Ano 47 Nº 456 - 2011
Europa € 3,90
Brasil R$14,90

www.sabereletronica.com.br

SABER ELETRÔNICA

http://twitter.com/editora_saber

Industrial

Sensores Magnéticos para Controles de Motores



Curso de Osciloscópio
parte 1

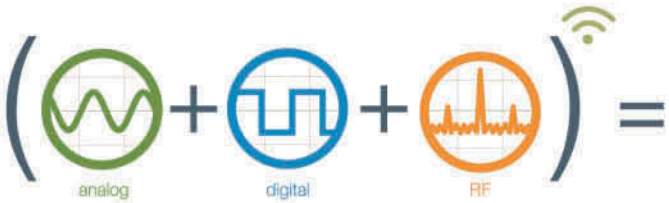
Minicurso LabView
parte 6

Ferrites: Uso na Supressão de EMI

CPL XILINX: Expansor de Portas para Microcontroladores

Fieldbus: Acoplamentos Capacitivo e Indutivo

ISSN 0101-6717



O Primeiro Osciloscópio de Múltiplo Domínio com Análise de Espectro



MDO4000 Mixed Domain Oscilloscope

1 Domínio Tempo 2 Domínio Frequência

- 4 canais analógicos
  - 500 MHz e 1 GHz largura de banda
- 16 canais digitais
- 1 canal RF
  - 50 kHz–3 GHz e 50 kHz–6 GHz modelos de range de frequência
  - Ultra-wide largura de banda de até 3 GHz
  - Ferramentas de análise de RF exclusivas: marcadores, display espectrograma, linha RF vs. tempo, triggers avançados de RF
- Análise e trigger de bus de dados paralelos padrão
- Análise e trigger de bus de dados serial opcional
- Fabricado na mesma plataforma do já conhecido MSO4000B

O único osciloscópio 4 em 1
(osciloscópio + analisador de espectro + analisador lógico + analisador de protocolo)

Conheça a Série MDO4000 da Tektronix, o osciloscópio com análise de espectro revolucionário

Este é muito mais que um novo osciloscópio - vai transformar o método que você faz medidas. Capture e correlacione sinais analógicos, digitais e RF para uma visão completa do seu sistema. Veja os domínios do tempo e frequência numa única tela. Veja o espectro de RF em qualquer ponto do tempo e como ele se altera. Rapidamente e eficientemente resolva os mais complicados problemas de projeto—com um osciloscópio tão bem integrado com o seu projeto. Dois domínios. Um osciloscópio revolucionário. Apenas com a Tektronix.

Veja como nós transformamos o seu teste: Veja o osciloscópio em ação, analise a especificação e veja mais em www.tektronix.com/revolutionary.
Consulte-nos e saiba mais
Tel.: 11 3759-7643 / 8653

Tektronix®

© 2011 Tektronix, Inc. All rights reserved. Tektronix products are covered by U.S. and foreign patents, issued and pending. TEKTRONIX and the Tektronix logo are registered trademarks and LabVIEW SignalExpress is a trademark of National Instruments.

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
Elizabete Rossi

Revisão Técnica
Eutíquio Lopez

Colaboradores
Augusto Einsfeld,
César Cassiolato,
César Manieri,
Eutíquio Lopez,
Filipe Pereira,
Gilberto A. Jana Filho,
Luis F. Bernabe,
Newton C. Braga,
Ronei Rosseti

Designers
Carlos C. Tartaglioni,
Diego M. Gomes

Publicidade
Caroline Ferreira

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

Capa
Infineon (Divulgação)

Impressão
Parma Gráfica e Editora

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

ASSINATURAS

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

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

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

Associada da:

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

Indo até Minas


Hélio Fittipaldi

Rapidamente a tecnologia muda o ambiente em que vivemos e precisamos adequar nosso comportamento aos novos tempos. As nossas próprias revistas fomentam estas modificações e como todos, acabamos nos beneficiando, mas também, sofrendo as consequências que em algumas situações são perversas.

O mercado demora a entender que precisa anunciar para vender, manter a marca na mente dos clientes e manter as revistas funcionando para ligar o leitor e a empresa anunciante aos seus produtos.

Por outro lado as facilidades da tecnologia permite que inúmeros leitores disponibilizem nossas matérias gratuitamente sem nossa autorização. Desde o final de 2005 até novembro de 2011, devido ao fácil acesso aos PCs, nossa circulação aumentou inúmeras vezes chegando a mais de 130 mil leitores diferentes em um único mês. Se o nosso conteúdo é tão relevante para o conhecimento de tantas pessoas, solicitamos àquelas que tem condições, que façam uma assinatura do portal Saber Eletrônica de quarenta e oito Reais (sete anos de revistas), para nos ajudar a implantar este novo modelo de negócio, onde a cada dia que passa a tendência do preço é baixar mais.

Solicitamos também aos anunciantes que apliquem suas verbas mesmo que pequenas, em ações concentradas que podem comprovar o retorno e que o custo/benefício seja vantajoso. Considerem anunciar conosco que bons resultados traremos para suas empresas, assim como estamos fazendo para as que nos prestigiam hoje, anunciando. Agradecemos a todos que puderem colaborar nos ajudando.

Nossa reportagem se deslocou para o sul de Minas Gerais, na cidade de Santa Rita do Sapucaí para entregar o kit do carro da Freescale Cup 2011. O ganhador foi o desenvolvedor de projetos Sílvio Ramalho quem recebeu o prêmio das mãos do editor Hélio Fittipaldi. Ramalho é sócio da empresa GT Gestão e Tecnologia. Empresa incubada pela Prointec incubadora municipal de Santa Rita do Sapucaí a cidade que se autodenomina há mais de 20 anos como o "Vale da Eletrônica". Inúmeras empresas da área eletrônica estão instaladas na cidade que contou com incentivos fiscais para facilitar o seu estabelecimento e realmente podemos constatar que após tantos anos o projeto é uma realidade que vem se consolidando.

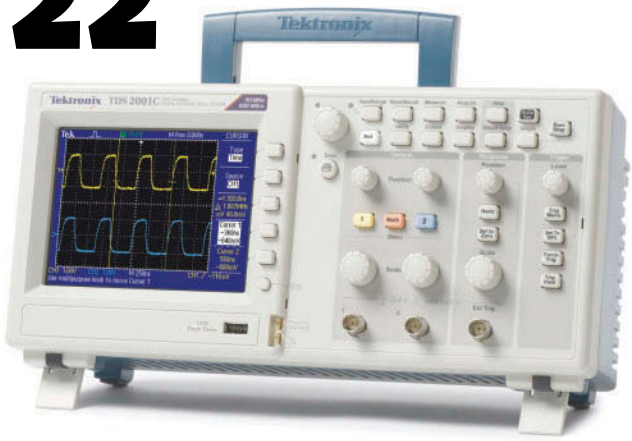
Submissões de Artigos
Artigos de nossos leitores, parceiros e especialistas do setor serão bem-vindos em nossa revista. Vamos analisar cada apresentação e determinar a sua aptidão para a publicação na Revista Saber Eletrônica. Iremos trabalhar com afinco em cada etapa do processo de submissão para assegurar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

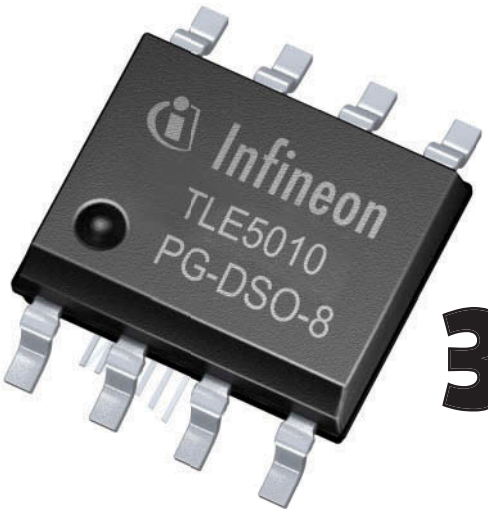
Atendimento ao Leitor: atendimento@sabereletronica.com.br

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

índice

22





36



57

Projetos

12 Expansor de portas para microcontroladores, utilizando a tecnologia CPLD XILIN

Desenvolvimento

16 Comparação de desempenho das pontas de prova de banda larga

Instrumentação

22 Curso sobre o osciloscópio

30 Minicurso LabVIEW: Aprenda Fazendo - Parte 6

Sensores

36 Realimentação de posição para controle de motores usando sensores magnéticos

Eletrônica Aplicada

42 Instalações Fieldbus: Acoplamentos Capacitivo e Indutivo

48 Uso de Ferrites na supressão de EMI

54 Otimizando o quadro de comando com relés programáveis

Eletrônica Digital

58 Fórmulas e informações úteis da aritmética binária

Editorial 03

Acontece 06

Índice de anunciantes

Samtec 05
Metaltex 07
Keystone 09
Nova Saber 11
Mosaico 27
Nova Saber 29
Cika 35
Patola 65
Tato 65
Tektronix ..... Capa 2
National ..... Capa 3
Infineon ..... Capa 4

VARIEDADE.
VERSATILIDADE.
VELOCIDADE.

PRODUTO

- Ampla variedade de interconexões de placas com empilhamento
- Passo de 0,4 mm a 5,08 mm
- Perfil baixo (4 mm) a elevado (30 mm)
- Sistemas robustos
- Alimentação para a placa
- IDC, fiação discreta, circuitos flexíveis
- Alta velocidade e micro

CONNECTORS · MICRO · SIGNAL INTEGRITY · CUSTOMS · CABLES · PANEL & I/O · RUGGED

SUDDEN SERVICE®

ATENDIMENTO

WORLD DIRECT

- Remessas diretas para todo o mundo, 3-4 dias úteis até sua porta
- Os menores prazos de entrega da industria
- Liberação na alfândega pela Samtec America Latina
- Preços globais/amostras globais
- Todas as amostras enviadas em 24 horas
- Solutionator on-line de projeto/construção/ pedidos

SUDDEN samtec SAMPLE

SOLUTIONATOR®
DESIGN IN A MINUTE • SHIP IN A WEEK



www.samtec.com

SAMTEC AMERICA LATINA COMERCIO EXTERIOR LTDA
Rua Alagoas Nr 1460 • Sala 805 • Bairro Savassi • 30130-160 Belo Horizonte / MG • Brasil
Tel: +55 31 3786 3227 • Fax: +55 31 3786 3229 • E-mail: brazilsales@samtec.com

Texas Instruments oferece integração analógica nos novos microcontroladores Stellaris® ARM® Cortex™-M4F

Os primeiros MCUs Cortex-M de 65 nm já estão disponíveis, proporcionando base em um sólido cronograma de lançamentos Stellaris que oferece potência ainda mais baixa e níveis superiores de performance

Para continuar a oferecer aos desenvolvedores líderes de mercado soluções de processamento integradas baseadas em ARM, a Texas Instruments Incorporated (NYSE: TXN) anunciou recentemente a nova geração de microcontroladores Stellaris® Cortex™-M4F de baixa potência e ponto flutuante. Todos os novos microcontroladores LM4Fx Stellaris oferecem ponto flutuante de alto desempenho e o melhor da categoria em baixo consumo de energia para lidar com a portabilidade e a baixa disponibilidade de energia. Os desenvolvedores também podem escolher entre uma variedade de opções de analógicos, memórias e conectividade para satisfazer os parâmetros de projeto ao longo de uma ampla gama de aplicações, como automação industrial, controle de movimento, saúde, boa forma e muito mais.

Os novos MCUs Stellaris são os primeiros microcontroladores baseados em Cortex-M a serem construídos com tecnologia de 65 nanômetros (nm), abrindo caminho para velocidades mais rápidas, mais memória e potência ainda mais baixa. Para mais informações sobre os microcontroladores Stellaris Cortex-M4F, acesse **www.ti.com/cortexm4-pr-lp**.

Para facilitar o projeto e acelerar o tempo de entrada no mercado, o software livre StellarisWare® está disponível para *download* e não tem rivais na sua variedade e facilidade de uso. O software StellarisWare® inclui centenas de exemplos de bibliotecas de projetos, aplicações e periféricos e pilhas de código aberto. Para conservar memória flash, a Texas Instruments oferece também o software pré-carregado na ROM. Compatível com cinco IDEs populares, os *kits* de microcontroladores Stellaris permitem iniciar projetos em 10 minutos ou menos. Os desenvolvedores podem facilmente

Curtas

Volta ao mundo

A Semikron, empresa alemã de semicondutores, acaba de participar de uma corrida mundial de emissão zero de carbono.

Em parceria com a Universidade do Sul da Austrália, a empresa forneceu a tecnologia Skai para o carro elétrico TREV, de código aberto.

Após 30 mil quilômetros percorridos em 16 diferentes países ao redor do mundo, o custo total da viagem ficou em inacreditáveis US$ 400 pela energia elétrica consumida.

Amplificador automotivo

A Texas lançou um amplificador operacional qualificado para sistemas automotivos, funcionando com alimentação assimétrica de 2,7 a 36 V.

Este componente oferece um desempenho de alta precisão a um custo de componentes de baixo consumo de energia.

Além do tradicional encapsulamento padrão da indústria, SOT-23, ele também será oferecido para aplicações qualificadas automotivas no encapsulamento SOT-553, que é 50% menor que os dispositivos disponíveis hoje, reduzindo a área de placa em módulos embarcados.

1º Parque Eólico da Petrobras

As usinas Potiguar, Cabugi, Juriti e Mangue Seco, que compõem o Parque Eólico de Mangue Seco, já estão operando comercialmente no Rio Grande do Norte.

Com investimento de R$ 424 milhões, o primeiro Parque Eólico da Petrobras entrou em operação comercial oito meses antes do compromisso assumido com a Aneel (Agência Nacional de Energia Elétrica).

escalonar os projetos e reutilizar o código ao longo de toda a plataforma de microcontroladores Stellaris Cortex-M (compatível em termos de código).

