13. Sistema de conversão simultânea.

Níveis de tensão							
000	001	010	011	100	101	110	111

T1. Os 8 níveis de tensão

Sistema de conversão simultânea

O sistema de conversão simultânea (que é o mais simples) tem a configuração desenhada na **figura 13**.

Nesse circuito temos uma escala de 8 valores possíveis de saída, o que pode ser coberto por um sistema de 3 bits. Trata-se, portanto, de um conversor A/D de 3 bits.

Os comparadores possuem em suas entradas de referência tensões escalonadas, as quais determinam o instante em que eles devem comutar. Assim, para 8 níveis de acionamento, temos 7 tensões escalonadas de 1/8 a 8/8 de Vcc, que é a máxima tensão que o circuito pode medir em sua entrada.

Evidentemente, este tipo de circuito está seriamente limitado pela quantidade de comparadores que podemos usar. Para um sistema de 16 bits, por exemplo, seriam necessários 4095 comparadores!

Voltando ao circuito, os níveis lógicos obtidos nas saídas dos comparadores são sequenciais, conforme vimos. Para se obter uma saída codificada em binário, precisaremos usar uma matriz codificadora.

Essa matriz poderá ser elaborada nessa configuração mais simples a partir de inversores, portas AND e portas OR.

Obteremos, com isso, na sua saída sinais (**tabela 1**) que corresponderão aos 8 níveis de tensão possíveis, a saber.

Nesse circuito, teremos um sistema adicional de RESET e porta de leitura (READ).

A porta de leitura é interessante, pois ela permite transferir os dados digitais ao circuito externo somente no instante que desejarmos. Assim, podemos dar tempo ao circuito para se estabilizar, o que pode ser importante se usarmos sensores rápidos, impedindo que, na saída, os valores oscilem rapidamente, o que causaria uma interpretação errática do computador ou microprocessador onde ele está ligado.

Aplicando nessa entrada (READ) um pulso de curta duração, lemos o valor

digitalizado naquele instante. No circuito indicado, esse valor é armazenado em um registrador formado por um conjunto de *flip-flops*.

Assim, esse valor se fixa na entrada e poderá manter acionado, por exemplo, um indicador.

Para a leitura seguinte, o valor armazenado no registrador precisa ser apagado antes de ser feita nova leitura. Isso é conseguido por meio de um pulso de RESET.

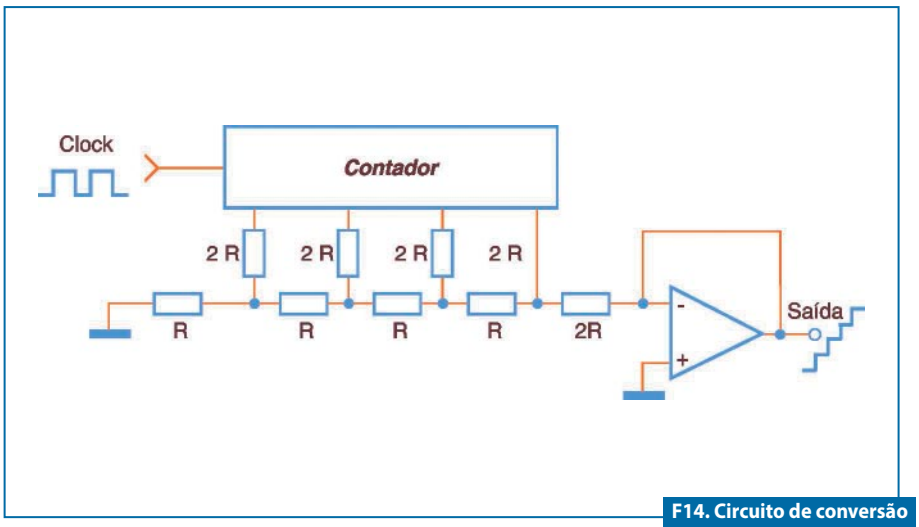
Circuito de Conversão por Contador

Na **figura 14** temos um diagrama de blocos de um conversor que emprega esta técnica.

Destaca-se neste circuito o comparador único, que tem duas entradas. Numa entrada é aplicado o sinal que vai ser medido (uma tensão dentro de uma determinada faixa de valores).

Na outra entrada aplicamos um sinal que é produzido por um gerador especial denominado "gerador de escada".

Este sinal consiste em uma tensão que sobe "aos saltos" com tantos degraus quantos forem necessários à saída digital.



F14. Circuito de conversão por contador.

Por exemplo, num conversor de 8 bits, este sinal consistirá em 256 "degraus" iguais de tensão.

Este sinal pode ser gerado facilmente por oscilador de *clock*, que o aplicará a um contador ligado a uma rede R/2R conforme mostra a **figura 15.**

Observamos que o *clock* deste circuito é habilitado pelo próprio circuito comparador.

Assim, supondo que exista uma certa tensão na entrada e a conversão seja habilitada, o oscilador de *clock* entrará imediatamente em funcionamento.

Supondo que o contador esteja zerado, começará então a produção da "escada" de tensão que passará a ser aplicada ao comparador.

No instante exato em que a escada gera um degrau que se iguala à tensão de entrada, o comparador comuta.



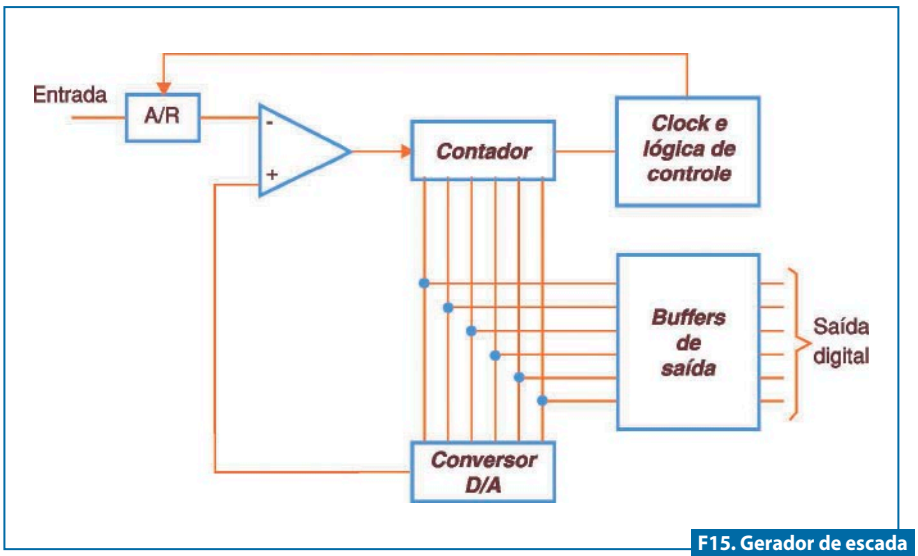


O resultado disso é a parada do *clock* e, portanto, da contagem. Nesse instante o contador terá registrado o número de degraus contados, ou seja, ele saberá em que valor binário ocorreu a comutação.

Basta, então transferir esse valor para o circuito externo, o que poderá ser feito da mesma forma que no processo anterior por meio de um registrador.

Para nova conversão, o que pode ser feito em uma fração de segundo depois ou quanto tempo for necessário, bastará *ressetar* o contador e reabilitar o *clock*.

Além dessas duas configurações, existem outras, tal como a de aproximação sucessiva. No entanto, não as analisaremos ainda nesta parte. E



F15. Gerador de escada com rede R/2R.

Quantização

Os valores instantâneos da tensão do sinal de entrada, que são obtidos na saída do circuito de amostragem e retenção, precisam ser convertidos para a forma digital. Esse processo recebe o nome de "quantização".

Os DSPs (Processadores Digitais de Sinais) processam os sinais analógicos convertidos para a forma digital e fazem uso desse processo.

O que um DSP poderá fazer com o sinal, irá depender justamente da precisão com que a quantização é feita.

A representação dos valores instantâneos amostrados pelos circuitos anteriores depende do nível de quantização realizado, ou seja, de quantos bits são usados para representar cada valor amostrado.

Assim, se usarmos 2 bits teremos uma precisão menor do que se usarmos 4 bits para fazer a quantização, conforme mostra a figura A.

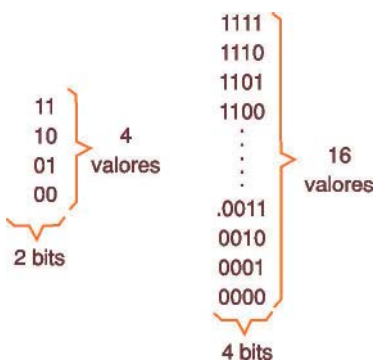
Comparando, em cada caso, os níveis quantizados nos dois exemplos, podemos perceber facilmente os erros introduzidos no processo, conforme ilustra a figura B.

Nos casos que demos, os níveis de quantização foram muito baixos, aparecendo então grandes erros. Na prática, os DSPs utilizam níveis de quantização de 10 ou 12 bits ou até mais, obtendo-se com isso um erro desprezível.

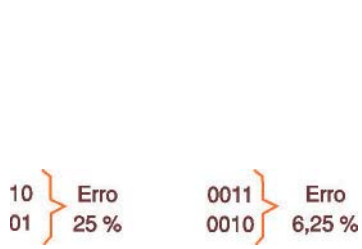
Lembramos que essa é uma das desvantagens de se operar com sinais na forma digital, pois a sua representação só pode ser feita em "degraus", cuja altura vai determinar o grau de precisão.

Quanto maior for o número de degraus que pode ser usado, maior será a precisão no valor analógico, que é representado na forma digital. Atente para a figura C.

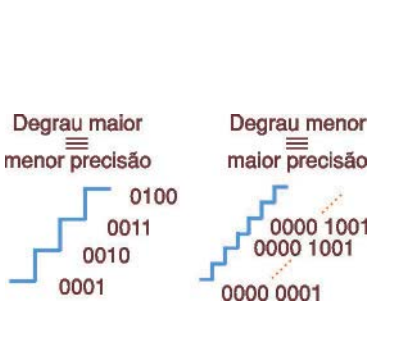
Na prática, quando o DSP trabalha com o processamento de voz, os efeitos dos erros na quantização são mais sensíveis, havendo então modos de correção que são adotados para se evitar isso como, por exemplo, o uso da compressão que compensa os efeitos da largura constante dos passos usados na quantização, fazendo com que os sons mais altos de certas vogais e consoantes sejam trabalhados de uma forma mais real.



FA. Comparação entre 2 bits e 4 bits.



FB. Erros para 2 bits e 4 bits.



FC. Comparação da precisão: (4 bits x 8 bits).

Controle de motores DC Brushless (Sem escovas)

Nova geração de sensores melhora a eficiência energética e reduz o ruído operacional de motores DC sem escovas

Dr. Christoph Bilger, Dr. Michael Brauer e Dr. Konrad Kapser (Infineon/AI. Technologies)

O mercado de motores elétricos está cada vez mais dominado por Motores Brushless (BLDC) . Apesar do custo ser ligeiramente maior e também ser necessário um sistema de controle eletrônico, estes motores têm algumas vantagens importantes em comparação aos motores convencionais com escovas: maior eficiência, mínimo desgaste, expectativa de vida útil mais longa, *design* compacto, maior densidade de energia, menos ruído e maior confiabilidade. Para controle destes motores é necessário o uso de Sensores de realimentação especiais que são necessários para detectar a posição do Rotor a fim de garantir um controle eficiente. A nova geração de Interruptores de Estado Sólido e Sensores Angulares de Efeito Hall permitem eficiência energética e eficácia no controle deste tipo de motor.