Recursos e benefícios da plataforma de MCUs Stellaris Cortex-M4F

Núcleo de ponto flutuante ARM Cortex-M4F operando em até 80 MHz para oferecer margem de desempenho para vários tipos de aplicações. Dois conversores analógico-digitais (ADCs) de 12 bits de alto desempenho e três comparadores compatíveis com aplicações de sinais mistos. Precisão de ADC de 12 bits é possível na taxa máxima de 1 MSPS sem nenhuma mediação de hardware, eliminando compensações de desempenho.

Microcontroladores Stellaris de baixa potência - com correntes de standby de até 1,6 µA - permitem duração maior da bateria e são compatíveis com fornecimento reduzido de energia. Opções de conectividade incluindo USB (host, dispositivo e On-The-Go), UARTs, I^2C, SSI/SPI e CAN para permitir comunicações. EEPROM integrada compatível com armazenamento em larga duração não volátil de interfaces de usuário, ou parâmetros de configuração para reduzir o custo de sistema. Complementada pelo extenso portfólio de produtos da Texas Instruments de gerenciamento de energia para otimizar a eficiência energética do sistema. Opções de até 256 KB de flash e 32 KB de SRAM para lidar com várias necessidades de aplicações. Compatibilidade de código permite que os projetistas escalonem projetos ao longo de mais de 220 microcontroladores Stellaris Cortex-M.

Preço e disponibilidade

Os novos microcontroladores Stellaris Cortex-M4F começam em US$ 1,53 em quantidades de 10 mil. O *kit* de avaliação EK-LM4F232 é vendido por US$ 149, e pode ser solicitado imediatamente em **www.ti.com/cortexm4-pr-es** com um tempo de espera de até 2 semanas.

twitter

@editora_saber

Samsung está à frente da Apple http://migre.me/60AYX #Samsung #Android #Apple #SaberEletronica

Texas Instruments conclui aquisição da National Semiconductors http://migre.me/5MKqV #TI #Texas #NationalSemiconductors

Novas aplicações para Robots Industriais http://migre.me/5HeZ1 #RobotIndustrial #RevistaSaber Eletronica

Saiba mais sobre Rastreabilidade de alimentos, proteção da marca, qualidade do código e conformidade: http://tinyurl.com/5uvmw3s

Fase de Sistemas de Alto-Falantes http://migre.me/60B9M #EletronicaTotal



Avnet Electronics Marketing e ARM inauguram a "Embedded Software Store"

A loja acelera a inovação de software para aplicações embarcadas"ARM System-on-Chips", permitindo aos usuários localizar em softwares facilmente disponíveis que suportam a arquitetura ARM.

O *site* oferece *downloads* de software a partir de uma ampla gama de parceiros que atuam no ARM Connected® comunitário e do ecossistema de parceiros da Avnet.

O número de parceiros deve crescer como o local que pretende consolidar um grande número de opções de software de alto valor, em um único domínio.

Usuários são encorajados a participar da comunidade *online* da loja para criar um forte ecossistema de suporte de software para a tecnologia ARM.

Visite em **www.embeddedsoftwaresstore.com**



Página da Embedded Software Store na internet.

Novos Sensores AFE Multicanais de 16 e 24 bits

A National Semiconductor Corp. lançou recentemente sete novos sensores analógicos front-end, multicanais, de 16 e 24 bits, que permitem aos projetistas de sistemas uma gama maior de escolhas de alta performance para opções de baixo custo que abrangem configurações de canal, fontes de corrente e resolução.

Os circuitos integrados LMP900XX, da National, fornecem facilidades para configurar a solução no caminho do sinal para o interfaceamento entre os sensores e os microcontroladores. Eles são direcionados para os sistemas de sensoriamento de precisão usados para monitorar e controlar temperatura, pressão, carga, movimento/posição, e tensão nas aplicações de medição e testes, médicas ou industriais.

Os CIS LMP900XX são compatíveis, pino a pino, com o LMP90100, lançado no início deste ano, e dessa forma expandem as ofertas de sensores analógicos AFE. Eles equipam um sistema de desenvolvimento top de bancada juntamente com a ferramenta de software "WEBENCH Sensor AFE Designer", permitindo que os engenheiros de projeto anexem um sensor, configurem um caminho de sinal, otimizem o projeto, e descarreguem os dados da configuração no sensor AFE para uma imediata prototipagem. Semanas ou meses de projeto são reduzidos a apenas alguns minutos, utilizando-se este sistema de desenvolvimento integrado da National.

Os projetistas de sistemas podem selecionar dentro da família de sensores AFE (LMP900XX) aqueles componentes que atendam às suas necessidades específicas de resolução, canal e fonte de corrente. A família LMP900XX contém um conversor analógico - digital "sigma - delta" de 16 ou 24 bits, com uma configuração de entrada programável que interfaceia até 4 entradas diferenciais ou 7 entradas comuns (*single-ended*) em qualquer combinação de entradas. A interface para o microcontrolador é fornecida por uma "standard SPI 4 - wire serial interface" com correção de erro para os dados CRC e sete portas I/O *general purpose*. Cada CI é garantido sobre uma faixa de temperatura entre –40 °C e +125 °C.

A calibração de fundo (*background*) dos CIs LMP900XX para todos os ganhos (1, 4, 8, 16, 32, 64 e 128) elimina o drift de ganho e o offset em relação ao tempo e à temperatura sem interferir no sinal medido. Cada canal é configurável independentemente para ganho e taxa de amostra, automática ou manualmente, com simples *scan* (varredura) dos canais selecionados.

Os sensores AFE, multicanais, de 24 bits - **LMP90099/98/97** proporcionam diversas configurações de canal, sendo fornecidos com (ou sem) fontes de corrente casadas:

O LMP90099 fornece resolução de 24 bits, 4 entradas diferenciais ou 7 comuns, e sem fontes de corrente; o LMP90098 tem resolução de 24 bits, 2 entradas diferenciais ou 4 comuns, e com 2 fontes de corrente casadas; o LMP90097 apresenta resolução de 24 bits, 2 entradas diferenciais e 4 comuns, e sem fontes de corrente.

Os sensores AFE, multicanais, de 16 bits **LMP90080/79/78/77** proporcionam diversas configurações de canais, sendo fornecidos com (ou sem) fontes de corrente casadas:

O LPM90080 fornece resolução de 16 bits, 4 entradas diferenciais e 7 entradas comuns, e com 2 fontes de corrente casadas; o LMP90079 tem resolução de 16 bits, 4 entradas diferenciais e 7 entradas comuns, e sem fontes de corrente; o LMP90078 possui resolução de 16 bits, 2 entradas diferenciais e 4 entradas comuns, e com 2 fontes de corrente casadas; o LMP90077 apresenta resolução de 16 bits, 2 entradas diferenciais e 4 entradas comuns, e sem fontes de corrente.

Para saber mais, acesse: **www.national.com/sensorAFE**.

Sensoriamento avançado de movimento tem novo impulso com o Módulo iNEMO MEMS, da ST

Dispositivo multissensor reúne seis graus de liberdade em 20 mm³

A STMicroelectronics, uma das principais fornecedoras de MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) para aplicações portáteis e de consumo, anunciou um novo e avançado módulo inercial iNEMO, que integra sensoriamento de três eixos de movimento linear e angular em um invólucro de 4 x 5 x 1 mm.

Combinando uma redução de quase metade do tamanho com relação aos dispositivos produzidos atualmente, com precisão de sensoriamento e estabilidade imbatíveis, o mais novo módulo multissensor da ST cria novas possibilidades para o reconhecimento de gestos e movimentos com alta precisão em telefones móveis, controles remotos de jogos, sistemas pessoais de navegação e outros dispositivos de consumo inteligentes. Totalmente compatível em termos de software com a mais recente geração de acelerômetros digitais de três eixos (LIS3DH) e giroscópios (L3GD20) da ST, o novo módulo iNEMO six-degrees-of-freedom (6DoF) facilita a melhoria dos projetos para os clientes que já usam os sensores de função única da ST, com benefícios de redução do tamanho e confiabilidade, graças à integração em um só encapsulamento.

A solução do módulo proporciona um alinhamento intrínseco preciso dos eixos de referência dos sensores, além do *design* avançado de sua estrutura mecânica de sensoriamento que assegura uma estabilidade térmica e mecânica incomparável.

O módulo multisensor LSM330DLC da ST combina fundos de escala selecionáveis pelo usuário, de aceleração de 2 a 16 g e de velocidade angular de 250 a 2500 dps, nos três eixos de movimento (*pitch*, *roll* *yaw*). Com relação às limitações de energia dos equipamentos portáteis operados com baterias, o módulo inclui modos power-down e sleep, e um bloco de memória FIFO (*first-in first-out*) embarcado para gerenciamento inteligente da energia. Além disso, pode operar em uma faixa de tensão de alimentação de 2,4 a 3,6 V.

O novo módulo inercial iNEMO 6DoF da ST é voltado para uma série de aplicações que incluem interfaces de usuário ativadas por movimento em telefones móveis, tablets e outros equipamentos de consumo inteligentes; navegação por cálculo (*dead-reckoning*) e *map-matching* em dispositivos pessoais de navegação; além de economia de energia inteligente e detecção de queda livre em equipamentos eletrônicos portáteis.

Chaves de alta performance para PCI

METALTEX desde 1958

SOLUÇÕES COMPACTAS PARA DIVERSAS APLICAÇÕES

Além de líder no segmento de componentes eletromecânicos, a Metaltex conta com os diferenciais:

- Ampla rede de distribuição
- Suporte da Engenharia de Aplicações

- Chaves de contato NA momentâneo com IP67
- Opções com 2 contatos reversíveis
- Disponíveis para montagem PTH ou SMD
- 3 opções de forças de operação (2 / 3,5 / 6,5N)
- Alta robustez e durabilidade - 10.000.000 de operações
- Opções que suportam até 100N por 10 segundos (anti-vandalismo)
- Disponíveis com diversas geometrias e cores, incluindo modelos transparentes

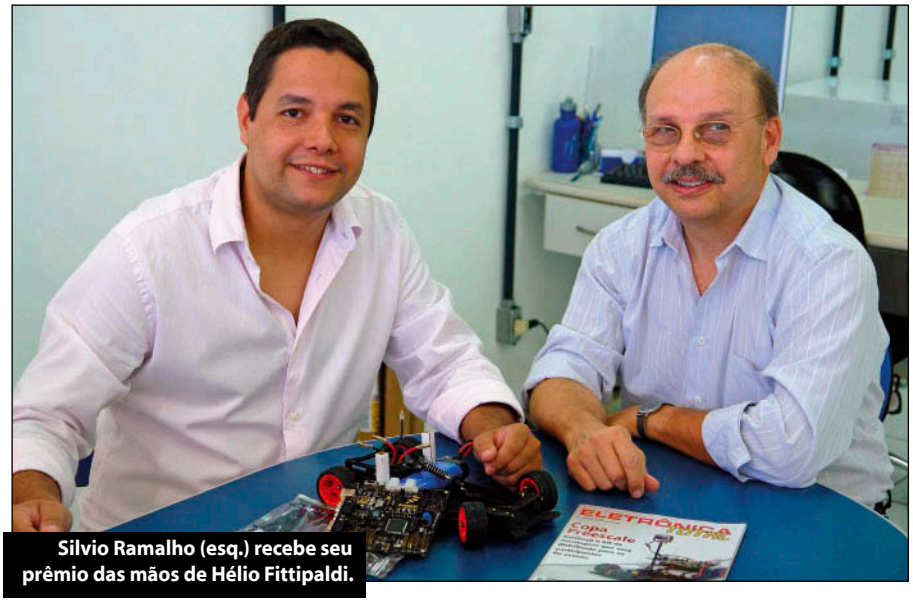


www.metaltex.com.br

SÃO PAULO: (11) 5683-5704
CAMPINAS: (19) 3741-3590
ESPIRITO SANTO: (27) 3533-1803
MINAS GERAIS: (31) 3384-9476
PARANÁ: (41) 3357-3370
PERNAMBUCO: (81) 3342-0235
RIO DE JANEIRO: (21) 3872-3227
RIO GRANDE DO SUL: (51) 3362-3652
SANTA CATARINA: (47) 3435-0439

Assinante do Portal Saber Eletrônica ganha o kit da Freescale Cup

Silvio Ramalho recebeu o prêmio das mãos de nosso editor



Silvio Ramalho (esq.) recebe seu prêmio das mãos de Hélio Fittipaldi.

Nossa equipe se deslocou até o sul de Minas Gerais, à cidade de Santa Rita do Sapucaí, onde encontrou o ganhador do kit da Freescale Cup 2011, o desenvolvedor de projetos Sílvio Ramalho, que recebeu o prêmio das mãos de nosso editor Hélio Fittipaldi.

Ramalho é sócio da empresa GT Gestão e Tecnologia, empresa incubada pela Prointec - incubadora municipal de Santa Rita do Sapucaí no Vale da Eletrônica. Inúmeras empresas da área eletrônica estão instaladas na cidade e contam com incentivos fiscais para facilitar o seu desenvolvimento.

Além dos incentivos, o determinante como atração das empresas que se mudaram para a cidade foi a farta mão de obra qualificada, formada por instituições como a Escola Técnica de Eletrônica Francisco Moreira da Costa (ETE "FMC") e o Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), que é pioneiro no ensino e na pesquisa especializada em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações no Brasil.

Hoje, além dessas graduações, o INATEL oferece ainda especialização em Engenharia de Redes e Sistemas de Telecomunicações, Engenharia Biomédica e Especialização em Sistemas de TV digital, o primeiro curso lançado no país, além do curso de mestrado em Telecomunicações.

Sílvio desenvolve projetos com componentes Microchip e Freescale, e afirmou que estava anscioso para ganhar o kit de desenvolvimento do Microcontrolador Bolero MPC5604B, da Freescale.