O rotor de um Motor DC sem escovas consiste em um ímã permanente enquanto o estator contém os enrolamentos. O sentido da corrente elétrica em cada enrolamento, neste caso, não é mais invertida por meio de um contato eletro-mecânico deslizante sobre as escovas, mas sim pelo circuito eletrônico que controla as bobinas. Por isso, a necessidade de precisão nos sensores de posição.

Uma comparação básica pode ser feita entre a comutação em blocos (por exemplo, com Interruptores de Estado Sólido de Efeito Hall) e a comutação magnética tipo "Campo Magnético orientado". Ao contrário da comutação em blocos com pontos de comutação distintos, onde essencialmente a transição do setor do rotor precisa ser detectada, a comutação tipo Campo Magnético orientado que é usada para elevadas cargas dinâmicas ou motores de precisão, requer a detecção contínua extremamente precisa da posição do rotor. Por exemplo, esta posição pode ser determinada por meio de sensores angulares ou através do método "sensor-less" (sem sensores).

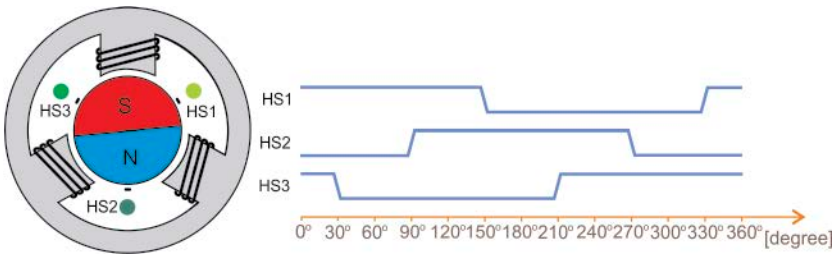
Com o método *sensor-less* a posição do rotor é calculada através da progressão da

Interruptores Hall

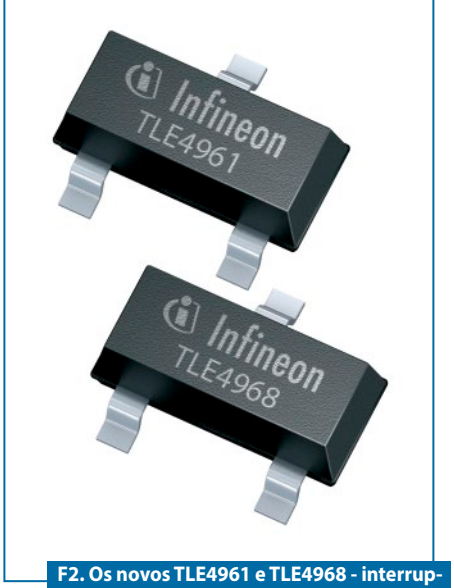
Os novos interruptores Hall TLE4961 (latches) e TLE 4968 (interruptor bipolar) podem ser operados na faixa de 3,0 a 32 V, com uma fonte de alimentação não controlada. Eles podem suportar tensões de até 42 V sem a necessidade de uma resistência externa adicional.

Eles proporcionam um elevado grau de sensibilidade e estabilidade no que diz respeito aos seus pontos de comutação magnética (Bop = +/- 1 mt) e são extremamente resistentes ao stress mecânico, graças a compensação de erros integrada. Suas saídas são protegidas contra sobrecorrentes e sobretemperatura. Além disso, eles são extremamente resistentes a descargas eletrostáticas (+ / - 7 kV HBM).

O "jitter" em velocidades típicas é de 0,3 µs. Com uma corrente de consumo nominal de 1,6 mA, eles são particularmente úteis em projetos onde se busca uma boa performance e eficiência energética. Disponíveis no encapsulamento SOT23 , eles requerem menos de 22% de área de placa em comparação com o encapsulamento SC56. Eles também estão disponíveis em um encapsulamento SS0-3.



F1. Motor BLDC com interruptores Hall para a comutação em blocos.



F2. Os novos TLE4961 e TLE4968 - interruptores Hall com encapsulamento SOT-23.

tensão induzida reversa, com um custo adicional a ser considerado em relação aos microcontroladores e algoritmos de software. Também, neste caso, tem a desvantagem que este princípio não fornece informação confiável para o circuito de controle até que o rotor esteja girando a uma determinada velocidade. Portanto, o método sensor-less para motores BLDC, tem pior comportamento de partida do que aqueles que utilizam Sensores angulares de precisão.

Comutação em blocos

Para chaveamento em blocos, a realimentação da posição do rotor é normalmente fornecida por três sensores Hall, sendo um sensor para cada um dos enrolamentos do estator.

Para controle de cada um dos enrolamentos teremos o sinal de dois interruptores Hall, os quais estão dispostos em 120° em torno do rotor, podendo assim nos fornecer seis diferentes combinações de sinal para que seja feita a comutação por rotação (**figura 1)**.

Os três enrolamentos são alimentados por seis diferentes controles de fases, de acordo com as informações do Interruptor. As progressões da corrente e tensão são formadas por bloco. Os sinais de saída dos interruptores têm um formato padrão digital, o que permite que os enrolamentos sejam controlados usando menos operações lógicas que um sistema com sensores analógicos. Desta forma, algoritmos complexos de controle não são necessários. No caso mais simples, pode-se implementar a comutação em blocos sem microcontroladores.

Portanto, as vantagens para este modelo de controle seriam a simplicidade e o baixo custo, alto grau de precisão, uma inicialização controlada além do *start-up* com alto torque. Os novos Interruptores Hall da Infineon Technologies, por exemplo,os modelos TLE4961 e TLE4968, permitem que a posição do rotor seja detectada com exatidão, ou seja, com pontos de chaveamento magnéticos precisos para a excelente comutação em bloco dos Motores BLDC.

Interruptores de Estado Sólido de Efeito Hall de precisão

No sistema de chaveamento em blocos temos três interruptores de Efeito Hall posicionados em torno do rotor, com um deslocamento de fase de 120°, tal como descrito anteriormente. Estes interruptores reconhecem os polos norte e sul, fornecendo uma saída de nível lógico alto ou baixo de acordo com a situação. Assim, a posição do rotor pode ser determinada em setores de 60° a partir do estado lógico dos três interruptores Hall e, com base nesta informação, os enrolamentos serão acionados para que seja feito o controle.

Para isso os sensores devem detectar a posição do rotor com alta precisão, respeitando um dos critérios mais decisivos para a escolha de um sensor para esta aplicação que está vinculado ao fato de haver mínima variação em sua leitura independentemente de variações no sistema, como por exemplo o torque do motor, pois, caso não haja fidelidade em sua leitura, poderá haver mudanças de fase indesejáveis, o que irá gerar maiores flutuações de torque, geração de maior nível de ruído e consequentemente queda na eficiência energética.

No entanto, devido ao processo de fabricação, cada interruptor Hall tem especificadas suas características no que diz respeito aos pontos de comutação magnética. Da mesma forma, os ímãs permanentes também sofrem influência de fatores como elevação de temperatura e *stress* mecânico. Esses efeitos devem ser compensados para alcançar a precisão desejada na comutação do Interruptor Hall.

Os Interruptores Hall TLE4946 e os novos TLE4961 e TLE4968 são diferenciados por terem alta precisão na leitura dos valores de fase para esta aplicação (**figura 2**). Estes sensores possuem compensação térmica integrada, onde os valores limiares de chaveamento são compensados automaticamente de acordo com a variação de temperatura, com a finalidade de corrigir a variação do campo magnético gerado pelo ímã permanente, que também sofre influências da temperatura.

Devido à compensação térmica dos sensores citada anteriormente, reduz-se o ponto de *offset* do chaveamento, obtendo-se assim melhor estabilidade global do sistema. Devido a este processamento de sinal descrito, o tempo entre a medição do sinal e a comutação de saída, pode ser aumentado ligeiramente, mas este tempo de atraso é constante e pode ser mantido de acordo com a velocidade da comutação de blocos.

As **figuras 3a e 3b** mostram os cálculos de deslocamento de fase como a soma do tempo de atraso e o desvio do limiar de comutação para dois sensores: o TLE4961-1 (*chopper*), em cima, e um produto concorrente (*unchopped*) embaixo.

Outro diferencial dos Interruptores Hall citados acima, é a compensação do atraso

gerado entre a leitura da fase e a comutação do Interruptor Hall, onde este *delay* é constante e pode ser mantido dependendo da velocidade de comutação do bloco.

As figuras 3a e 3b mostram os desvios de fase, bem como a soma total do tempo de atraso e a variação do ponto limiar para os dois sensores: TLE4961-1(com compensação de erro de fase) e seu competidor (sem compensação de erro de fase), onde podemos observar que o TLE4961-1 apresenta um erro de fase bem menor.

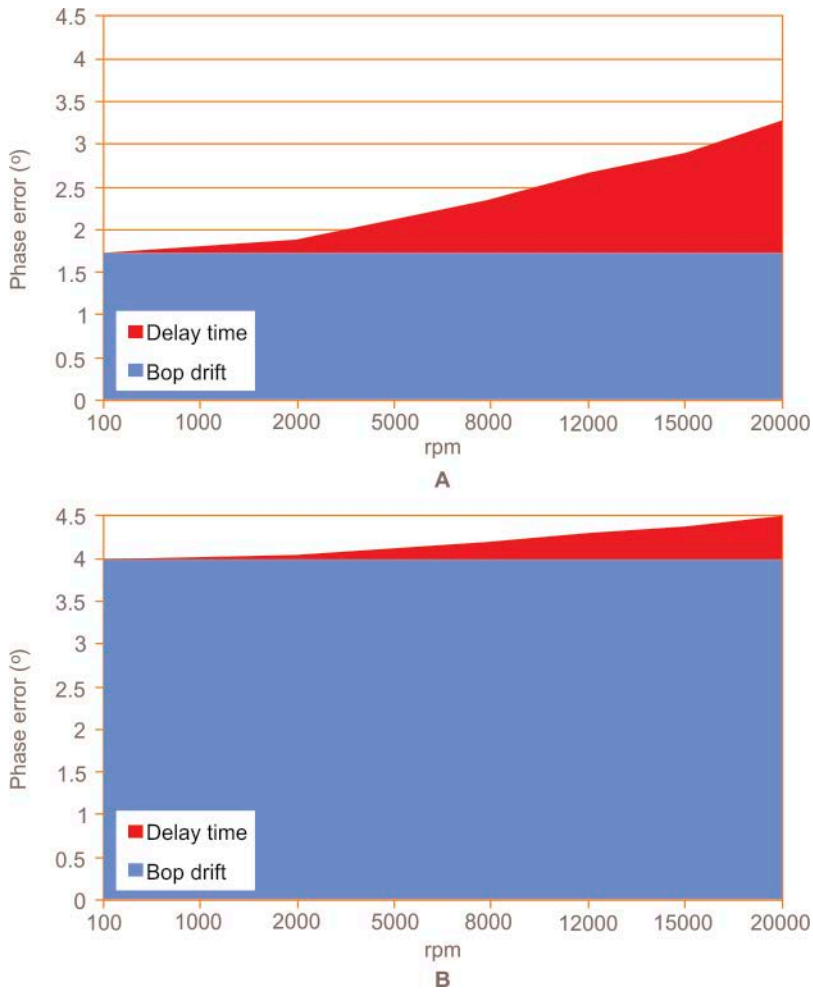
Os novos CIs de efeito Hall, que possuem circuitos de compensação integrados, proporcionam comportamentos mais estáveis de acordo com grandes variações de temperatura, bem como, reduzem a influência de diferentes tipos de aplicações. Além das duas compensações citadas acima, os Interruptores Hall também oferecem um "jitter" extremamente baixo, com valores menores que 0,3 µs. Outra vantagem do componente está no transistor de saída, que tem proteções contra excesso de temperatura e corrente.

Comutação com campo orientado

A comutação em blocos tem uma desvantagem em seu conceito. Devido à divisão em seis setores, as bobinas terão uma comutação a cada rotação de 60° (a máxima eficiência energética possível seria a relação de 90º entre as linhas de campo magnético e a corrente que circula no motor, por exemplo) pouco antes do ponto de comutação; a corrente e os vetores de linha de campo estão apenas em 60° em relação uma à outra, caso em que a eficiência cai para apenas 87%.

Por conta do campo magnético que flui pelo estator, essa desvantagem é diminuída devido à formação do campo girante que faz o estator girar na mesma velocidade que o rotor, isso faz com que o campo magnético fique paralelamente um ao outro de forma exata.

Este princípio é conseguido pelo chaveamento PWM dos transistores de comutação e por meio de acionamento por pulsos, de modo que a soma dos campos magnéticos individuais dos enrolamentos produz um campo girante permanentemente, no que se refere à posição do rotor. Em última análise, uma corrente senoidal de onda é gerada nos enrolamentos, o que



F3. Comparação de erro de Fase dos interruptores Hall "chopped e unchopped".

significa que o torque e o campo magnético interagem paralelamente entre si.

Este procedimento de campo orientado oferece muitas vantagens, tais como: um nível de ruído muito baixo, o torque extremamente constante e a possibilidade de um controle dinâmico de velocidades. No entanto, um pré-requisito fundamen-

Sensores angulares de precisão

Os sensores angulares TLE 5009 e TLE5012B, da Infineon, são baseados na tecnologia IGMR. Medem ângulos de 0° a 360° baseados na orientação de um campo magnético em paralelo com a superfície do componente. Os sensores IGMR combinam resolução angular extremamente precisa com processamento de sinal rápido e curto de atraso. Isso os torna ideais para a gravação precisa de posições do rotor em aplicações altamente dinâmicas. Com diferentes interfaces selecionáveis, o TLE5012B também faz com que seja possível dispor de modelos com um elevado grau de confiabilidade funcional. Para este fim, o dispositivo tem avançadas funções de autoteste, monitoramento de funções de estado e especiais características arquitetônicas, tais como: caminhos de dados separados para cada um dos dois sensores integrados.

tal para isso é a determinação extremamente precisa da posição do rotor, o que já não pode ser fornecida pelos interruptores Hall. Neste caso, para esta tarefa de medição da posição do rotor, é necessário o uso de sensores Hall de precisão.

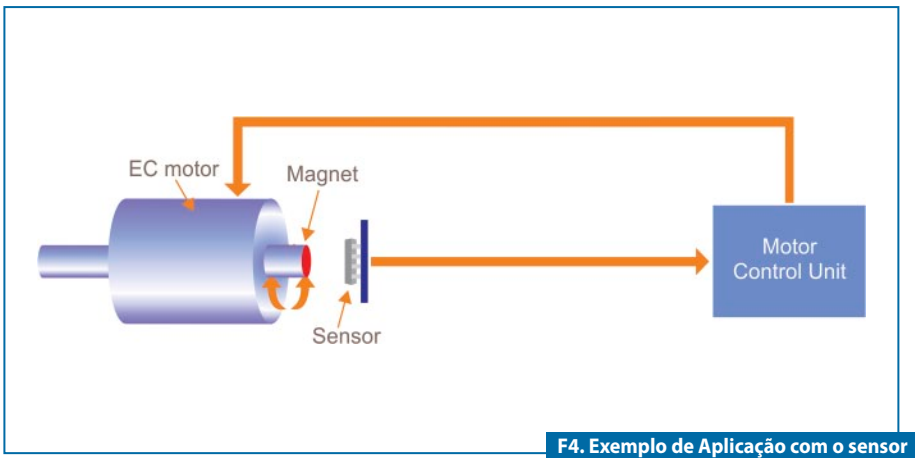
Sensores angulares de precisão

Na comutação orientada a campo, o sensor deve ser capaz de determinar com precisão a posição do eixo do motor durante toda a vida útil do sistema, independentemente da temperatura e da velocidade de rotação. Os sensores de ângulo da série TLE5009/TLE5012B são caracterizados por serem extremamente rápidos e com tempo de atraso muito curto alcançando uma alta eficiência, mesmo em grandes velocidades de rotação e mudanças de cargas mecânicas.

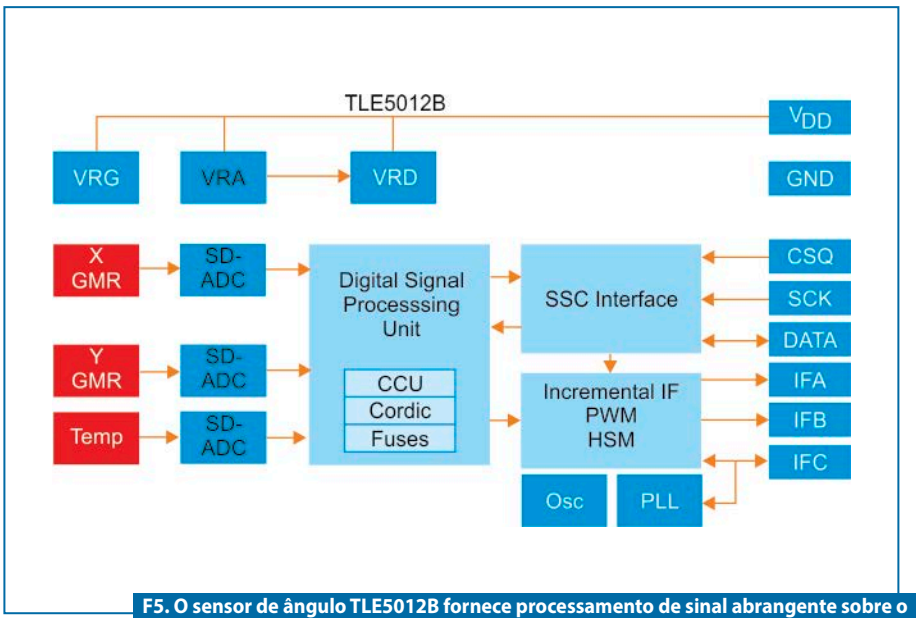
Os sensores angulares de alta precisão são posicionados na frente da ponta do eixo do rotor (**figura 4**). Um ímã externo diametral é ligado à extremidade mais próxima do eixo do rotor. A rotação deste campo magnético é então detectada pelo sensor de ângulo de maneira bastante precisa.

Os novos sensores angulares TLE5009 e TLE5012B são baseados na tecnologia inovadora IGMR (*Integrated Giant Magnetic Resistive*), da Infineon. O TLE5009 é um sensor de baixo custo, pois fornece simplesmente uma interface analógica amplificada, enquanto o TLE5012B fornece uma maior quantidade dados e funções de processamento oferecendo diversas opções de interface digital.

O TLE5012B (**figura 5**) estabelece novos padrões no que diz respeito à combinação de um curto tempo de atraso e um sinal de alta resolução. Ele fornece a precisão angular de 1°(em temperatura ambiente oferece precisão de 0,6°). Além disso, o tempo de atraso interno é considerado por meio da medição e do processamento interno dos dados. Em outras palavras, o sensor sabe a velocidade de rotação e, como já foi dito, compensa estes atrasos para o valor de saída. Outras vantagens do TLE5012B são as interfaces que podem ser selecionados pelo usuário: SSC, PWM, Incremental Interface (IIF), Hall Mode Switch (HSM) e Short PWM Code (SPC).



F4. Exemplo de Aplicação com o sensor angular TLE5012B.



F5. O sensor de ângulo TLE5012B fornece processamento de sinal abrangente sobre o chip, e, portanto, ajuda a diminuir a carga de processamento do microcontrolador.

Conclusão

O novo TLE496x e os sensores de ângulo TLE5009/TLE5012B, são sensores poderosos para acionar motores BLDC. Dependendo da disposição mecânica, do requisito de espaço, da localização da eletrônica do motor e da precisão que é requerida, o uso destes dispositivos é uma solução ideal e está disponível para qualquer aplicação.

Os interruptores TLE496x tornam possível ter projetos de pequeno espaço e de baixo custo. Já o TLE5009 tem uma relação custo-benefício enorme em comparação a soluções discretas (ou seja, sensor em ponte, elemento Hall, amplificador de sinal e software de compensação) sem alterar o conceito do sistema.

O TLE5012B, devido ao seu processamento de sinal já integrado, consegue efetuar precisamente os cálculos de ângulo evitando-se, assim que complicados algoritmos de calibração sejam realizadas por um microcontrolador.

Sobre os autores

Os autores estão todos localizados na Infineon Technologies em Neubiberg, Alemanha:
- Dr. Christoph Bilger, Gerente de Marketing - Sensores Integrados;
- Dr. Michael Brauer, Gerente de Engenharia de Aplicação;
- Dr. Konrad Kapser, Gerente de Engenharia de Aplicação.

Realização de Testes com a Interface JTAG: Verificação das interconexões de CIs sem o uso de agulhas ou pontos de teste

Testar protótipos manualmente é realmente muito difícil, senão impossível, quando utilizados CIs de alta complexidade. Felizmente, muitos desses CIs contam agora com uma lógica especial que permite testar extensivamente todas as conexões lógicas internas do chip e suas interconexões com a placa. Isso é possível utilizando o padrão internacional conhecido por interface JTAG.

Arthur Correia Emidio

Uma vez que a montagem de um protótipo (ou produto final) esteja completa, esperamos saber o quanto antes se a placa está funcionando como deveria. A fonte de alimentação está conectada e aguardamos com ansiedade o que vai acontecer.

Normalmente o primeiro protótipo não funciona, ou se funciona, o faz parcialmente.

Onde está o problema? Será um problema de *design*? Será que a placa está montada corretamente?

A primeira reação é procurar um osciloscópio (ou multímetro) e começar a investigação, medição de sinais, verificar ligações, etc. Hoje em dia, temos placas cada vez mais complexas, *multilayers*, com componentes mais poderosos (*Finepitch*) e com cada vez mais funções (BGA's) que tornam esse processo praticamente impossível de realizar com a metodologia tradicional.

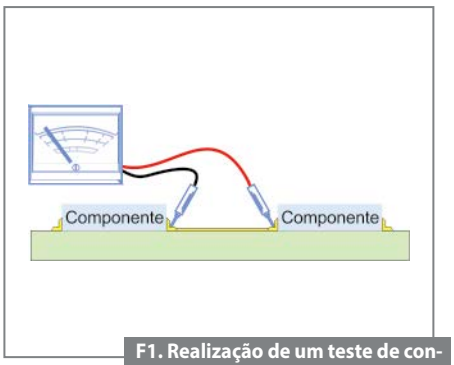
Como proceder nesses casos?