Já desenvolveu para a sua empresa inúmeros circuitos como a linha Eco que possui o ECO Light e o ECO Energy, que ligam qualquer equipamento à distância de até 50 metros.

Visite o site **www.economize-energia.com.br**

A Agilent Technologies Inc. anunciou cinco novos produtos

O multímetro digital de mão U1273A combina a clareza da tela OLED com a robustez e a ergonomia da série U1270. Quatro novos alicates-amperímetros da série U1190 oferecem complementos de menor custo aos já existentes da série U1210.

Entre os DMMs industriais, o U1273A inova com a qualidade de sua tela cristalina OLED. Com uma taxa de contraste de 2000:1, a tela propicia alta capacidade de visualização de 160 graus em ambientes fechados e possibilita uma leitura de dados confiável pelos usuários logo numa primeira olhada. Resistente à água e à poeira, o U1273A otimiza os resultados das medições com funções como o Smart Ohm, que minimiza leituras de tensões residuais induzidas por vazamentos de correntes.

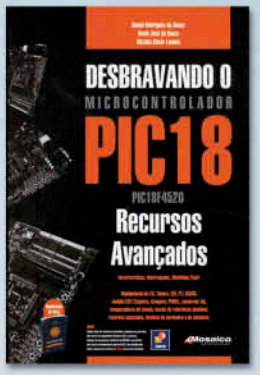
A série de alicates-amperímetros U1190 favorece medições seguras de correntes elétricas numa faixa de 400 a 600 A. As partes dos alicates incluem um separador de fios e um gancho que os técnicos podem utilizar para separar cabos emaranhados sob condições adversas. Além disso, uma lanterna embutida na base do alicate oferece iluminação direta em ambientes de baixa luminosidade com classificações de segurança CAT III 600 V e CAT IV 300 V.

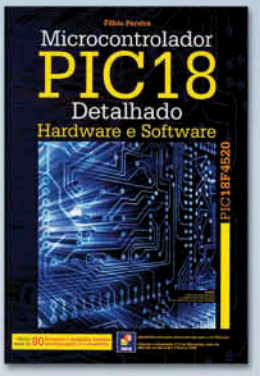
"Os recursos exclusivos desses novos modelos trazem confiança e conveniência para a solução de problemas em diversas aplicações industriais onde quer que você esteja", disse Ee Huei Sin, vice-presidente e gerente geral da Divisão de instrumentos básicos da Agilent. "Ao expandir a variedade de instrumentos de mão da Agilent, nossa meta principal é criar ferramentas confiáveis que ofereçam recursos essenciais e que sejam, ao mesmo tempo, fáceis de utilizar."

Mais informações em **www.agilent.com/find/U1273A-pr**

Ótimos livros por um excelente preço





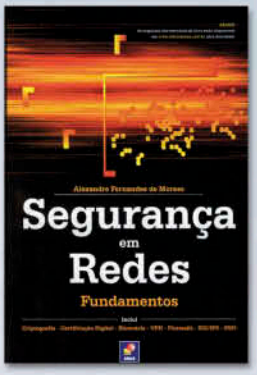




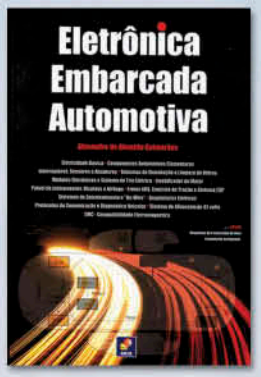




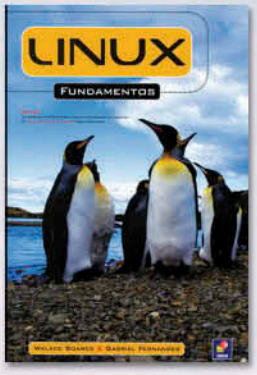


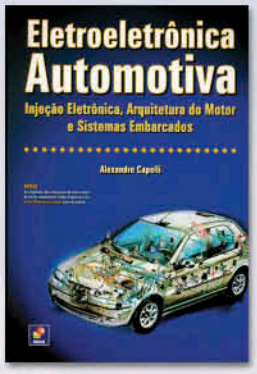


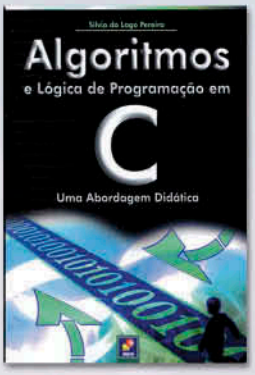










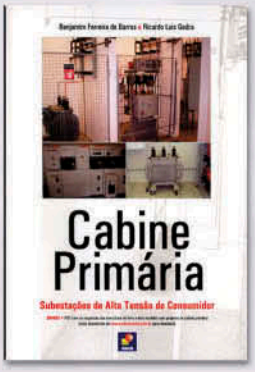














novasaber
www.novasaber.com.br

Expansor de Portas para Microcontroladores, utilizando a tecnologia CPLD XILINX

Com este simples projeto em VHDL, o leitor poderá adicionar 30 pinos de E/S conectados remotamente a qualquer microcontrolador

Augusto Einsfeldt

Hoje em dia, existem duas grandes utilidades para um expansor de portas: aumentar o número de E/S de microcontrolador mantendo baixo o custo do projeto, ou permitir que um grande número de sinais sejam ligados ao microcontrolador através de pequenos conectores e poucos fios.

Um exemplo direto desta aplicação é a atuação e sensoriamento de LEDs e chaves em painéis de instrumentos onde, geralmente, existem mais desses componentes do que o número de E/S disponíveis em pequenos microcontroladores. Normalmente, a diferença de preço entre os integrantes de uma família de microcontroladores, com menos e mais pinos de E/S, chega a ser mais de US$ 3.00 e ainda teremos que conectar todos os sinais, aumentando o custo da placa, dos conectores e da engenharia de produto.

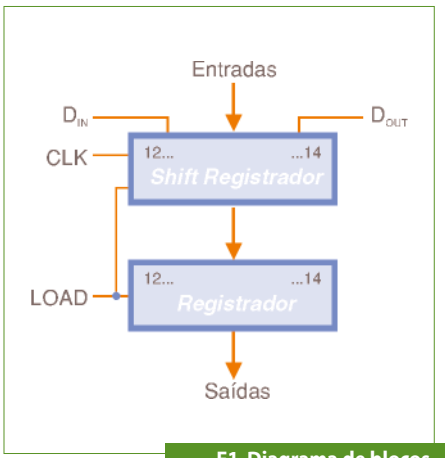
Um CDPLD como o XC9536XL custa em torno de US$ 1.00 em pequena quantidade, justificando seu uso com grande folga. Este componente trabalha em 3,3 V, sendo compatível com sinais de 5 V. Se o leitor não tiver uma fonte de 3,3 V e quiser usar apenas a fonte de 5V, então o XC9536 (normal) é a solução, porém custando um pouco mais.

Outros aspectos devem ser considerados, os quais reforçam o uso de um CPLD na interface com painéis: a capacidade de corrente por saída para acionar os LEDs e a proteção contra ESD. O XC9536XL permite acionar os LEDs com até 10 mA por saída (nível) desde que o total (saídas + consumo interno) não exceda 400 mA, no caso do encapsulamento PLC44.

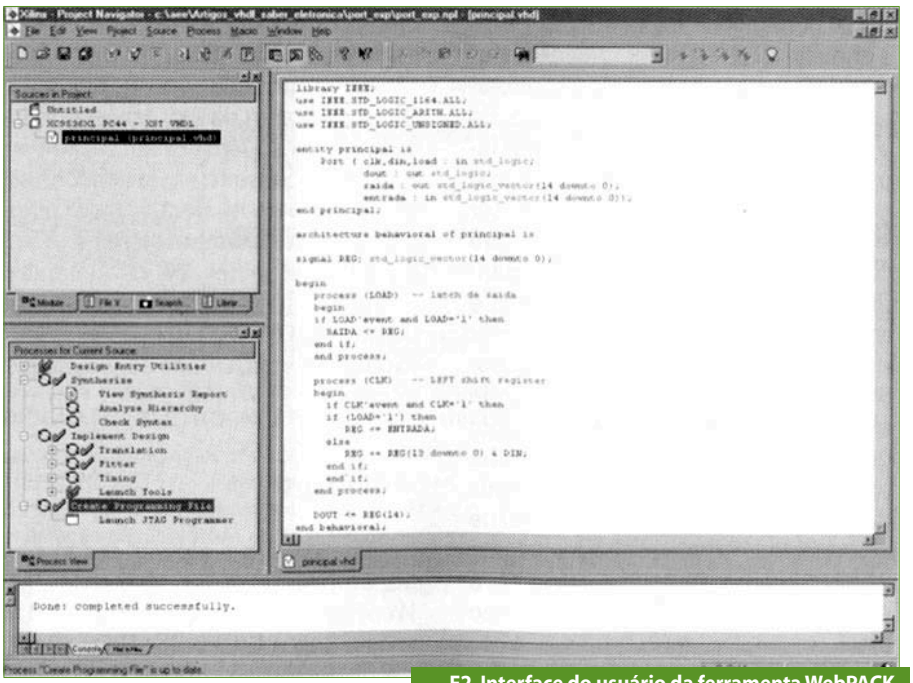
Este projeto possui 15 saídas e todas elas podem ser empregadas para acionar LEDs diretamente (com apenas um resistor de limitação de corrente para cada LED).

A proteção contra ESD, típica nos CPLDs Xilinx, é de 2 kV. Isso simplifica bastante o esquema de proteção contra ESD necessário em aplicações onde operadores humanos podem descarregar cargas eletrostáticas, como é o caso de painéis de instrumentos.

Após esta introdução que explica porque um CPLD é uma boa ideia para expandir portas, vamos ao projeto eletrônico.



F1. Diagrama de blocos.



F2. Interface do usuário da ferramenta WebPACK.

Projeto

Este projeto pode ser desenvolvido empregando-se a ferrramenta *WebPACK* (divulgada em CD-Rom na revista **Saber Eletrônica Especial nº5** e disponível para *download* gratuito no *site* da Xilinx: **www.xilinx.com**).

Ela permite desenvolver o projeto em VHDL e, no final, programar o CPLD para funcionar como projetado.

Revendo em poucas linhas, um CPLD (*Complex Programmable Logic Device)* é um *chip* que possui diversas células de circuitos lógicos, cada uma com um *flip-flop* e uma grande lógica combinacional que podem ser configuradas pelo usuário, que é quem determina como o circuito lógico está interligado. Um CPLD substitui dezenas de *chips* que se teria de interligar através de um circuito impresso ou fios e um *protoboard*. Além disso, o CPLD armazena sua configuração em memória FLASH, não volátil, que pode ser reprogramada 10.000 vezes. Assim, um CPLD substitui *chips* e circuito impresso operando da forma que se desejar, podendo ser alterado sem precisar mexer na placa ou tocar no ferro de solda.

O XC9536XL possui 36 *flip-flops*. No encapsulamento PLCC44, que é o tipo SMD mais fácil para se usar um soquete de baixo custo, este CPLD possui 34 pinos de E/S. Como pode ser visto no diagrama de blocos da **figura 1,** este expansor de portas emprega 4 sinais para fazer a comunicação com o microcontrolador, sobrando 30 pinos de E/S para obter 15 entradas e 15 saídas digitais.

Naturalmente, sendo o CPLD programável conforme as necessidades do usuário, este poderia escolher uma combinação diferente do número de entradas e saídas, ficando limitado apenas aos 30 pinos disponíveis e ao número de *flip-flops* que são necessários para descolar os dados e armazenar o estado das saídas. O uso de um outro CPLD poderá resolver as exigências de muito mais E/S. O XC9572XL-TQ (encapsulamento SMD TQFP de 100 pinos) possui 72 pinos de E/S e 72 *flip-flops*. Tirando os 4 pinos necessários na interface com o microcontrolador, restam 68 pinos de E/S. Neste encapsulamento, o limite de corrente fica em torno de 600 mA, o que permite acionar até 68 LEDs @ 8 mA, simultaneamente. Um XC9572XL custa menos de US$ 3.00 e fornece mais E/S do que qualquer microcontrolador no mercado atual.

Como Funciona

Além de prático, um projeto deve ser econômico. Neste caso, a economia ficou no uso de um único registrador de deslocamento (*shift register*) que efetua a leitura das entradas e recebe os bits das saídas.

O microcontrolador deve começar mantendo o sinal LOAD em nível zero. Neste nível, o *shift register* não reconhecerá os dados paralelos vindos das entradas e irá operar normalmente deslocando o sinal D_{in} a cada subida do sinal CLK, em direção à saída D_{out} que fica no bit 14 do registrador.

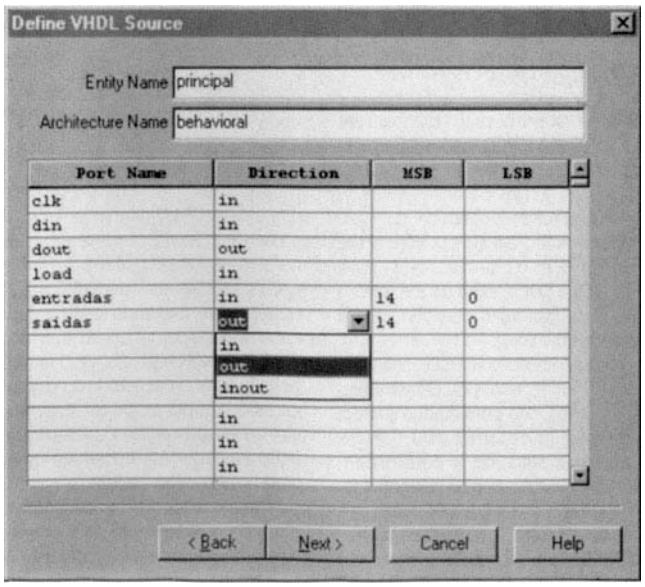
O programa do microcontrolador deve mudar o sinal D_{in} antes de fazer um pulso do sinal CLK.