Um dos métodos mais frequentemente utilizados é o teste funcional, usando um software dedicado com rotinas de teste para atestar a funcionalidade dos recursos da placa sob teste. Um importante pré-requisito desse método é que o "coração" precisa estar funcional, senão não podemos utilizá-lo para diagnosticar o possível defeito.

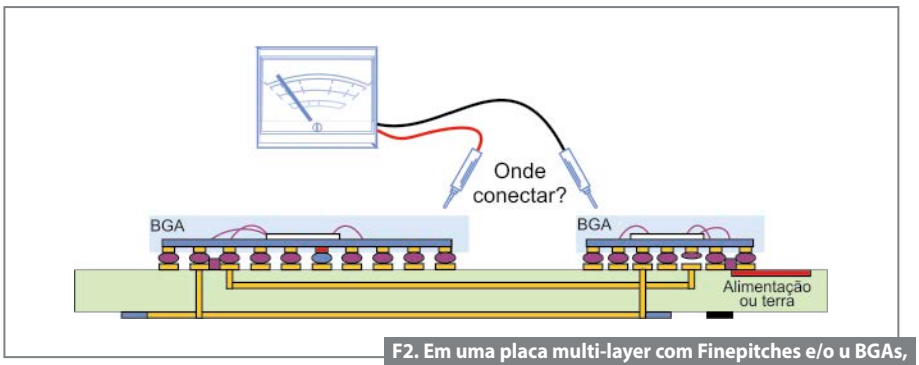
Ainda assim, diagnosticar uma falha utilizando um teste puramente funcional pode ser muito difícil. Por exemplo, o teste pode indicar que existe um problema com uma seção de Memória, mas você não sabe qual pino está causando o defeito.

Você pode, por exemplo, utilizar um teste estrutural. Se todos os componentes da placa estão corretamente interconectados, então o circuito precisa funcionar, a menos que exista uma falha no *design*. Essa abordagem parte do pressuposto que todos os componentes utilizados estejam OK. Em outras palavras, o objetivo é demonstrar que todos os componentes estão soldados e montados corretamente. Um método simples consiste em usar um multímetro para verificar a continuidade entre todos os componentes. Veja a **figura 1**.

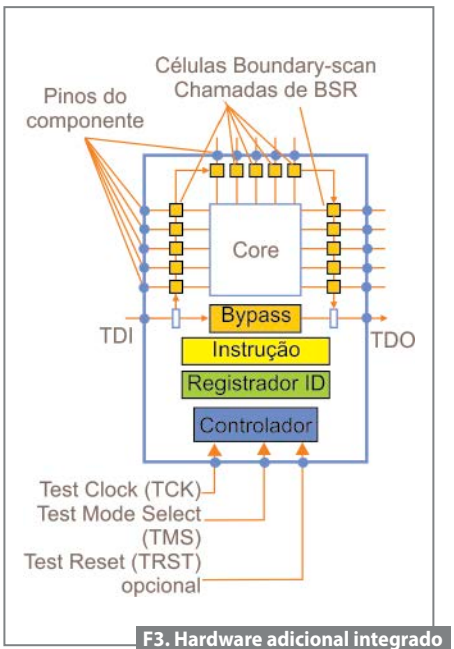
A grande vantagem do teste estrutural é que diagnostica a exata localização do defeito. Um pino que não esteja soldado corretamente ou esteja em curto, é imediatamente encontrado. A fim de obter



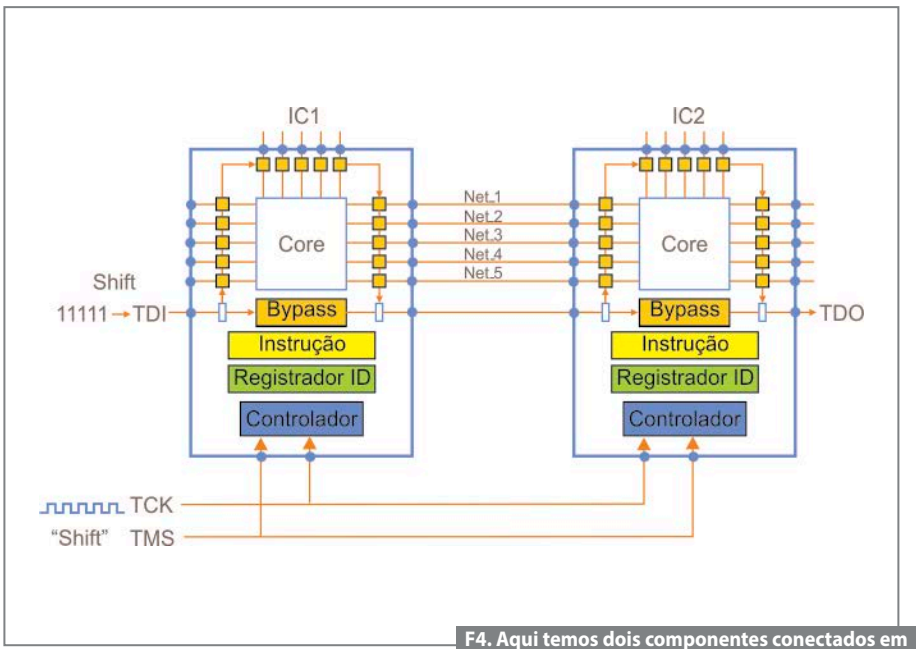
F1. Realização de um teste de continuidade com um multímetro.



F2. Em uma placa multi-layer com Finepitches e/o u BGAs, não há espaço suficiente para pontos de teste.



F3. Hardware adicional integrado em um Chip Bscan.



F4. Aqui temos dois componentes conectados em uma cadeia, um Microcontrolador e um FPGA.

uma cobertura de teste substancial e ser capaz de chegar ao correto diagnóstico, é necessário um número grande de pontos de teste (acessos). Para esse propósito torna-se necessário a inclusão de *test pads* na placa, no entanto, isso aumenta o seu custo e consome espaço que muitas vezes não temos, além de em alguns casos prejudicarem o funcionamento do circuito.

Assim, projetos modernos com densidade elevada de componentes têm um problema imediato. Numa placa *multi-layer* com componentes *finepitch* e/ou BGA acaba não sobrando espaço para pontos de teste suficientes. Ainda pior, alguns pontos de teste podem facilmente causar curto-circuito entre pinos de componentes. Observe a **figura 2**.

Pensando nesse problema foi desenvolvida a técnica de teste conhecida por Boundary Scan (Bscan), isso na década de 1980.

A Arquitetura Boundary Scan

Pegue um Microcontrolador como exemplo. Adicionalmente ao *Core* do componente, que provê a funcionalidade real do *chip*, a pastilha também acomoda o hardware necessário para o Bscan. Este hardware adicional consiste, entre outros, em um By-Pass, uma Instrução, Registradores e Controladores Bscan.

Os registradores Bscan (BSR) são constituídos por células transparentes que ficam entre os pinos do componente e o "Core ". Existem também alguns pinos adicionais ao componente para a inclusão dos recursos: TDI (Test Data In), TODO (Test Data Out), TCK (Test Clock), TMS (Test Mode Select) e opcionalmente TRST (Test Reset). Repare na **figura 3.**

Sincronizando com o Clock via TCK, *bits* podem ser recebidos pelo TDI e enviados pelo TDO. O Caminho que esses Bits percorrerão será determinado pelo Controlador via TMS. Existem alguns comandos para inserir: By-pass, Instrução ou Registradores BSR no caminho entre o TDI TDO. Os pinos TDI, TDO, TMS, TCK e TRST em conjunto formam o que chamamos de Test Access Port ou TAP, conhecido por muitos como interface JTAG. Um grande número de componentes já contém essa interface JTAG e são padronizados para aplicação com Boundary Scan, de acordo com IEEE 1149.1.

Como o Boundary Scan funciona?

Ao inserir o BSR via TDI>TDO, qualquer sequência de Bits pode ser deslocada dentro das células Bscan através do pino TDI. Mediante um sinal de "Update", o dado do BSR é copiado

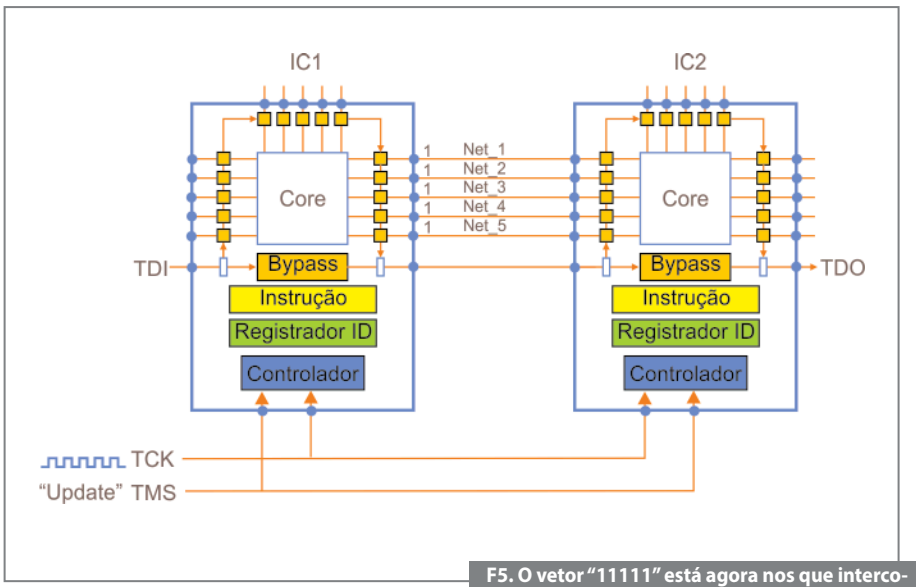
para os pinos de conexão. Por outro lado, a instrução "Capture" lê os dados dos pinos de conexão e os copia para dentro dos registradores (BSR). O conteúdo das células BSR pode, então, ser enviado para fora através do TDO. Essas duas ações de "driving" e "sensing" são utilizadas para testar as interconexões entre os componentes.

Exemplo 1

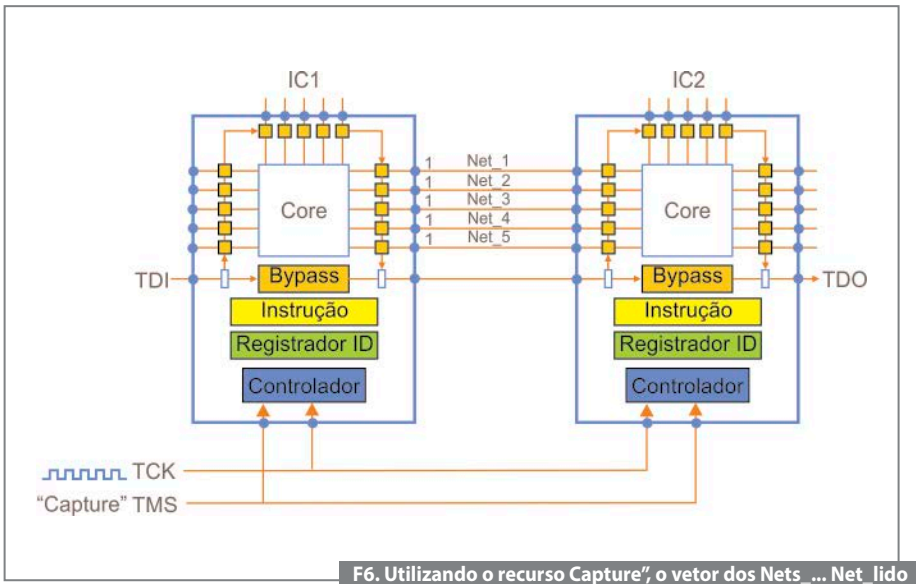
Conectando o pino TDI de um chip Bscan para um TDO de um outro chip Bscan, uma cadeia Bscan está formada. Para garantir a correta sincronização, os sinais de TCK e TMS do TAP são diretamente conectados para cada componente Bscan individualmente (veja **figura 4**). Em princípio, um número ilimitado de componentes Bscan pode ser associado dessa maneira em uma mesma cadeia. Entretanto, por razões práticas as cadeias são geralmente limitadas a no máximo 10 componentes. Esta figura faz a suposição de uma cadeia formada por dois componentes: um Microcontrolador e um FPGA.

Esta cadeia compreende a composição das células Bscan do IC1 + IC2. De acordo com o esquemático, IC1 e IC2 possuem conexões entre si através dos Net_1 .... Net_5. O ponto em questão é que precisamos verificar se esse é o que realmente está conectado na placa sob teste, em outras palavras, se os pinos do IC1 e IC2 estão soldados corretamente e se não existe nenhum ponto aberto nesse circuito ou um curto entre eles. Atrás de cada pino que está conectado do Net_1 ao Net_5 existe uma célula Bscan correspondente. Essas serão as células utilizadas para testar as conexões.

O primeiro passo é montar a cadeia de modo que siga o caminho TDI TDO. Feito isso, um vetor apropriado será deslocado para dentro dos Registradores BSR fazendo com que as células Bscan do IC1 que pertencem aos Net_1...Net_5 contenham os estados lógicos desejados. Note que enquanto o padrão é deslocado para o componente, o estado lógico atual do pino não se altera. Apenas após realizar o "Update", os dados que estão nas células Bscan se deslocam para os Pinos. Dessa maneira o vetor "11111" está agora nos Net_1 ... Net_5. Observe a **figura 5**.



F5. O vetor "11111" está agora nos que interconectam os componentes (Net_1 ao Net_5).



F6. Utilizando o recurso Capture", o vetor dos Nets_... Net_lido nas células Bscan correspondentes dentro do IC2.

O próximo passo é ler o vetor que está nos Net_1...Net_5 dentro de sua célula Bscan correspondente no IC2, utilizando o recurso "Capture" (**figura 6**). Após ler o vetor, todo o seu conteúdo é deslocado do BSR para fora (TDO). Via Software então, o vetor obtido é comparado com o vetor esperado.

O esperado é que se tenha "11111", no entanto, o obtido é o vetor "11011". O Bit que foi lido do Net_3 é um "0" ao invés de "1" que se esperava. Isso indica que existe um problema com o Net_3. Utilizando um número de vetores de maneira inteligente é possível diagnosticar que existe um pino aberto embaixo do componente IC2. Dessa maneira é possível diagnosticar rapidamente circuitos abertos, em curto, nó por nó ou entre cada nó e o circuito de alimentação. Nesse exemplo simples assumimos apenas cinco conexões, na prática pode-se utilizar facilmente milhares de conexões para testar dessa maneira.

Esse exemplo mostra como as conexões entre componentes Bscan podem ser testadas. Nesse cenário é importante observar que esse método sempre funcionará para os componentes que seguem o padrão IEEE 1149.1 (Bscan Compliant).

Em uma placa de circuito impresso mediana, além de componentes Bscan (Compliant) podemos encontrar também uma grande quantidade de outros tipos

de componentes, Resistores, etc. É possível utilizar o Bscan para o teste destes componentes também.

Exemplo 2

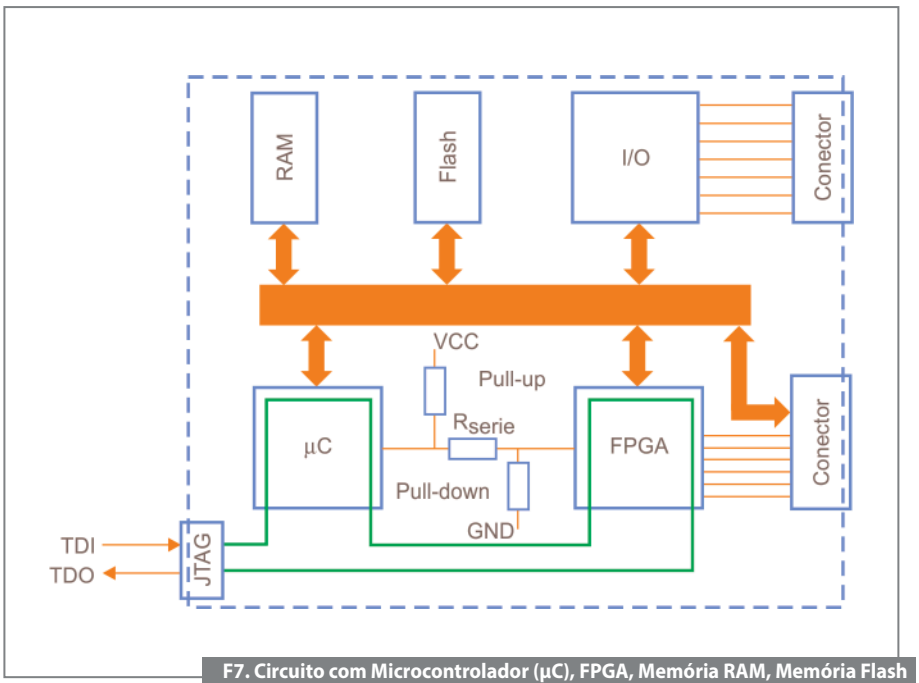
Na **figura 7** vemos um circuito que consiste em um Microcontrolador, FPGA, Memória RAM, Memória Flash e alguns I/O.

Apenas o Micro e o FPGA são Bscan Compliant. Para facilitar a visualização, a cadeia de Bscan está simbolicamente ilustrada com uma linha verde interligando os dois componentes. A cadeia Bscan tem acesso direto aos pinos do Micro e do FPGA, também tem acesso a todo o barramento que contém o endereçamento e linhas de controle. Utilizando a interface JTAG conseguimos então acessar diretamente as interconexões, por exemplo, a Memória RAM.

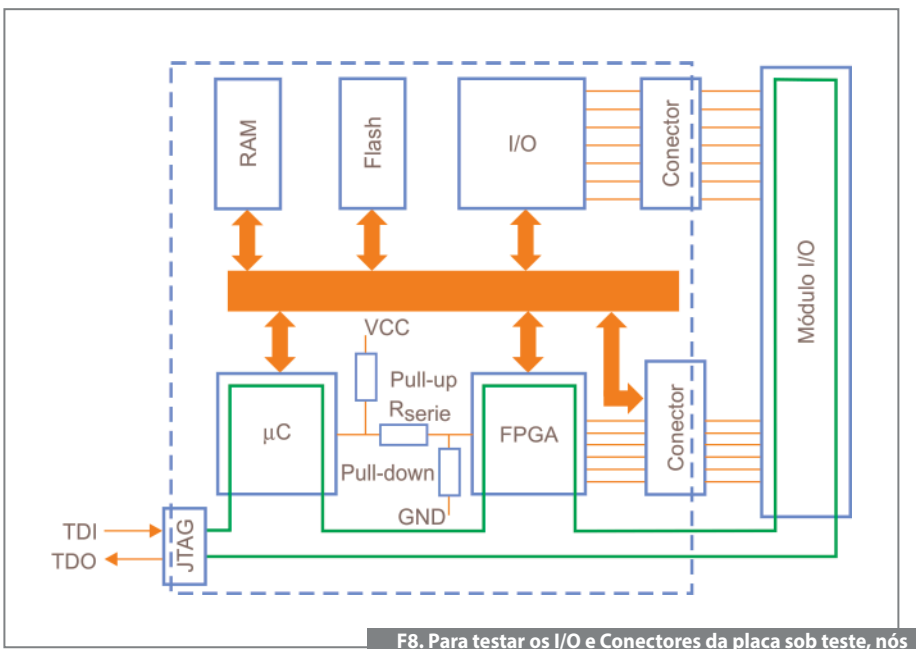
Para testarmos se a Memória RAM está corretamente conectada, alguns padrões de teste especiais são deslocados para dentro do BSR através da interface JTAG. Esses padrões consistem em endereçamento, dado e bits de controle. Através da escolha apropriada de padrões de teste, podemos escrever um dado e ler de volta. Baseado nesse resultado é possível determinar se todos os pinos de uma memória estão conectados apropriadamente e no caso de uma falha, diagnosticar qual dos pinos apresenta algum problema. Da mesma maneira, também é possível programar uma memória Flash. O dado que pode ser programado dentro da flash é integrado aos padrões de teste que são deslocados para dentro do BSR.

Para o teste dos I/O e conectores desse exemplo utilizaremos um modelo Externo compatível com Bscan com um grande número de pinos I/O. Esses pinos serão conectados aos conectores da placa sob teste. Os BSR do módulo I/O Externo estarão conectados em série com a cadeia de Bscan da placa. Veja a **figura 8.**

Dessa maneira, via Bscan temos acesso aos conectores e I/Os da placa e esses agora podem ser incluídos no teste. Após ter testado a placa para assegurar qualquer problema advindo de falha na fabricação, a interface JTAG pode ser usada para programar a memória flash interna ao Microcontrolador ou para configurar a FPGA.



F7. Circuito com Microcontrolador (µC), FPGA, Memória RAM, Memória Flash e alguns I/O. Apenas o Microcontrolador e o FPGA são Bscan (Compliant).



F8. Para testar os I/O e Conectores da placa sob teste, nós podemos usar um Módulo I/O externo com recursos Bscan.

Conclusão

O Uso do Boundary Scan (Bscan) é eminente, seja para teste de placas com dificuldade de acesso ou para programação *on board*. Bscan também pode ser utilizado em conjunto com componentes que não sejam Bscan. Uma vez que mais e mais projetos já utilizam componentes Compliant com Bscan, o número de pontos de teste pode ser reduzido drasticamente. Com isso e a opção de integrar o Bscan com outras estratégias de teste (ex: In-circuit), o custo dos sistemas de teste pode ser reduzido e os *fixtures* de teste podem ser simplificados. Graças à capacidade de diagnóstico precisa, um problema pode ser encontrado mais rapidamente. Cada vez mais o número de empresas que utiliza o Bscan em suas linhas de produtos vem aumentando, atestando o grande valor agregado que essa solução pode oferecer.

Escolhendo o Melhor Multímetro

Neste artigo mostraremos como fazer a melhor escolha de um multímetro para a atividade profissional, com especial enfoque para o item segurança.

Newton C. Braga

Apesar de existirem instrumentos sofisticados, sistemas de aquisição de dados que levam as medidas sensoreadas em diversos pontos de uma planta a um controle central informatizado, o multímetro ainda é o principal instrumento de todo o profissional de instalação e manutenção.