Após entrar os 15 bits, o programa deverá subir o sinal LOAD. Isto irá fazer com que os 15 bits presentes no *shift register* sejam armazenados no registrador e fiquem disponíveis nas saídas. Com o LOAD em 1, a próxima subida do sinal de CLK fará com que o *shift register* carregue o estado das entradas. Note que o LOAD não deve subir junto com o CLK, pois atrasos de nanossegundos no trajeto das linhas poderão fazer o registrador guardar o estado atual das entradas e, assim perder os dados que foram deslocados anteriormente.

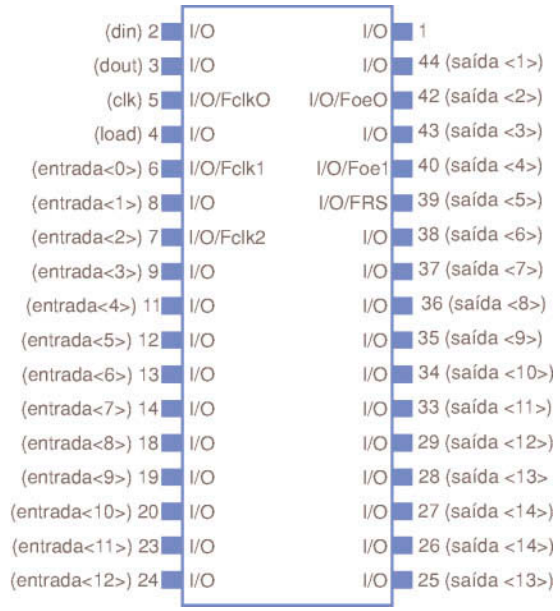
Agora, com o estado das entradas carregado no *shift register*, o microcontrolador deve ler o sinal D_{out} e gerar um pulso no CLK para receber cada um dos 15 bits. Note que logo após a carga do *shift register*, o sinal D_{out} já apresenta o estado do bit 14. Portanto, o programa deve ler este bit antes de subir o CLK novamente. Um melhor aproveitamento do tempo do microcontrolador seria entrar com os novos dados para as saídas, enquanto ele vai lendo os dados das entradas carregados previamente.

O Projeto em VHDL

Na **figura 2** pode-se ver a imagem da interface de usuário do WebPACK. Pode ser que a sua tela seja um pouco diferente dessa devido a diferenças na versão do WebPACK utilizado. Contudo, todas as opções e comandos estão igualmente presentes.



F3. Definindo entradas e saídas.



F4. Atribuindo os sinais aos pinos do CPLD.

Para melhor visualização, o programa em VHDL foi reproduzido no **box 1.**

O leitor pode gerar o projeto através de alguns passos muito simples. Primeiramente, após iniciar o WebPACK, escolha a opção ***New Project*** no menu ***File.*** Digite um nome para o projeto, escolhendo a pasta no disco onde quer guardar os arquivos. Escolha também a família XC9500XL (ou XC9500 caso queira usar apenas 5 V). Finalmente, escolha ao dispositivo XC9536XL PC44. A ferramenta de síntese deve ser a XST VHDL.

Agora, na tela principal do WebPACK (*project Navigator*) , deve aparecer o *chip* escolhido na janela **Sources in Project.** Selecione esta indicação com o *mouse* e pressione o botão direito. Escolha a opção ***New Source.*** Na janela que aparece, indique VHDL Module e dirige um nome para o arquivo VHDL que irá criar. Para ficar igual ao projeto deste artigo, o leitor pode digitar **Principal**, mas qualquer nome poderá ser usado e irá funcionar identicamente. A escolha do nome certo ajuda na documentação do projeto.

Ao avançar para a próxima janela, o leitor poderá indicar os sinais que estão ligados a cada pino do seu projeto. Veja a **figura 3** para ter uma ideia e saber como estes dados são inseridos. Mesmo que você esqueça alguma coisa, poderá corrigir mais tarde diretamente no arquivo VHDL. Esta janela de novo projeto serve apenas para facilitar a vida do projetista, gerando um arquivo texto de VHDL com toda a estrutura básica necessária. Na próxima janela, pressione *FINISH* e, logo após, o arquivo VHDL do projeto estará presente na tela principal do WebPACK.

Copie o texto do projeto da **listagem 1** dada adiante. O VHDL não é sensível à diferença entre maiúsculas e minúsculas. As diferenças que se pode notar entre as imagens e o texto, ocorrem porque as imagens foram feitas depois do projeto deste artigo ter sido desenvolvido e testado. Essas diferenças não são importantes e servem para mostrar que não existe rigidez na aparência dos projetos em VHDL. Lembre-se que a melhor visualização representa um projeto melhor documentado e isso ajuda muito em revisões futuras e na reutilização de *know-how.*

Note que a janela de texto do WebPACK mostra as palavras-chave em cores diferentes, salientando seus significados.

Agora, depois da entrada do texto em VHDL, o passo seguinte é sintetizar e implementar o projeto. A **figura 4** ilustra o projeto já implementado completamente. O primeiro passo é marcar com o *mouse* o arquivo VHDL do projeto (caso já não esteja marcado, na janela ***Sources in Project)***. Depois, teclar com o *mouse* duas vezes no comando ***Synthesize*** que fica na janela ***Processes for Current Source.***

O XST, ferramenta de síntese VHDL da Xilinx, analisará seu projeto e montará um arquivo tipo Netlist. Caso ocorra algum erro, este vai aparecer na janela inferior **(console).** Nesta fase, geralmente ocorrem erros de sintaxe ou de esquecimento na digitação. Por exemplo, todas as linhas VHDL que representam uma operação lógica devem ser teminadas com o ponto e vírgula (;). Erros complexos podem ser resolvidos *clicando* com o botão direito do *mouse* sobre o ícone vermelho na janela de Console. Escolha a opção **Go To Solution Record.** Você precisa estar conectado na internet porque o WebPACK irá contatar o *site* da Xilinx e procurar alguma mensagem técnica que possa ajudá-lo a resolver o problema.

Se a síntese funcionou sem erros, então, está na hora de definir quais pinos do CPLD vão ser ligados em cada sinal do projeto. Ainda na janela **Processes for Current Source,** o leitor verá uma caixa de ferramentas.

Clique no sinal + que aprece ao lado para abrir a caixa. Abra a caixa seguinte (***User Constraints)*** e escolha a opção ***Assign Pins*** (ChipViewer). Caso você esteja retrabalhando um projeto anterior ou deseje maior controle sobre o que quer fazer nos pinos do CPLD, poderá optar pelo comando **Constraints Editor** ou por editar o arquivo de *constraints* manualmente.

Implementando o Projeto

A **figura 4** mostra o final do trabalho de atribuir cada sinal a um pino específico, usando o ChipViewer. Basta *clicar* no sinal desejado na janela da esquerda e *clicar* sobre o pino no desenho da direita. Entradas ficam em verde e saídas em azul. O sinal de *clock (CLK)* deve ser colocado preferencialmente num dos pinos dedicados para esse tipo de sinal. Depois, salve a edição feita e saia do ChipViewer.

Agora, selecione o comando ***Implement Design*** na janela ***Processes for Current Source.*** Clique com o botão direito do *mouse* e escolha a opção ***Rerun All.*** Isto fará o WebPACK executar novamente a síntese VHDL e também utilizar o novo arquivo UCF (*User Constraints File)* que foi criado com o ChipViewer. Se o leitor quiser, poderá abrir as opções do comando ***Implement Design*** e chegar até o ***Fitter Report.*** Este comando irá mostrar um relatório que indica quanto foi usado dos recursos do CPLD. No final do relatório aparece a pinagem do CLPD como foi mostrado no quadro ao término do artigo.

Note que a velocidade do CPLD (-10, -7 ou -5) somente é importante quando o projeto depender desses parâmetros para funcionar corretamente. Isso acontece, tipicamente, em projetos que trabalham em frequência acima de 20 MHz. No projeto deste artigo, a frequência de trabalho depende da velocidade com que o microcontrolador consegue atualizar os sinais DIN, LOAD E CLK. Normalmente, isso bem abaixo do 1 MHz. Portanto, a velocidade do CPLD não é importante e a mais lenta (-10) poderá ser usada para garantir um custo menor do componente.

Agora, o leitor precisará do circuito montado e de um cabo de *download* para configurar o CPLD. Esse cabo pode ser o *Parallel Download Cable-lll*, da Xilinx, ou algum outro que seja compatível. Depois de tudo instalado, acione o comando ***Configure Device*** que fica dentro da opção **Generate Programming File.**

O Circuito, na Prática

Ao proteger o circuito eletrônico em que irá o CPLD, não esqueça de ligar os resistores de *pull-up* nos sinais TCK e TMS. Se esses sinais ficarem flutuantes, podem causar mau funcionamento do CPLD. Deixe um conector com os sinais JTAG) TCK,TMS, TDI e TDO), além de um GND e VCC para facilitar a conexão com o cabo de *download.*

A alimentação do CPLD é feita nos pinos VCCINT e VCCO. Geralmente, esses pinos são conectados juntos. Empurre um capacitor de 0,1 µF junto a cada um dos pinos de alimentação. Se tiver consumo de corrente elevado, devido ao uso de LEDs nas saídas do circuito, use um capacitor eletrolítico que suporte o consumo sem deixar a tensão de alimentação cair baixo de ¾ do valor normal.

Quanto ao microcontrolador, o **Box 2** oferece um exemplo de programa para o MSP430F149, da Texas Instruments. Ajuste o programa conforme sua aplicação.

BOX1: Arquivo VHDL

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED>ALL;

entity principal is
  Port (clk, din, load: in std_logic;
  dout: out std_logic;
  saida: out std_logic_vector (14 downto 0);
  entrada: in std_logic_vector (14 downto 0);
end principal;

architecture behavioral of principal is

signal REG: std_logic_vector (14 downto 0);

begin
  process (LOAD) – latch de saída

    begin
    if LOAD' event and LOAD='1' then
      SAIDA<= REG;
    end if;
    end process;

  process (CLK) – LEFT shift register
  begin
    if CLK' event and CLK= '1' then
    if (LOAD='1' ) then
    REG<=  ENTRADA;
    else
    REG <= REG(13 downto 0) & DIN;
    end if;
    end if;
  end process;
  DOUT <+ REG (14);
end behavioral;
```

BOX2: Rotina para Microcontrolador

```
  ;MSP430F149
  ;R7: contador de bit, R8: saída,
R6: entrada, R5: rascunho
  ;DIN:P2.0, DOUT:P1.0, CLK:P1.1,LOAD:P1.2