Conforme já vimos anteriormente, os multímetros digitais são classificados em quatro categorias que possuem características específicas que os tornam ideais para determinados tipos de trabalho. Essas categorias são determinadas pelo padrão IEC 1010, adotado internacionalmente, visando justamente levar em conta os perigos em potencial que podem estar presentes em um ambiente onde uma medida elétrica deva ser feita.

Assim, antes de escolher um multímetro para a atividade em que o leitor está envolvido profissionalmente, será muito importante observar o que estes padrões dizem para ver se aquele tipo de multímetro que está sendo analisado em um catálogo está de acordo com as exigências desse padrão.

Sua segurança é muito importante neste caso, bem como a de qualquer pessoa que vá usar um instrumento em um trabalho de medida.

As Aplicações

Para saber que tipo de multímetro devemos escolher para uma atividade, será conveniente analisar as indicações de cada categoria e ver se elas se enquadram naquilo que temos em mente.

Categoria I

Esta categoria de instrumento se refere aos tipos que são usados na análise de equipamentos eletrônicos em geral. São os equipamentos que apresentam as seguintes características básicas:

- São equipamentos protegidos, ligados a circuitos nos quais as medidas são realizadas dentro de transientes bastante limitados, e normalmente de baixo nível.
- Se for um equipamento de alta tensão, ela é derivada de um transformador com um enrolamento de alta resistência como, por exemplo, no setor de alta tensão de um monitor de vídeo, de uma copiadora ou de um televisor.

Categoria II

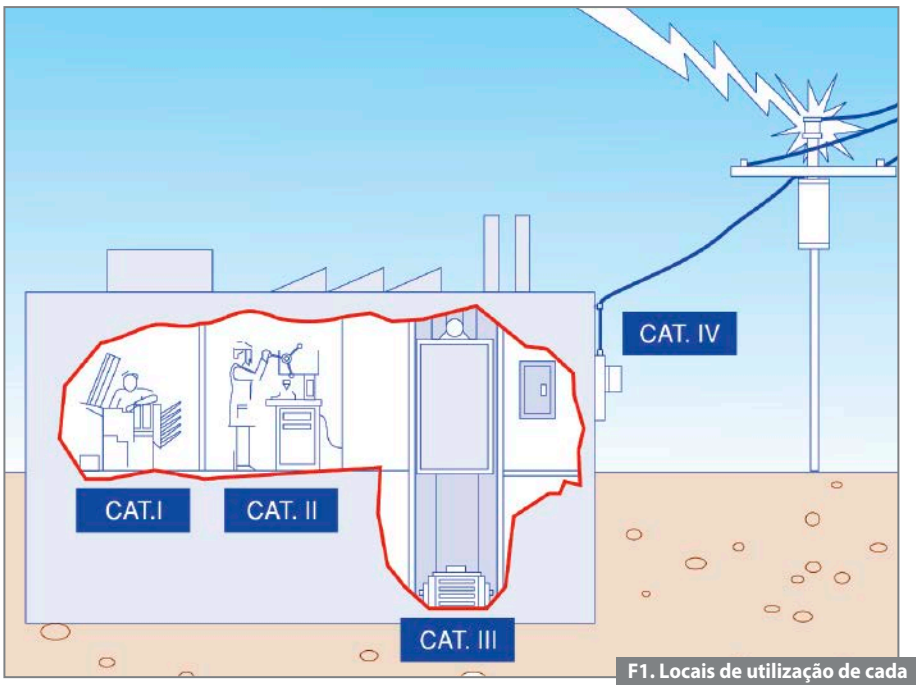
Esta categoria de multímetro destina-se a trabalhos de medida na rede de energia monofásica como as de tomadas de energia de instalações elétricas comerciais, domiciliares e de escritórios. Basicamente, os multímetros desta categoria são usados nas medidas de tensões em:

- Equipamentos de uso doméstico, ferramentas portáteis e outros equipamentos semelhantes.
- Tomadas de energia e circuitos alimentados pela rede doméstica monofásica.
- Tomadas ou pontos de conexão que estejam a mais de 10 metros de uma fonte CAT III, ou a mais de 20 metros de uma fonte CAT IV

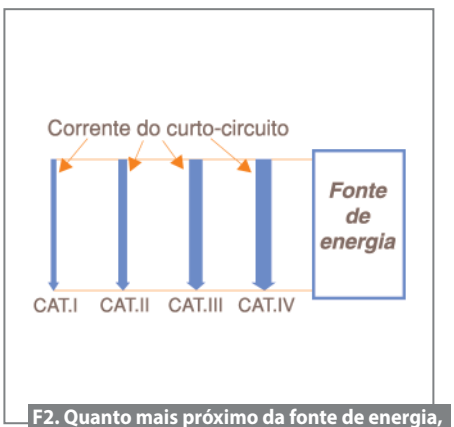
Categoria III

Estes multímetros se destinam à análise de circuitos alimentados por uma rede trifásica e medidas diretamente neste tipo de rede. Também são usados no estudo de sistemas de iluminação comercial. Usualmente, são empregados nos trabalhos com os seguintes tipos de instalações:

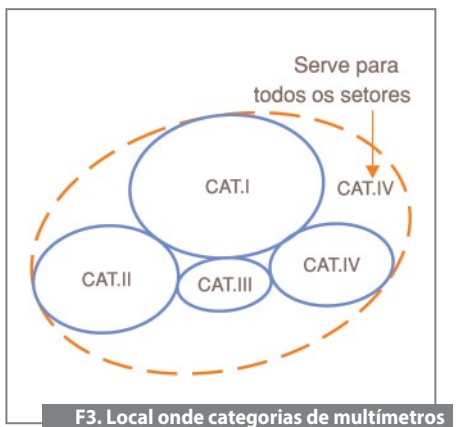
- Equipamentos em instalações fixas como, por exemplo, motores multifásicos.
- Barramentos e sistemas de alimentação em instalações industriais.
- Circuitos de painéis de distribuição.



F1. Locais de utilização de cada categoria de multímetro.



F2. Quanto mais próximo da fonte de energia, mais alta deve ser a categoria do multímetro.



F3. Local onde categorias de multímetros poderiam ser usadas em diferentes setores.

- Sistemas de iluminação em grandes construções.
- Tomadas de alimentação de equipamentos que estejam perto da entrada de distribuição.

Categoria IV

Esta categoria de multímetro é utilizada na análise de redes trifásicas e redes aéreas externas. Normalmente, empregamos os multímetros desta categoria nos seguintes casos:

- Instalações de origem, como as que alimentam o setor de baixa tensão de uma fábrica.
- Medidores de energia elétrica e protetores primários de sobrecorrente.
- Instalações fora da entrada de alimentação, do ponto de captação ao medidor.
- Instalações aéreas e subterrâneas de alimentação de energia primária.

Na **figura 1** ilustramos de forma simplificada onde os multímetros de cada categoria são usados.

A Escolha, na Prática

Não basta dizer que uma determinada categoria de multímetro tem características apropriadas para determinado tipo de medida. O leitor que deseja adquirir um multímetro para seu trabalho precisa saber mais. Em função do que vimos, podemos dar algumas regras básicas para a escolha, baseadas numa interessante documentação da Fluke:

- A regra geral para escolher um multímetro para seu trabalho é de que, quanto mais próximo você estiver da fonte de energia elétrica que alimenta o local em que você está, mais alta é a categoria do multímetro que você deve usar, pois maior é o risco de que transientes causem problemas.
- Leve em conta também que, quanto maior for a intensidade de corrente de um curto-circuito no local que você trabalha, maior deve ser a categoria do multímetro usado.
- Uma outra forma de dizer a mesma coisa dos itens anteriores é a seguinte: quanto maior for a impedância da fonte de energia que alimenta seu local de trabalho, mais baixa pode ser a categoria do multímetro que você usa. Uma impedância mais alta, amortece transientes.
- Os TVSS (*Transient Voltage Surge Supressors* ou Supressores de Tensões Transientes e Surtos) também podem servir de referência para a escolha de um multímetro. Se numa dada instalação você usa TVSS de maior capacidade, o multímetro utilizado na sua análise também deve ser de categoria superior.

A **figura 2** mostra tudo isto de forma simplificada.

Circuitos de Categorias Múltiplas

Na prática, entretanto, o profissional da eletrônica e eletricidade não irá trabalhar em medidas em um circuito que se enquadre numa única categoria. O mesmo local de trabalho pode ter pontos que exijam multímetros de diferentes categorias. O que fazer?

A recomendação é que o profissional analise o seu ambiente de trabalho, verificando os diversos setores em que multímetros de categorias diferentes são usados. Por exemplo, no seu ambiente pode haver um setor em que um multímetro CAT II satisfaz, mas existe outro ambiente, onde trabalhos eventuais exigem um multímetro CAT IV.

A escolha do tipo a adquirir deverá recair pelo de maior categoria que vai ser exigido no seu trabalho específico, no caso o CAT IV. Um multímetro CAT IV serve para realizar trabalhos onde um CAT II é exigido, mas não pode ser usado um CAT II onde um CAT IV é recomendado.

Na **figura 3** apresentamos um exemplo de local em que diversas categorias de multímetros seriam usadas em setores diferentes, mas com um único da categoria mais alta podemos trabalhar em todos os setores.

As Especificações de Tensão

Ao escolher um multímetro de uma determinada categoria é preciso, ainda, estar atento às especificações de tensão. Um multímetro de qualquer categoria pode ter uma especificação de tensão de 600 V ou 1000 V para a tensão de trabalho (DC ou AC RMS em relação à terra). Entretanto, nem sempre um multímetro de 1000 V é melhor do que um de 600 V.

Assim, dentro de uma mesma categoria, um multímetro com uma tensão de trabalho (*working voltage*) maior está associado a uma capacidade de responder a transientes mais altos. Por exemplo, um multímetro CAT III – 600 V é testado com transientes de 6 000 V enquanto que um multímetro CAT III – 1000 V é testado com transientes de 8 000 V.

Pela **tabela 1,** a seguir, podemos avaliar melhor o que ocorre:



F4. Selos de identificação de certificação de multímetros profissionais.

Observe que existe uma diferença entre os transientes de 6 000 V para o CAT III de 600 V e os de 6000 V para o CAT II de 1000 V. Ela está na impedância da fonte usada no teste. Uma fonte de 2 ohms drena 6 vezes mais corrente que uma fonte de 12 ohms. Isso significa que o CAT III de 600 V tem uma proteção contra transientes superior ao CAT II de 1000 V, mesmo sendo este segundo especificado para uma tensão maior.

Creepage e Clearance

Existem, ainda, dois termos técnicos usados nas especificações dos multímetros que devem ser analisados. Mantemos estes termos na forma em inglês, uma vez que é assim que eles aparecem nos manuais de especificações. Entende-se por "creepagem" a distância média entre os componentes numa superfície, enquanto que "clearance" indica a separação entre dois pontos no ar. Quanto maior for a categoria de um multímetro, maior será a separação entre os componentes exigida para se evitar arcos e problemas semelhantes. Assim, as especificações de "*creepage e clearance*" devem ser consideradas.

Garantindo a Qualidade

Os multímetros de boa procedência devem passar por testes que garantam que eles estejam dentro das especificações do padrão IEC 1010.