  CPLD mov.b #15,r7;
  set contador para shift
Loopo mov.b  r8, &P2OUT;
  demais bits de P2 são input
    rrc  r8
  rotate
    xor.b  #02,&P1OUT;
  Toggle CLK to 1
    xor.b  #02,&P1OUT;
  Toggle CLK to 0
    dec.b  r7
    jnz  Loopo
    xor.b  #04,&P1OUT;
  LOAD to 1: memoriza saída
    xor.b  #02,&P1OUT;
  CLK to 1: carrega entradas
    xor.b  #04,&P1OUT;
  LOAD to 0
    xor.b  #02,&P1OUT;
  CLK to 0
    mov.b  #15,r7;
  set contador
  Loopi  mov.b &P1IN, r5; le
  bit DOUT
    rrc.b r5
  passa para o CY
    rlc  r6
  insere em r6
    xor.b #02,&P1OUT;
  Toggle CLK to 1
    xor.b #02,&P1OUT
  Toggle CLK to 0
    dec.b r7
    jnz Loopi
    ret
```

Variações

O leitor poderá avançar além do projeto descrito. Caso esteja usando um CPLD para atuar sobre um painel que tenha *displays* de 7 segmentos, o projeto poderia ser modificado para efetuar a decodificação internamente, deixando para o microcontrolador apenas enviar o valor binário de cada dígito. O CPLD também poderia fazer uma varredura no *display* economizando pinos de E/S, fazer varredura de teclado, e entregar o dado digitado já em formato binário para o microcontrolador

Caso o leitor precise de algum suporte de projeto sobre este artigo ou em variações nas aplicações, entre em contato com o autor pelo *e-mail:* aee@terra.com.br.

Comparação de desempenho das pontas de prova de banda larga

Em um artigo publicado anteriormente, baseados em material da Agilent Technologies, mostramos que as pontas de prova de osciloscópios para uso em banda larga podem apresentar problemas que afetam o sinal, levando a falsas interpretações de resultados.

Neste artigo, que é uma complementação do assunto, orientamos como utilizar as pontas de prova em trabalhos que envolvam sinais de altas frequências ocupando bandas altas, tais como os encontrados em equipamentos de telecomunicações modernos.

Newton C. Braga

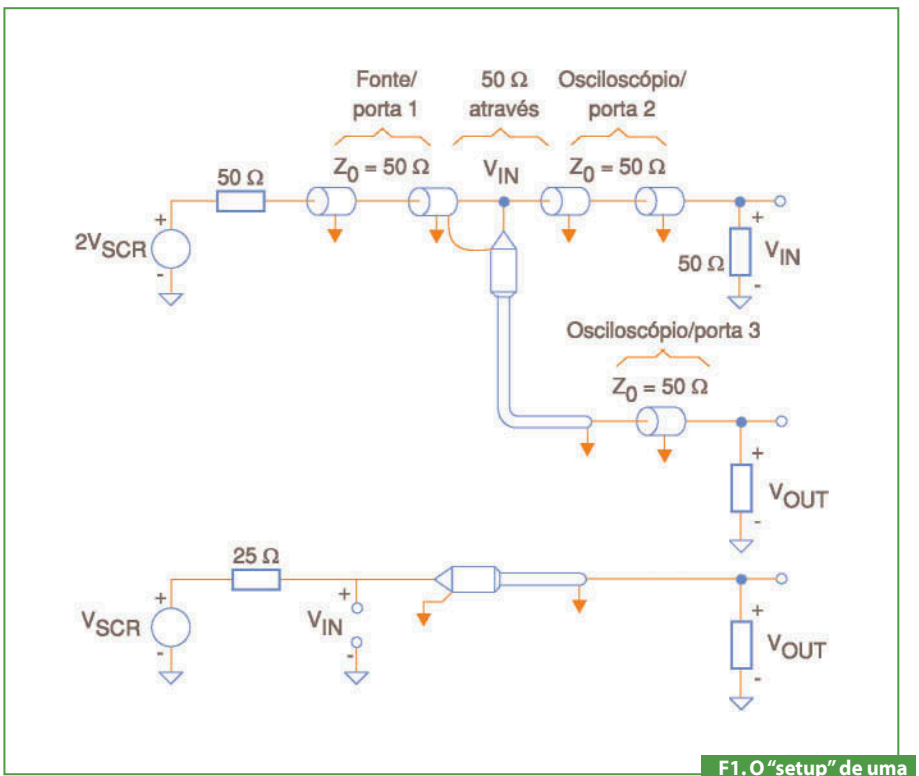
O que define exatamente o que está sendo medido é o procedimento usado para uma medida. De nada valem as informações técnicas sobre a curva de resposta de uma ponta de prova-se o modo como as medidas devem ser feitas não é fornecido. Para isso, é preciso fazer um ajuste da ponta de prova antes da medida.

Independentemente de como seja a resposta no domínio do tempo ou da frequência, os sinais antes e depois da ponta de prova precisam ser medidos. Na **figura 1** mostramos como o "setup" de uma ponta de prova deve ser feito.

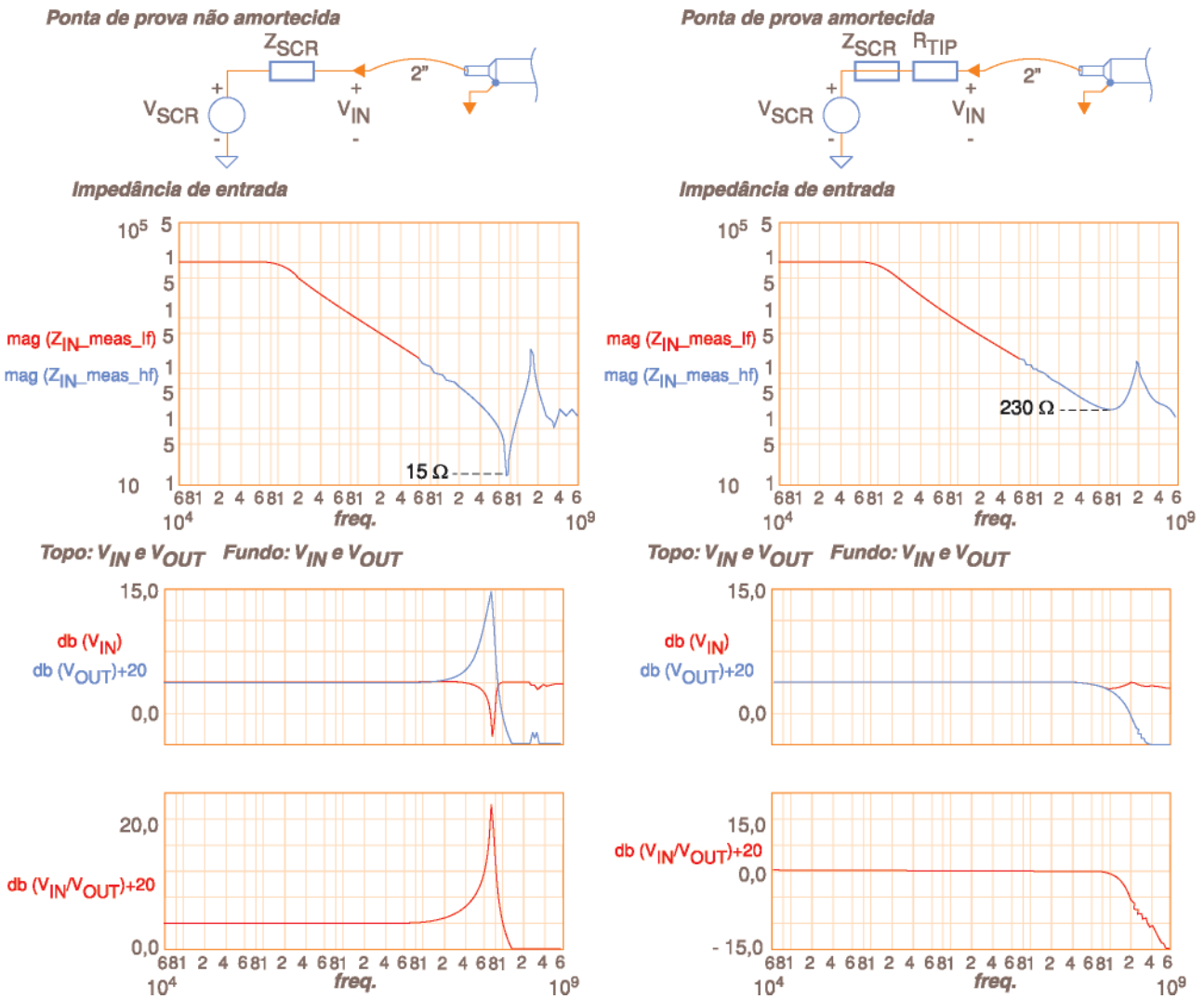
Uma adaptação que consiste de uma linha de transmissão exposta de 50 ohms pode ser usada para permitir que a ponta de prova seja conectada à fonte e também que o sinal seja medido.

Para possibilitar uma medida precisa de Vin, esta adaptação precisa ter um mínimo de perdas e reflexões entre o ponto que está sendo analisado e a conexão do lado direito. Tanto o lado direito da adaptação quanto a saída da ponta de prova devem ser conectados a sistemas terminados em 50 ohms, tais como as entradas de um osciloscópio de microondas, medidores de potência ou portas calibradas de um analisador vetorial de redes (VNA).

A impedância de saída de uma ponta de prova não é um item significativo nestas medidas na maioria dos casos. No entanto, quando uma ponta de prova é utilizada na entrada de um instrumento que tenha uma terminação de 50 ohms pobre, podem ocorrer reflexões que se propagam de volta para a ponta. Isso causa perturbações na resposta de passo da ponta de prova.



F1. O "setup" de uma ponta de prova.



F2A. Gráficos comparativos no domínio da frequência para as duas PPs (não amortecida e amortecida).

Por que os usuários de uma ponta de prova devem medir essas grandezas quando ela é fornecida pelos fabricantes?

O que acontece que é sempre bom conferir se a ponta de prova está em bom estado antes de usá-la em medidas importantes. Por exemplo, se vamos medir resistências com o multímetro, sempre o zeramos antes, para garantir que os resultados obtidos depois disso estejam corretos.

Outro ponto relevante vem do fato de que a impedância de entrada e a resposta de frequência de uma ponta de prova são muito dependentes dos acessórios de conexão. É uma boa ideia fazer as medidas usando apenas um acessório de cada vez.

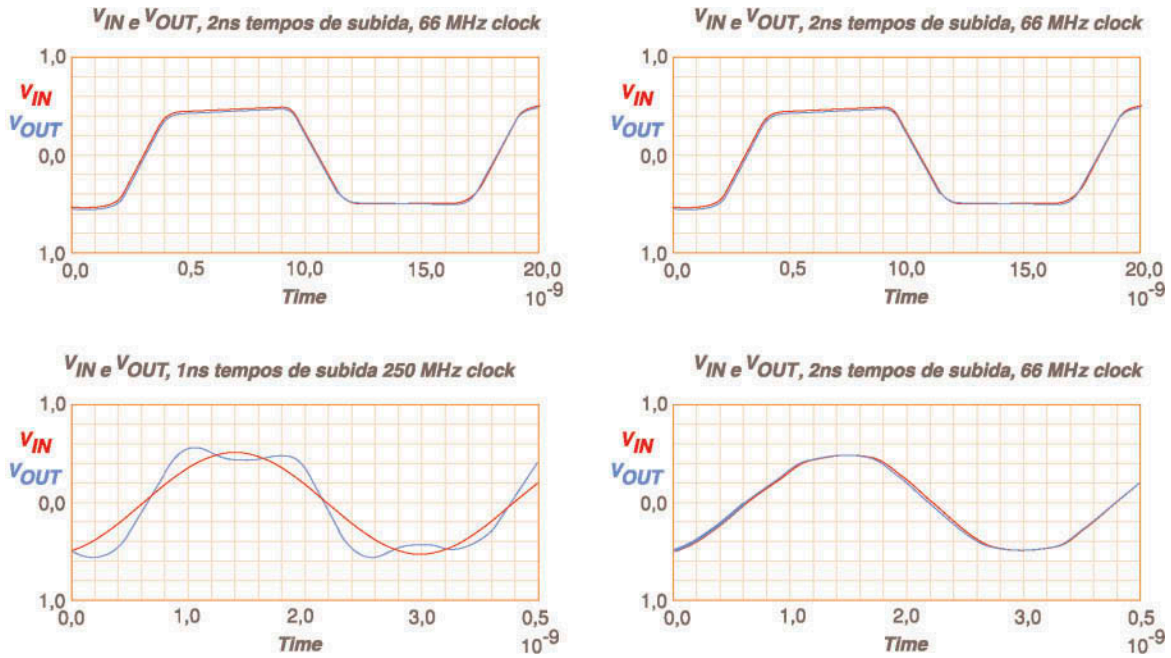
Os fabricantes, normalmente, não fornecem informações sobre a resposta de frequência da ponta quando diversos acessórios são empregados. Para esse teste utilizam sinais que tenham taxas de crescimento rápidas, comparando-se o sinal na entrada e na saída da ponta de prova. A **figura 1** ilustrou como isso pode ser realizado. Veja que não é preciso ter um sinal perfeito para estes testes. Basta verificar se as imperfeições que existem na entrada devem estar presentes na saída.

Muitos osciloscópios dispõem de sinais de calibração com tempos de crescimento muito curtos e que podem ser usados para excitar uma entrada de 50 ohms. Esse sinal de calibração e uma derivação de 50 ohms no trajeto do sinal são ideais para se verificar a qualidade de uma ponta de prova e de seus acessórios de conexão.

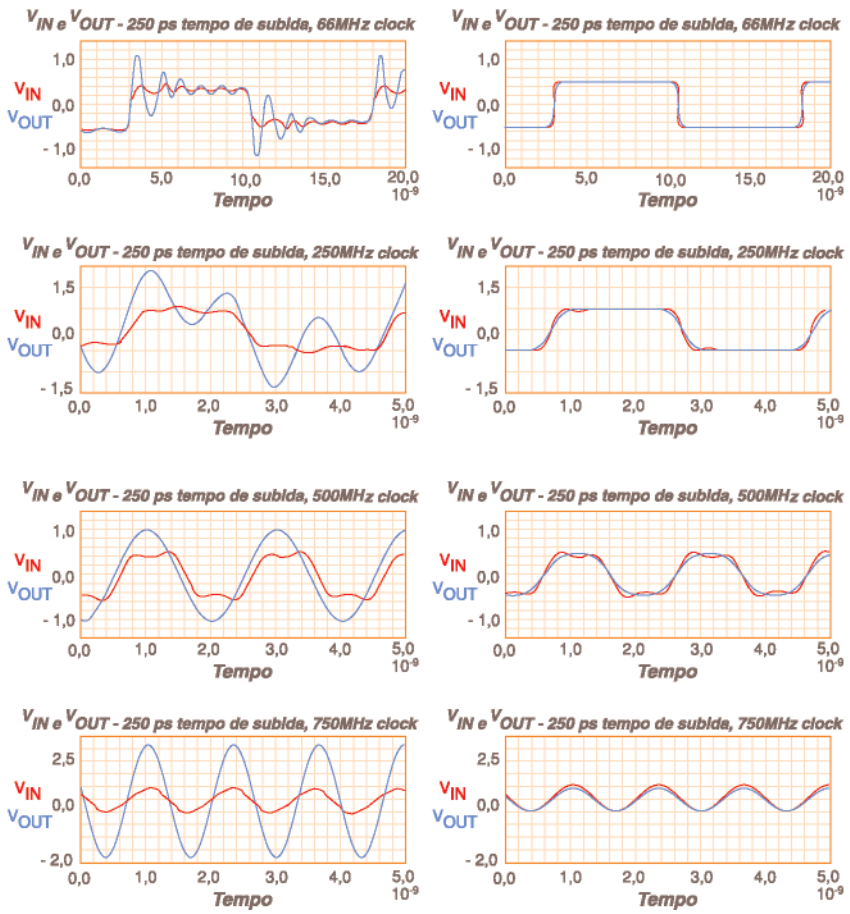
Se a impedância de entrada de 50 ohms do osciloscópio não for boa com sinais de altas frequências, um atenuador de alta qualidade de 50 ohms deverá ser usado. Ele vai reduzir os erros entre os sinais na entrada do osciloscópio e na entrada da ponta de prova. Esse erro é causado, geralmente, por reflexões do sinal na ponta com problemas.

Acessórios amortecidos e sem amorteceimento

Nas **figuras 2(a), (b) e (c)** temos as comparações de medidas feitas para um



F2B. Medidas no domínio do tempo feitas com as duas PPs (não amortecida e amortecida).



F2C. Medidas de sinais retangulares com as duas PPs (não amortecida e amortecida)

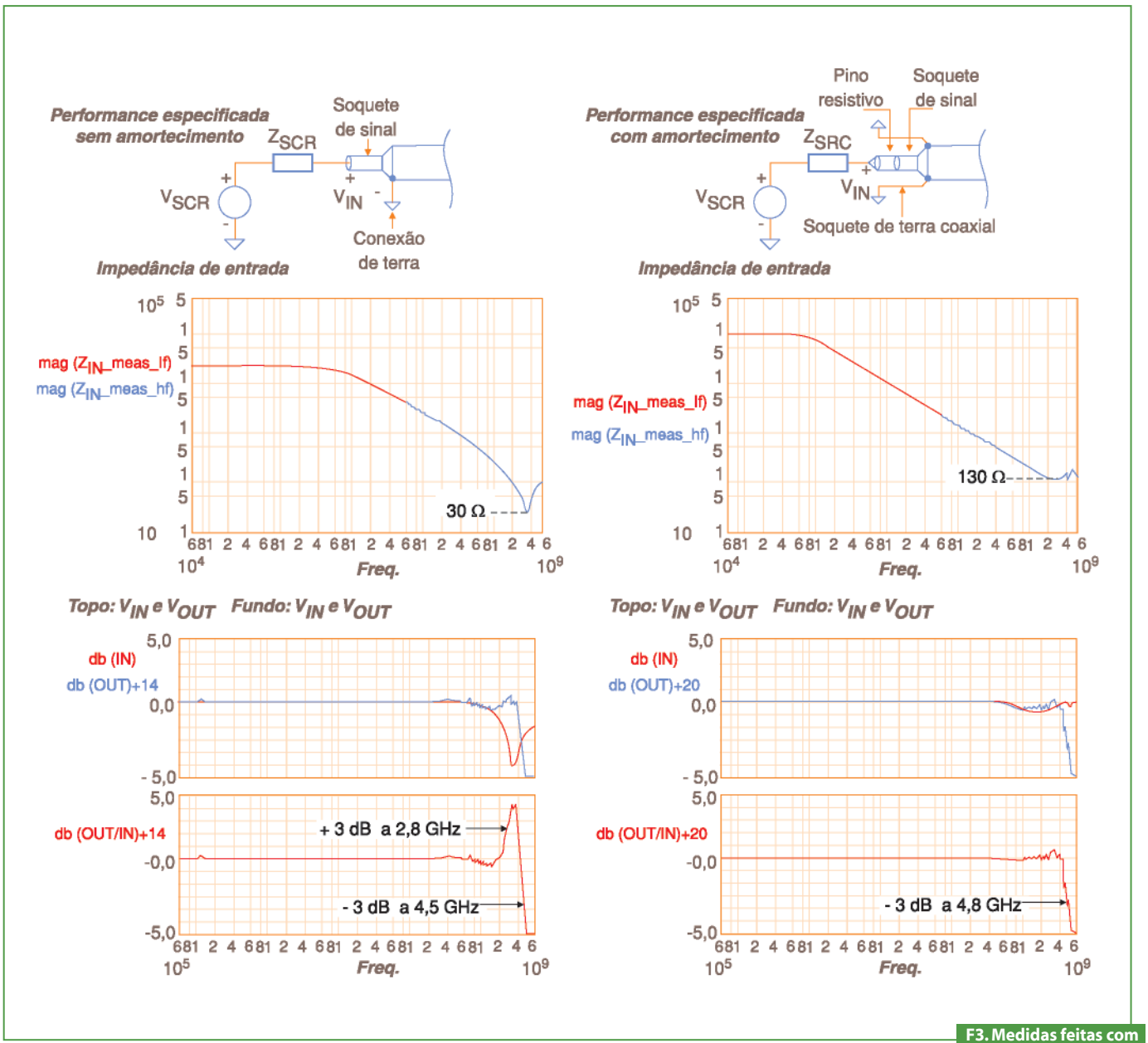
sinal com bom aterramento aplicado às pontas de prova de 3,5 GHz usando fios terminais de 2 polegadas.

A ponta de prova da esquerda usa um fio de 2 polegadas que é conectado diretamente ao ponto que está sendo testado. A ponta da direita utiliza o mesmo comprimento de fio, mas possui um resistor de 215 ohms entre o ponto testado e o fio terminal. Isso torna a estrutura na entrada da ponta de prova uma linha de transmissão com terminação na fonte.

Excluindo os acessórios de conexão, as duas pontas de prova são similares, mas não idênticas, porque a ponta de prova da direita está otimizada para ser usada com acessórios apropriadamente amortecidos e a prova da esquerda otimizada para ser usada com pinos de metal não amortecidos.