Existem diversas organizações de testes, independentes, que certificam os multímetros, nos quais então são colocados selos de identificação como os ilustrados na **figura 4.**

Um selo importante é o CE que indica que o produto está em conformidade com os padrões europeus (*Conformité Européene*) que, entretanto, são um pouco diferentes padrões internacionais, inclusive o IEC 1010. Essa marca, portanto, não indica que o multímetro passou por um teste em um laboratório de certificação, uma vez que ela pode ser agregada pela própria iniciativa do fabricante.

Categoria	Tensão de Trabalho (DC ou AC rms para a terra)	Pico do pulso de transiente (20 repetições)	Fonte de Teste (ohms = V/A)
CAT I	600 V	2 500 V	30 ohms
CAT I	1000 V	4 000 V	30 ohms
CAT II	600 V	4 000 V	12 ohms
CAT II	1 000 V	6 000 V	12 ohms
CAT III	600 V	6 000 V	2 ohms
CAT III	1 000 V	8 000 V	2 ohms
CAT IV	600 V	8 000 V	2 ohms

T1. Critérios de escolha da categoria de um multímetro.

Necessita de Potência? Pense GlobTek!

- Fontes de Alimentação CA/CC
- Baterias e Carregadores
- Fontes para a Indústria e TI
- Fontes para Área Médica



Oferecendo soluções inovadoras de energia há mais de 28 anos





Ligue para 11 3624-0900 e fale com um de nossos engenheiros sobre as suas necessidades, ou visite **www.globtek.com** para obter mais informações.

Registros: 10001891 ISO 9001:2008

GlobTek, Inc.
"your power partner"

www.globtek.com

Ponta de Prova de RF para Multímetro

Como o técnico ou engenheiro poderá detectar a radiofrequência em campo e até estimar o seu valor de forma rápida e sem instrumentos de alto custo? Isso é o que mostraremos neste artigo, ou seja, um circuito prático que poderá transformar o multímetro em um eficaz detector de RF.

Alexandre Capelli

Qual a razão de medir ou detectar a RF em campo?

Basicamente, para diferenciar uma falha de um defeito. Muitas vezes, confundir estes dois conceitos atrapalha a solução de problemas.

Defeito significa a "quebra" (ou "queima") de determinado componente em um equipamento ou sistema. Geralmente, isso acarreta um comprometimento do seu funcionamento normal ou até sua parada total.

A falha causa os mesmos efeitos, no entanto, a diferença é que ela pode ocorrer sem que nenhum componente esteja danificado.

Vamos a um exemplo prático: Imagine que seu carro está com o motor funcionando de modo anormal: sem potência, "engasgando", ou outra coisa do gênero. Após a análise do mecânico, chegou-se à conclusão que o problema é uma vela de ignição danificada. Uma vez trocada, ele voltou a funcionar normalmente. Isto é um defeito, pois havia um componente quebrado.

Agora vamos a uma segunda situação, que apresenta os mesmos sintomas da primeira, porém, constata-se que a causa é o combustível adulterado. Neste caso, temos uma falha, visto que todos os componentes do carro estão íntegros e, mesmo assim, ele não funciona bem.

E o que tudo isto tem a ver com RF?

Quando nos deparamos com um problema técnico, seja na indústria ou em equipamentos de consumo, a primeira análise que devemos fazer é se o problema está sendo gerado através de um defeito ou de uma falha que pode estar no ambiente externo a ele (por exemplo: qualidade da energia elétrica, EMI etc.).

A RF, portanto, pode tornar-se uma das causas da falha, na forma de EMI (Interferência Eletromagnética).

A EMI (*Eletromagnetic Interference*) pode ser gerada por fenômenos naturais (descargas atmosféricas, descargas eletrostáticas etc.), ou artificiais (chaveamento de cargas indutivas em alta frequência, transmissões em RF etc.).

O fato é que, uma vez presente, ela pode causar o mau funcionamento de equipamentos eletrônicos, principalmente nos de alta escala de integração (PCs, CNCs, CLPs, equipamentos de TI etc.).

De que forma isto ocorre?

A EMI pode adentrar em um circuito de duas maneiras: conduzida ou irradiada. Tanto uma como outra transforma-se em um ruído elétrico dentro do circuito afetado. Cuidado, entretanto, para outro conceito: A EMI pode gerar "ruído elétrico" em um equipamento, mas nem todo ruído elétrico é EMI.

Caso ela seja conduzida, seu meio de transporte é, geralmente, o próprio cabo de alimentação CA. Aliás, situação muito comum em ambientes fabris. Se ela for irradiada, como o próprio nome sugere, ela propaga-se pelo ar.

Uma vez que essa onda eletromagnética encontra o circuito, as trilhas da PCI, terminais dos componentes, fios, e outras coisas mais transformam-se em "antenas". Ora, qual a função de uma antena?

Isso mesmo, converter ondas eletromagnéticas em tensão, que neste caso, é totalmente indesejada.

Desejada ou não, o fato é que a tensão aparece na forma de ruído, e segue a fórmula da Lei de Lenz, onde:

$$e = -L\frac{di}{dt}$$

A unidade de medida do campo elétrico é V/m, e do campo magnético A/m. A EMI pode ser medida em V/m ou dB, segundo a fórmula:

$$A = 20\log\frac{Vsaída}{Ventrada}[dB]$$

Por exemplo:

$10\ mV/m = 10^4\ \mu V/m = 20\ log\ 10^4 = 80\ dB$

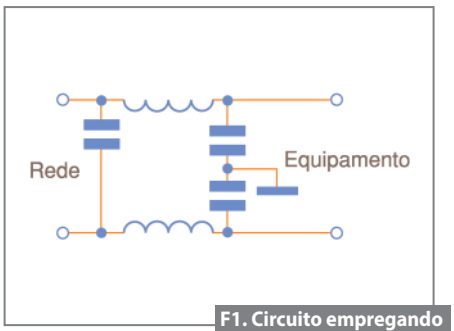
Resumindo, a radiofrequência, dependendo do seu espectro, pode tornar-se uma interferência, que, por sua vez, gera um ruído elétrico e, consequentemente, uma falha.

Este fenômeno ocorre em todos os ambientes, entretanto, é na indústria que ele é mais agressivo devido ao alto índice de chaveamento de cargas não lineares (motores elétricos) em alta frequência (acionamento AC e CC), entre outros fatores.

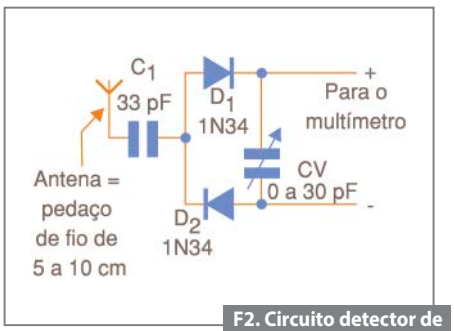
Há várias técnicas para evitar os efeitos da EMI. Quando ela é conduzida, podemos empregar filtros de linha (**figura 1**). Quando irradiada, blindagens e aterramento (Gaiola de Faraday).

A utilização de ambas as técnicas é comum, pois a interferência pode propagar-se pelos dois modos simultaneamente (parte conduzida, parte irradiada).

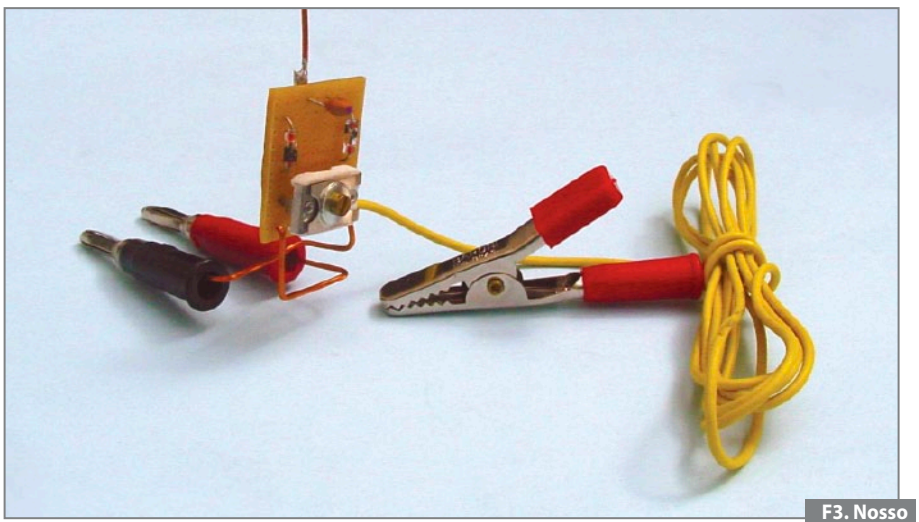
Claro que essas soluções são apenas algumas das dezenas de tantas outras (cuidados na confecção da PCI, utilização de ferrites, aterramento elétrico etc.).



F1. Circuito empregando filtros de linha.



F2. Circuito detector de RF em onda completa.


F3. Nosso protótipo.


F4. O protótipo instalado em um multímetro modelo 38 XR, da Metermann.

O Detector de RF

A interferência eletromagnética ocorre com mais intensidade no espectro de frequências de VHF (30 a 300 MHz).

O circuito da **figura 2** mostra um detector de RF em onda completa. Os diodos são de germânio (1N34), e o capacitor variável deve ser ajustado de modo a apresentar cerca de 20 pF. Isto pode ser conseguido de maneira a deixar o parafuso de ajuste no meio entre totalmente aberto e fechado, aproximadamente. De qualquer forma, este ajuste não é crítico.

Na saída do circuito teremos uma tensão CC proporcional à intensidade do campo eletromagnético (RF). Para que o circuito funcione bem, dois aspectos devem ser observados: o ponto indicado como terra deve ser aterrado de fato. Em uma máquina, a própria estrutura metálica, geralmente, está aterrada. Em um circuito pequeno, o negativo da alimen-

tação pode exercer esse papel. O segundo aspecto é a qualidade do multímetro. Preferencialmente, ele deve ser do tipo TRUE RMS, uma vez que não sabemos qual é a forma de onda do sinal interferente.

A **figura 3** ilustra o protótipo construído pelo nosso departamento técnico. Já na **figura 4** ele está instalado em um multímetro modelo 38 XR, da Metermann.

Fizemos um pequeno teste com um motor CC próximo a 30 cm do dispositivo, e obtivemos, conforme a **figura 5**, cerca de 150 mV. Claro que a intensidade do valor é inversamente proporcional à distância.

Limites

Veja agora os limites para evitar falhas, interferências e outros problemas inconvenientes.

Mas, afinal, qual valor é crítico?

Depende do ambiente. Temos a seguir a **tabela 1** que mostra o valor da EMI e sua severidade.

Como um sinal de apenas 10 mV/m pode ser tão maléfico?

O sinal, quando dentro do circuito afetado, é amplificado pelas antenas parasitas (trilhas da PCI, *loop* de fios etc.) e pelos próprios semicondutores (amplificadores operacionais, transistores etc.). Portanto, 10 "singelos" milivolts externos podem tornar-se 5 volts internos.

Como posso eliminar a EMI?