Os gráficos no domínio das frequências em **2(a)** mostram que as duas conexões das pontas de prova têm a mesma impedância nas baixas frequências. Todavia, a ponta não amortecida ressoa com uma resistência baixa de 15 ohms aproximadamente em 750 MHz, enquanto que a ponte amortecida nunca tem impedância menor que 230 ohms até 4 GHz.

Os gráficos no domínio das frequências de Vin, Vout e resposta dVin/Vout



F3. Medidas feitas com duas PPs diferentes.

revelam alguns pontos importantes. Observando a Vin medida, a conexão não amortecida carrega a fonte de 25 ohms em 750 MHz, reduzindo Vsrc em 9 dB aproximadamente.

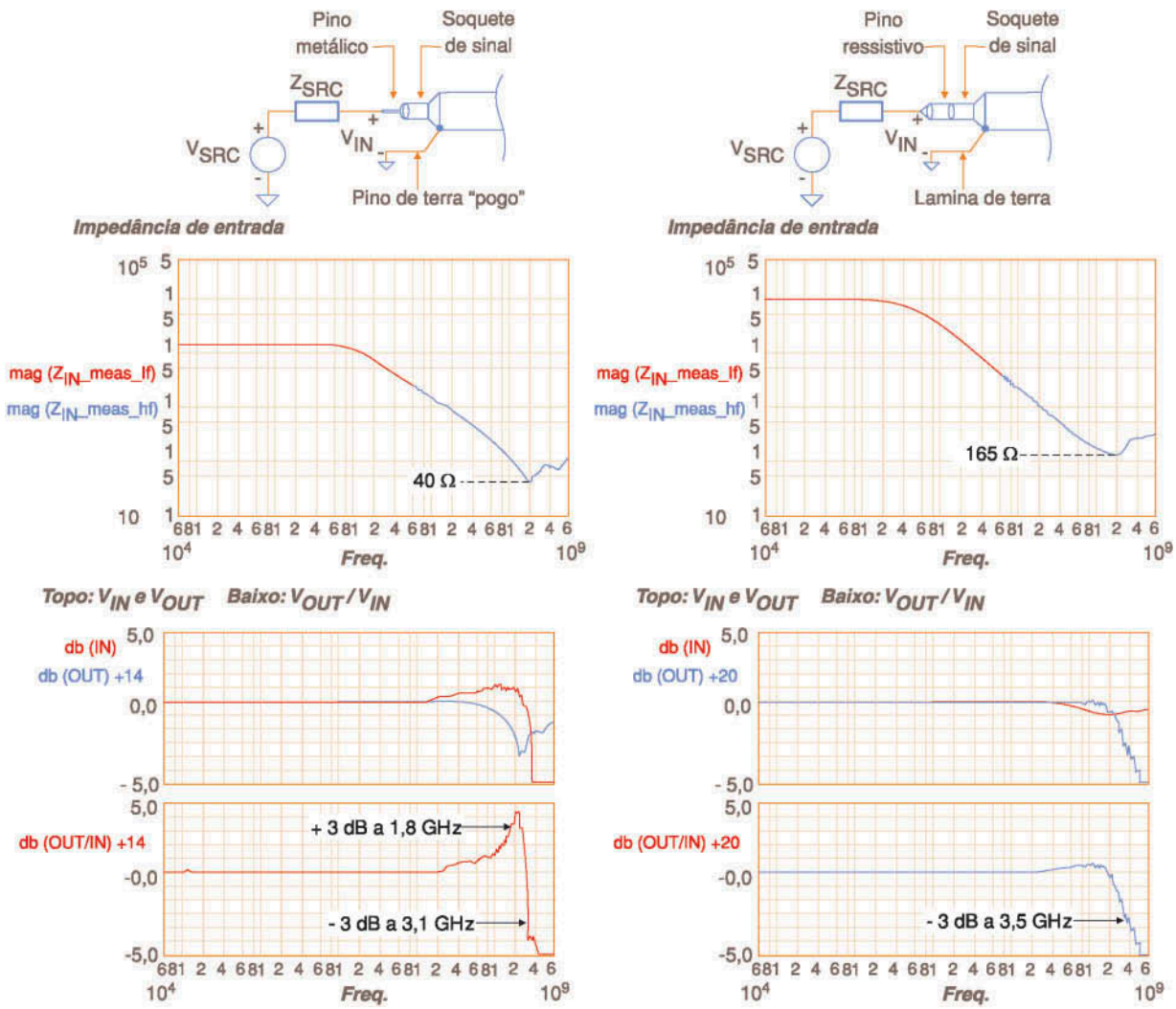
Lembrando que 6 dB é um fator equivalente a 2 em tensão, se a impedância de entrada da ponta de prova é a mesma da impedância da fonte, Vsrc pode ser reduzida em 6 dB. Isso torna intuitivo que uma impedância de entrada de 15 ohms carrega a fonte de 25 ohms em mais de 6 dB em 750 MHz.

Se a resposta de frequência de uma ponta de prova for perfeita, a saída será exatamente a mesma que a entrada em toda a faixa de frequências.

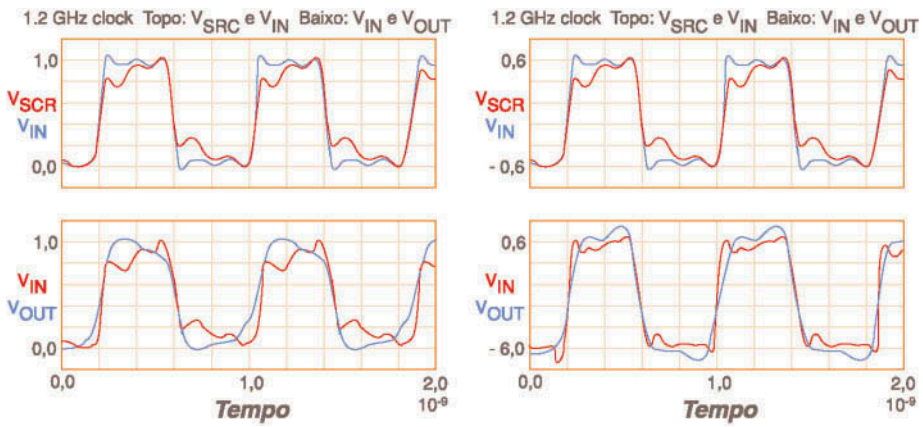
A saída da ponta de prova do lado esquerdo da figura 2 (a) indica que o sinal medido em 750 MHz é 14 dB, ou tem um fator de 5 sobre o nível de baixa frequência. Na realidade, o sinal medido é 9 dB ou tem um fator 2,8 abaixo do nível de baixa frequência. Isso significa que a saída está 23 dB acima da entrada, ou existe um erro de 23 dB em 750 MHz. O gráfico de resposta de Vout/Vin exibe esse erro.

Em contraste, a resposta de frequência para um amortecimento apropriado da ponta de prova está à direita, onde não há nenhum pico em qualquer frequência. Mesmo quando se utiliza uma ponta terminal de 2 polegadas, a ponta apropriadamente amortecida tem menos de 3 dB de erro até 1,5 GHz.

Diversas medidas no domínio de tempo foram feitas com duas pontas conforme as sugeridas, num sistema de 25 ohms. De acordo com a **figura 2(b)**, quando medindo-se baixas frequências - um sinal retangular de 66 MHz com tempos de subida relativamente pequenos (2 ns), as saídas das duas pontas de prova apresentam sinais com boa precisão.



F4A. Gráficos obtidos no domínio da frequência para duas PPs diferentes (pino metálico e pino resistivo).



F4B. Medidas feitas p/ um sinal de clock de 1,2 GHz com essas duas PPs.

Entretanto, quando se medem sinais retangulares com tempos de subida de 1 ns, a saída da ponta apropriadamente amortecida é mais precisa, enquanto que a entrada da ponta não amortecida indica um tempo de subida maior do que realmente ele é. Isso pode parecer impossível para muitos usuários!

Como apresentado na **figura 2(c)**, quando medimos sinais retangulares com tempos de subida rápidos (da ordem de 250 ps), a saída da ponta de prova não amortecida apresenta um *"overshoot"* excessivo, além de oscilação.

O overshoot e a oscilação são fáceis de identificar quando medimos baixas frequências (sinais de 66 MHz, por exemplo). No entanto, quando se mede altas frequências, como mostrado nos gráficos inferiores, o erro de medida causado pela ponta de prova se torna maior e menos óbvio.

Quando uma ponta de prova real está sendo utilizada em um sistema real, o usuário não tem a comodidade de ver os sinais antes e depois dela. O usuário somente vê o sinal na saída. Assim, para saber se o sinal que ele está vendo não tem distorções, ele precisa saber qual é a resposta de frequência da ponta de prova. O que muitos usuários realmente querem é simplesmente saber se a performance de seu sistema de medidas é boa o suficiente para não ter erros significantes.

Se uma ponta de prova tem picos na curva de resposta no domínio das frequências, como a ponta mostrada na figura 2(a) na medida de sinais retangulares, isso significa que podem aparecer mais overshoot e oscilação do que o sinal realmente tem.

Quando medindo sinais retangulares de frequências mais altas, como *clocks* de sistemas, o sinal na saída da ponta de prova pode aparecer muito distorcido. O grau das discrepâncias depende de muitas variáveis, como a magnitude e frequência dos picos na ponta de prova, a frequência do sinal de entrada e o tempo de subida do sinal de entrada.

Simplificando: fica difícil saber o quanto uma ponta de prova que apresente picos na sua curva de resposta é menos precisa para uma determinada aplicação. Também deve ser considerado o que ocorre com uma ponta que tenha uma resposta plana, como a indicada na direita da figura 2(a).

Quando na medida de sinais retangulares de baixa frequência, o tempo de subida na entrada da ponta de prova será limitada pelo tempo de subida da própria ponta. Quando na medida de sinais retangulares de altas frequências, como clocks de sistemas, o efeito é exatamente o mesmo. Porém, o sinal visualizado terá a limitação desse tempo de subida.

Acessórios para melhor conexão

A **figura 3** ilustra medidas feitas com duas pontas de prova diferentes para 4 GHz. Ambas usam acessórios de conexão. A prova da direita incorpora uma resistência ótima no ponto que está sendo testado, enquanto a da esquerda não.

A fonte de sinal é conectada diretamente no soquete da ponta de prova. O comprimento interno do soquete com a capacitância do atenuador interno no final do soquete faz com que a estrutura ressoe dentro da faixa de frequências especificada.

Apesar da faixa de "-3 dB de faixa passante" ser de 4,5 GHz para esta ponta, existe um erro de +3 dB em 2,8 GHz. Para referência, 1 dB é -12% em termos de tensão. A ponta de prova da direita não é ressonante em toda sua faixa. A menor frequência em que há um erro de 3 B é a limite da ponta, que é de 4,8 GHz.

As **figuras 4(a) e (b)** mostram as medidas que foram feitas com as mesmas pontas de prova da figura 3.

Nas figuras 4(a) e 4(b), as provas são usadas com os melhores acessórios de conexão (diferentes daqueles que vêm junto). Esses são acessórios os mais curtos, usados tipicamente para explorar uma placa de circuito impresso, fazendo medidas em diversos pontos.

Para a ponta de prova da esquerda foi adicionado um pino para conexão a terra e um pino de 0,15 polegadas para o sinal. Para a ponta de prova da direita, mudasse a conexão à terra por uma lâmina larga. Veja as diferenças nos gráficos.

Para os leitores que estejam mais familiarizados com parâmetros no domínio do tempo, medidas de um clock de 1,2 GHz são exibidas na figura 4(b).

A parte superior da figura 4(b) mostra a fonte de 25 ohms sem a ponta de prova conectada a Vscr, e com a ponta de prova conectada a Vin. A ponta de prova com a impedância de entrada maior afeta o sinal. A parte de baixo do gráfico mostra o sinal na entrada da ponta de prova, Vin e no percurso até Vout. Todas medidas nesta descrição foram feitas num sistema com uma impedância de fonte ideal de 25 ohms.

Será que o que acontece nessas medidas também ocorre quando as pontas de prova são usadas num sistema real com diferentes impedâncias?

Se a ponta de prova possuir um pico de resposta em alguma frequência, a sua saída sempre indicará um sinal que tenha picos maiores do que realmente possui.

Se a reposta for plana, a ponta de prova sempre fornecerá uma representação precisa da forma do sinal que está sendo medido, isso dentro de sua faixa de resposta de frequência.

Quando as pontas de prova forem usadas em sistemas que tenham diferentes impedâncias de fonte, o efeito será simplesmente no circuito que está sendo medido. Na maioria dos casos (não complexos), os efeitos da ponta de prova podem ser previstos. No entanto em outros isso não ocorre, ficando difícil prever os efeitos que podem surgir. Os piores efeitos aparecem quando uma impedância ressonante é conectada ao circuito. De qualquer forma, o usuário deve saber como prever se sua ponta de prova está afetando o circuito que está sendo analisado.

Conclusão

Apesar das especificações dos fabricantes de "pontas de prova de banda larga para osciloscópios" indicarem características que permitem inferir que as formas de onda a serem observadas são sempre corretas, isso não acontece na prática.

A maneira como as pontas são usadas, as características dos seus acessórios, além de outros fatores podem introduzir deformações nos sinais, as quais devem ser consideradas.

Neste artigo orientamos como verificar e ajustar uma ponta de prova de osciloscópio, levando à obtenção de resultados de medidas os mais confiáveis possíveis. E

Curso sobre o Osciloscópio

Parte 1

Na história das medidas elétricas e eletrônicas nenhum instrumento provocou tanto impacto como o osciloscópio, sendo um dos aparelhos de medida de maior utilidade em quase todos os laboratórios. Neste artigo vamos aprender um pouco mais sobre sua função principal e suas demais aplicações

Eng. Filipe Pereira

O osciloscópio tem como **finalidade** reproduzir graficamente na tela do tubo de raios catódicos o evoluir de uma tensão elétrica ao longo do tempo.

Com os osciloscópios é possível visualizarmos **sinais de elevada frequência**, o que não acontece com muitos aparelhos de medida correntes, que se tornam inoperantes nessas circunstâncias. Na **figura 1,** o aspecto de um osciloscópio comum.

As **aplicações** do osciloscópio são inumeráveis como: medição de frequências, medição de desfasagens, medição de tensões e correntes alternadas, medição de tensões e correntes contínuas, bem como a análise, verificação, ajuste e reparação de equipamento eletrônico.

O osciloscópio é um instrumento muito sensível à tensão, ou seja, **é um voltímetro de alta impedância**, logo, pode analisar com elevada precisão qualquer fenômeno que possa transformar-se em tensão.

Tubo de raios catódicos

É graças ao tubo de raios catódicos que é possível **visualizar o sinal** que se deseja analisar. Na **figura 2,** a ilustração de um T.R.C.

O T.R.C. é um tubo de vácuo em cujo catodo se obtém um feixe de elétrons que convenientemente acelerado, focado e orientado, se faz incidir numa tela fosforescente.

O tubo de raios catódicos é **constituído** por um canhão eletrônico, pelo sistema defletor e a tela (**figura 3).**

Eletrodos constituintes do **canhão eletrônico** (**figura 4):**

- Filamento (F);
- Catodo (K);
- Grelha de controle (G1);
- Primeiro eletrado acelerador (G2);
- Eletrado de focagem (G3).

O **filamento** (F) de um canhão eletrônico é o elemento que aquece o catodo (K), isto é, o que proporciona a energia calorífica neces-

Referências:

Apontamentos de sistemas digitais, Eng. Filipe Pereira

Apontamentos, Lucínio Preza de Araújo

sária para provocar a emissão de elétrons do catodo. Consiste num fio trançado de resistência adequada, alojado no interior do catodo. Ao aplicar ao filamento uma tensão normalmente de 6,3 V, este torna-se incandescente por efeito de Joule, e desta forma aquece o catodo (K) que o reveste.

O **catodo** (K) é o eletrodo emissor de elétrons. Consiste simplesmente, num cilindro metálico revestido com óxidos especiais.

A **grelha de controle** (G1) consiste num pequeno cilindro metálico com um pequeno orifício circular no fundo, e que rodeia o catodo (**figura 5**). A função da grelha é controlar o fluxo de elétrons procedentes do catodo em direção à tela.

À grelha de controle é aplicada uma tensão mais ou menos negativa em relação ao potencial do catodo. Como consequência deste potencial negativo resulta que os elétrons que o catodo liberta, e que devem atravessar a grelha até a tela, encontram um campo elétrico negativo e, por conseguinte, serão repelidos. Esta repulsão dos elétrons é tanto maior quanto maior for o potencial negativo aplicado à grelha de controle.

Mediante a regulação do potencial da grelha de controle é possível, portanto, controlar a quantidade de elétrons que conseguem atravessá-la até a tela, e desta forma se controla a intensidade do brilho da imagem.

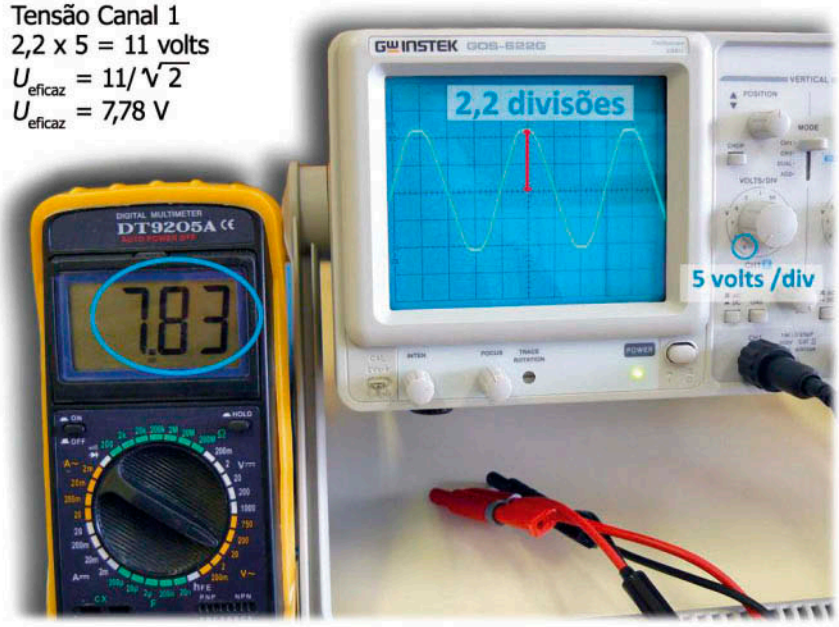
O elevado potencial positivo do **eletrodo de aceleração** (G2) atrairá os elétrons procedentes do catodo em direção a tela.

O eletrodo de aceleração tem forma cilíndrica, com pequenas aberturas para a passagem do feixe de elétrons. Veja **figura 6.**

O fluxo de elétrons tende a dispersar-se quando entra no interior do eletrodo de aceleração, isto devido a dois fatores:

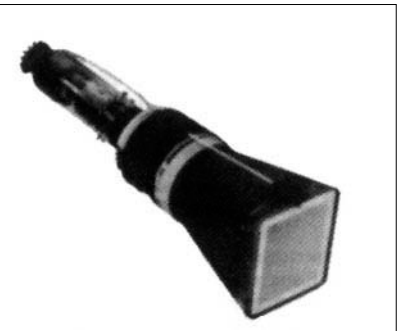
- Trata-se de um feixe de elétrons, e portanto de cargas elétricas negativas. Como cargas do mesmo sinal se repelem, tendem a separar-se umas das outras;
- Como existe um elevado potencial positivo no eletrodo de aceleração, este atrairá os elétrons.

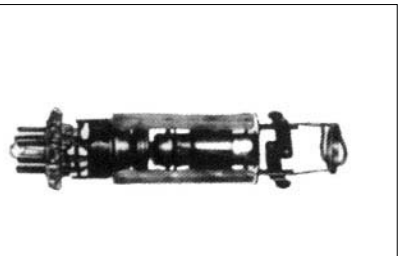
Para obtermos um ponto luminoso (*spot*) na tela é necessário focar os elétrons, ou seja, concentrá-los de novo num feixe fino, para isso recorre-se ao **eletrodo de focagem** (G3). Observe a **figura 7.**

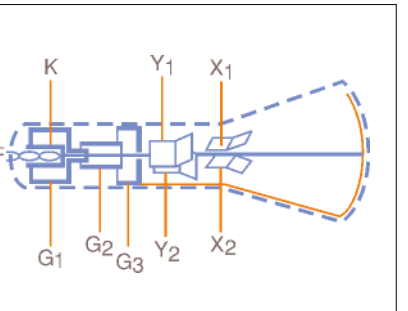


fonte: www.prof2000.pt/users/labcom/antigo/comunicacoes/curtasdist/AL21/AL21_estA_DC_pormenor.jpg

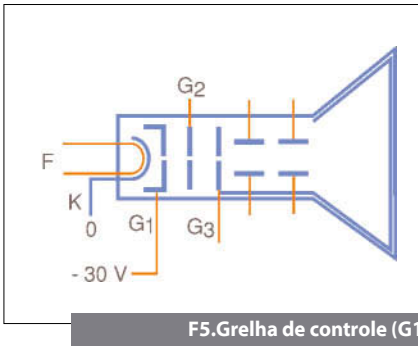
F1. Osciloscópio para bancada de laboratório.


F2. Tubo de raios catódicos.

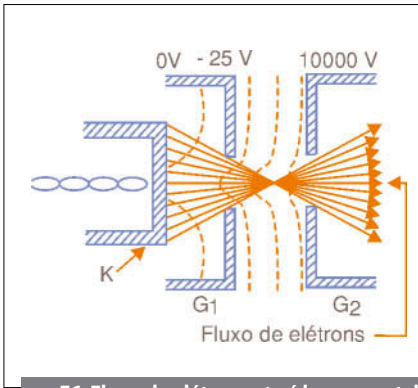

F3. Constituição do T.R.C.



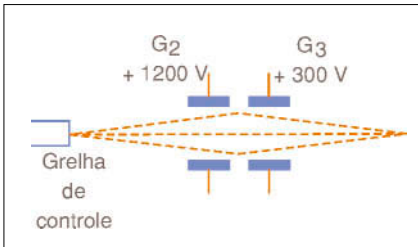
F4. Elementos do T.R.C.



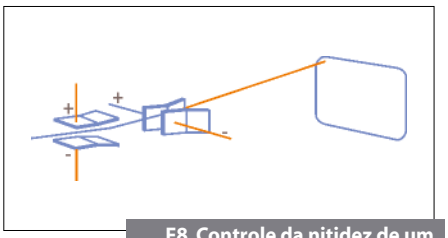
F5.Grelha de controle (G1).



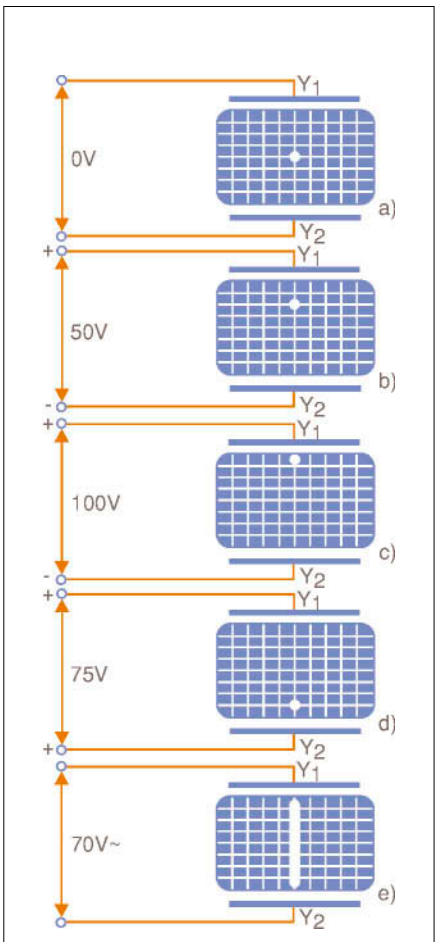
F6. Fluxo de elétrons atraídos para a tela.



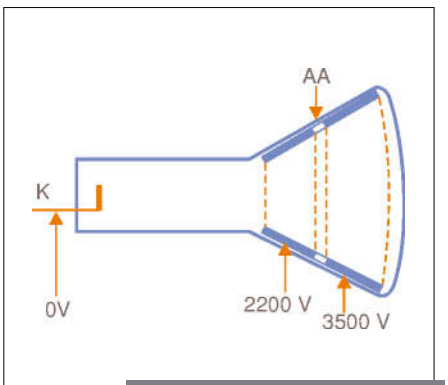
F7. Eletrodo de focagem G3.



F8. Controle da nitidez de um ponto luminoso da tela.