De várias formas, mas o assunto é bastante vasto. Vamos fazer apenas um breve resumo:

Em instalações elétricas:

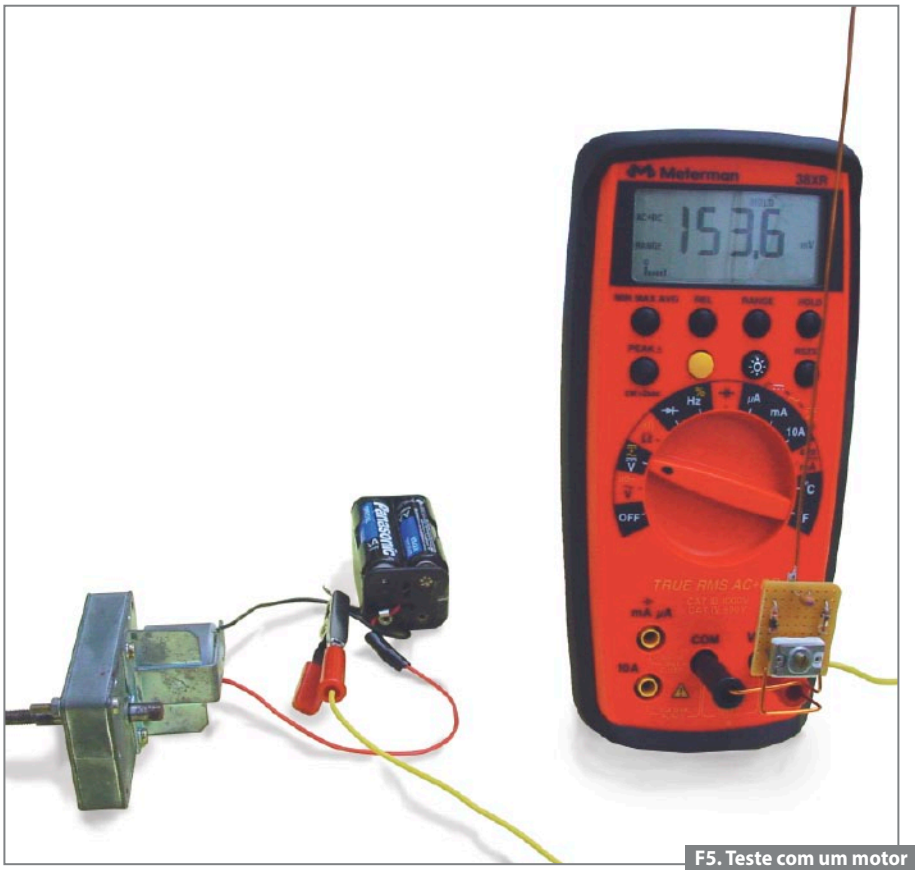
- Aterrar toda e qualquer parte metálica dos painéis;
- Aterrar os reatores de lâmpadas fluorescentes;
- Prover um bom aterramento elétrico (segundo a NBR 5410).

Nos equipamentos eletrônicos:

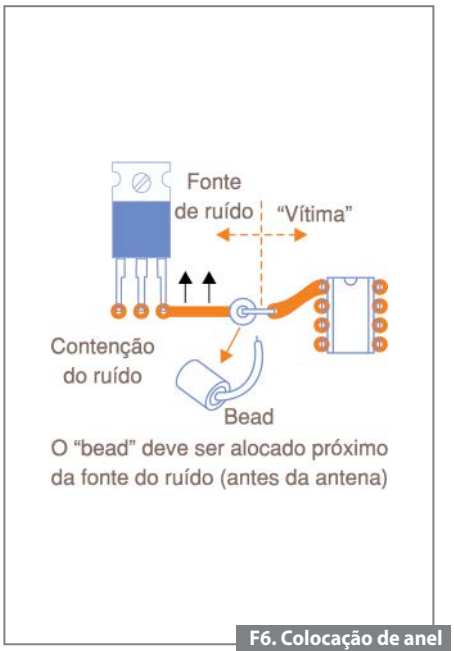
- Utilizar filtros de linha;
- Utilizar núcleos toroidais de ferrite na entrada de energia de circuitos que possuam chaveamento (inversores de frequência e fontes chaveadas);
- Usar, sempre que possível, cabos blindados;
- Alocar os circuitos transmissores de EMI em gabinetes metálicos aterrados (Gaiola de Faraday);
- Usar circuitos *snubbers* em semicondutores de chaveamento de cargas indutivas.

Na PCI:

- Evitar curvas pontiagudas na mudança de direção das trilhas. Se possível, arredondá-las;
- Utilizar anéis de ferrite (*beads*), veja **figura 6**.



F5. Teste com um motor CC próximo.



F6. Colocação de anel de ferrite (bead).

Conclusão

Esta pequena ideia prática pode ser muito útil para o técnico de campo. Antes de começar a trocar placas para tentar sanar um "defeito", certifique-se se, na verdade, ele não é uma "falha" e, quem sabe, gerada por RF.

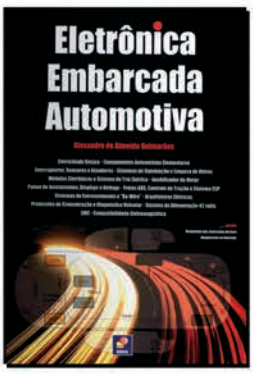
EMI	Severidade
Até 100 µV/m	Pequena, e com pouca possibilidade de interferir significativamente.
Até 1 mV/m	Média, podendo causar falhas esporádicas.
Até 10 mV/m	Grande EMI, há necessidade de sistemas de proteção nos circuitos expostos.
Acima de 10 mV/m	EMI muito intensa, há necessidade de modificar as instalações, tomando medidas para evitar a emissão dos geradores da interferência, e dos receptores ("vítimas").

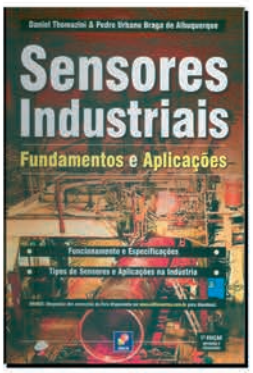
T1. Valor da EMI e sua severidade.

novasaber
www.novasaber.com.br

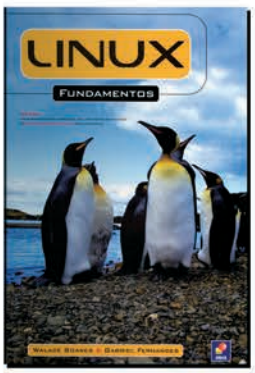
Sua loja de livros técnicos na internet

Promoções especiais e brindes

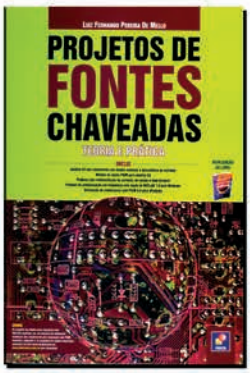




















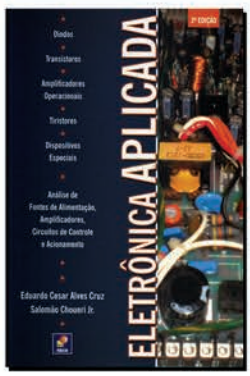




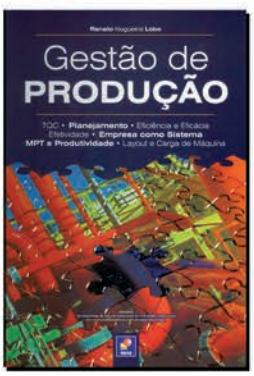




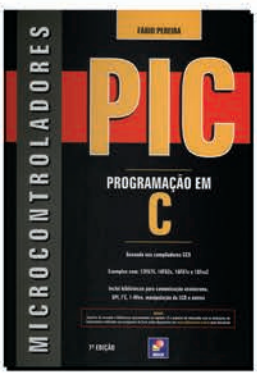


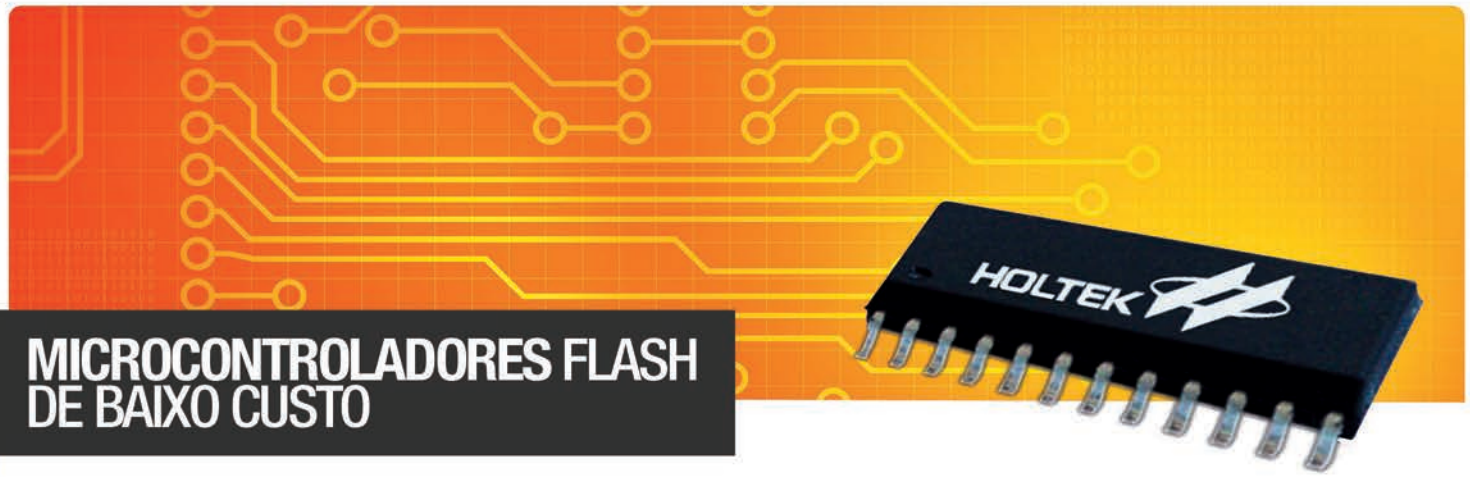












MICROCONTROLADORES FLASH DE BAIXO CUSTO

HOLTEK LANÇA NOVA SÉRIE HT66Fxx - HT68Fxx

Microcontroladores Enhanced I/O e A/D Flash 8-Bit

CARACTERÍSTICAS:

- Arquitetura RISC – Ótimo Desempenho;
- Memória de Programa Flash de 1 Kbyte a 12 Kbytes;
- Memória de Dados RAM de 64 bytes a 576 bytes;
- EEPROM de 32 bytes a 256 bytes;
- Disponibilidade de 18 a 50 portas I/Os;
- Encapsulamentos disponíveis: 16DIP/NSOP/SSOP, 20DIP/SOP/SSOP, 24SKDIP/SOP/SSOP, 28SKDIP/SOP/SSOP, 44QFP, 40/48QFN;
- Interface SPI/I^2C, UART, USB
- A/D de 12 bit para HT66Fxx
- Excelente para aplicações em áreas de eletroeletrônicos, segurança, automação industrial, automotiva, produtos de consumo, etc.

HOLTEK

ANYTEK conectores

FORDATA FOR DATA DISPLAY

módulos RF WENSHING

GlobalSat Wired by Wireless

APLUS CI reprodutor de sons

FAGOR

SIMCom A company of SIM Tech

Visite o site da Holtek e conheça toda linha:

www.holtek.com

NOVOS FONE E FAX

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

Cika Eletrônica

Seu Distribuidor de Componentes Eletrônicos

vendas@cikaeletronica.com

www.cikaeletronica.com