F9.Polarização das placas horizontais do T.R.C.



F10.Sistema de pós-aceleração com tensão muito elevada.

Uma boa focalização eletrostática consegue-se aplicando à grelha de focagem uma tensão positiva inferior à aplicada ao eletrodo de aceleração. Um eletrodo de focagem, na continuação do eletrodo de aceleração, e com a mesma polaridade positiva que este, reforçará ou debilitará o campo elétrico que atua sobre os elétrons segundo a diferença de potencial existente entre os eletrodos de aceleração e de focagem.

Atuando sobre o comando de focalização do osciloscópio modificamos o potencial aplicado ao eletrodo de focagem, e com ele a nitidez do ponto luminoso na tela (**Figura 8).**

Se o TRC não dispusesse de um **sistema defletor** (placas de deflexão vertical e horizontal), ou este não atuasse, o feixe de elétrons procedentes do canhão eletrônico incidiria no centro da tela, e permaneceria imóvel no referido ponto.

Precisa-se portanto, controlar ou dirigir o feixe de elétrons em direção à superfície da tela. Para isso é necessário desviar o feixe, vertical e horizontalmente, o que se consegue com as placas de deflexão horizontal e as placas de deflexão vertical, respectivamente.

Considerando que o feixe de elétrons procedentes do canhão eletrõnico não é mais que uma carga negativa em movimento, a qual produz um campo magnético, podemos facilmente deduzir que, se submetermos o referido feixe à ação de um campo magnético ou elétrico, o feixe de elétrons desviar-se-á da sua trajetória de acordo com as leis de atração e repulsão das cargas elétricas, e que o desvio citado será proporcional à intensidade do campo magnético ou elétrico aplicado às placas de deflexão. A polarização das placas de deflexão vertical de um tubo de raios catódicos (**figura 9**):

a) Corresponde à não aplicação de tensão entre as placas verticais; isto é, entre as placas Y1 e Y2 a tensão é de 0 V. O feixe de elétrons não sofrerá nenhum desvio e incidirá no centro geométrico da tela.

b) Se aplicarmos uma diferença de potencial entre as placas verticais, estas farão desviar o *spot* em direção à placa com potencial positivo, dado que o feixe de elétrons (com carga negativa) será atraído pela placa positiva e repelido pela negativa. Este desvio do *spot* será diretamente proporcional à tensão aplicada entre s placas. O *spot* permanecerá imóvel numa dada posição, enquanto se mantiver a d.d.p. entre as placas de deflexão vertical.

c) Se aplicarmos uma tensão variável periódica, por exemplo uma tensão alternada senoidal, o spot deslocar-se-á continuamente na direção vertical sobre a superfície da tela. Se a frequência da tensão aplicada ao par de placas for muito baixa, observar-se-á perfeitamente, o deslocamento do ponto sobre a tela. Se a frequência da tensão aplicada ao par de placas deflectoras for superior à da persistência do olho humano, ver-se-á uma linha reta vertical, embora na realidade se trate apenas de um ponto luminoso que se desloca rapidamente na superfície da tela.

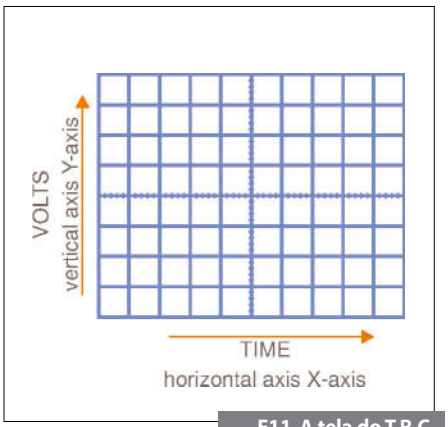
Tudo quanto se expôs para as placas de deflexão vertical é igualmente válido para as **placas de deflexão horizontal (X1 e X2)** com a única diferença de que o *spot* se desviará na direção horizontal no sentido de uma ou outra placa, segundo a polaridade de cada uma delas, e proporcionalmente ao valor do potencial elétrico aplicado.

Para se conseguir um compromisso entre a **sensibilidade** (é conveniente que, com a menor tensão de deflexão possível, se obtenha sobre a tela o maior desvio - V/cm) e a **nitidez do spot** emprega-se o **sistema de pós-aceleração**, que consiste num eletrodo constituído por uma camada de material condutor (grafite) depositada no interior da ampola de vidro, entre o eletrodo acelerador e a tela. **Figura 10**.

O eletrodo de pós – aceleração polariza-se com uma tensão muito elevada, cujo valor depende do tamanho da tela. A função deste eletrodo é exercer uma ação de concentração do feixe de elétrons, para obter um ponto luminoso extremamente pequeno.

A tela do tubo de raios catódicos é de vidro, e na sua parte interna deposita-se uma fina e uniforme camada de fósforo, que tem a propriedade de iluminar-se intensamente quando nela incide um feixe de elétrons (**figura 11).**

Os elétrons ao se chocarem na tela com velocidade suficiente, iluminam-na no ponto de incidência ou choque, permanecendo iluminada (**fosforescência**) durante um curto período de tempo (**persistência**).



F11. A tela do T.R.C.

Para que a tela não se carregue negativamente com os elétrons que nela incidem, a camada fluorescente deve emitir um número de elétrons igual ao dos incidentes. Consegue-se isto por intermédio de uma delgadíssima metalização de alumínio na parte posterior da tela.

Com a finalidade de evitar uma influência nefasta de campos eletromagnéticos estranhos, os tubos de raios catódicos para osciloscópios devem ter uma **blindagem** com um cilindro metálico.

Constituição do Osciloscópio

Um **osciloscópio analógico** básico é constituído, para além do tubo de raios catódicos, pelos seguintes circuitos (**figura 12**):

- Atenuador.;
- Pré - amplificador vertical;
- Amplificador vertical;
- Circuito de disparo;
- Base de tempo;
- Gerador de rampa;
- Amplificador horizontal.

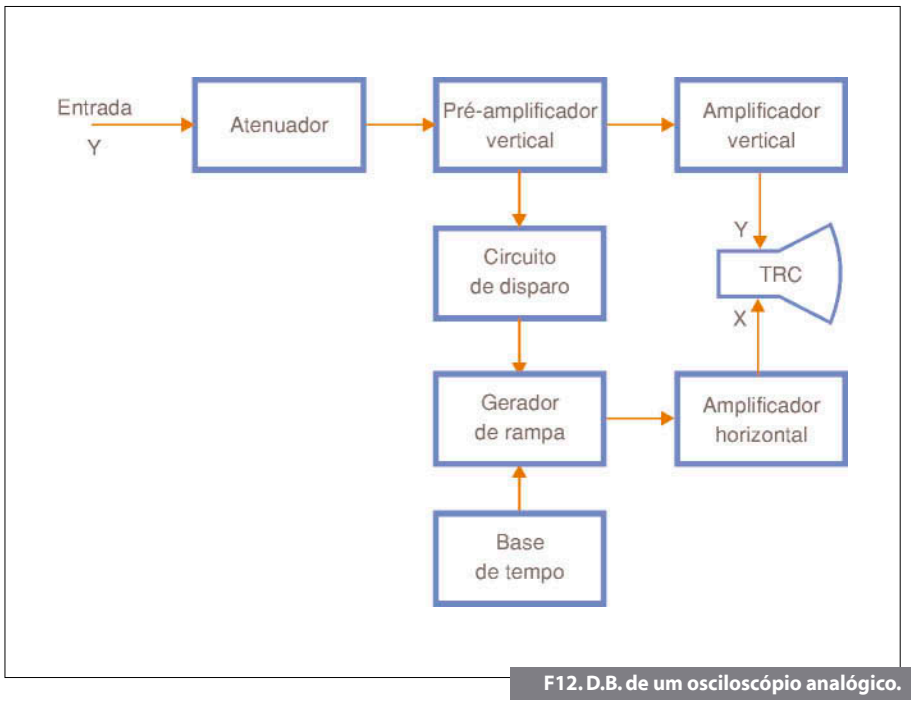
Vejamos, que funções cumprem no circuito cada uma das etapas indicadas no diagrama de blocos anterior, dividindo-as em dois grupos, as que correspondem à deflexão vertical e as que correspondem à deflexão horizontal.

As etapas correspondentes à deflexão vertical são três:

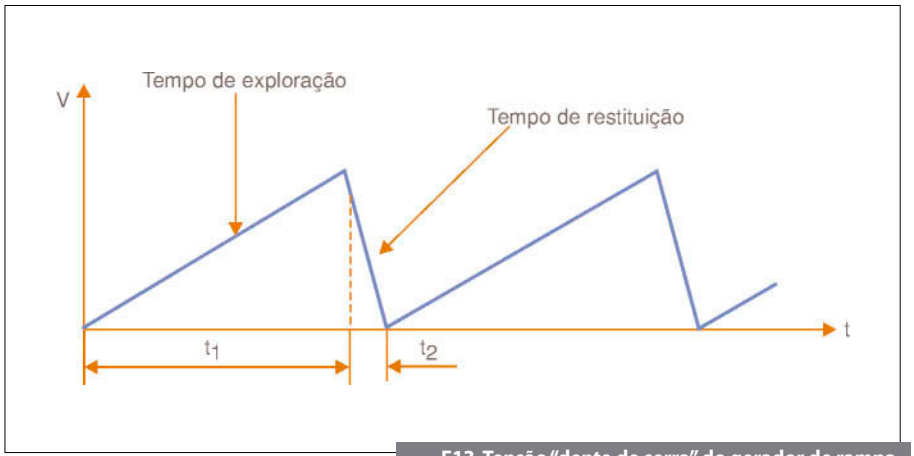
- Atenuador;
- Pré - amplificador vertical;
- Amplificador vertical.

O **atenuador** é a primeira etapa de qualquer osciloscópio, e portanto é o circuito que recebe o sinal que se deseja visualizar.

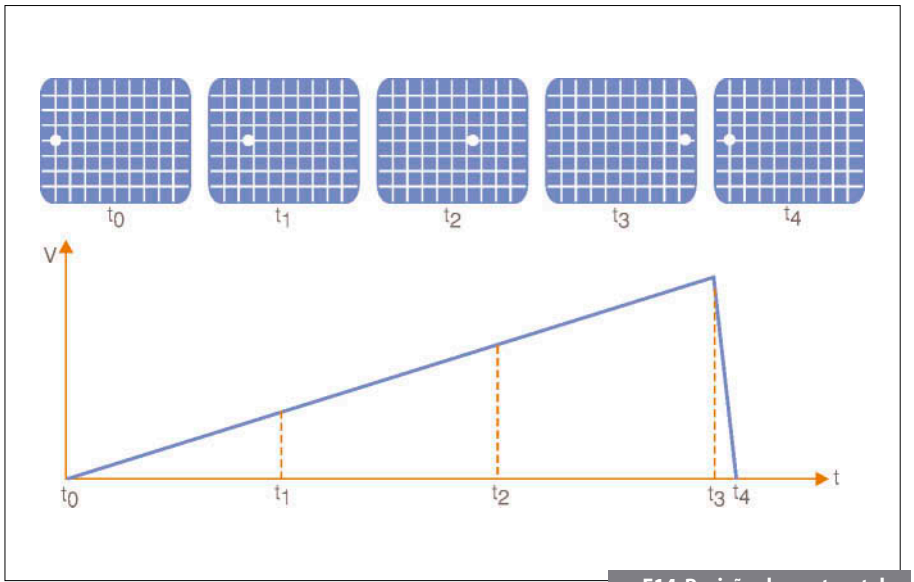
Tem por finalidade igualar a elevada impedância das pontas de prova do osciloscópio, que possuem valores típicos de



F12. D.B. de um osciloscópio analógico.



F13. Tensão "dente de serra" do gerador de rampa.



F14. Posição do spot na tela.

1 MΩ ou 10 MΩ, à baixa impedância dos pré - amplificadores verticais. Outra função que o atenuador cumpre é a de diminuir a amplitude do sinal de entrada quando esta tem um valor excessivo que ponha em risco a fidelidade do sinal, isto é, quando pode produzir-se distorção.

A etapa seguinte é um **amplificador vertical**. Este circuito é constituído por um pré-amplificador de tensão, um circuito compensador (são filtros ou etapas corretoras de compensação de baixas ou altas frequências) e um amplificador final que amplifique para um valor adequado o sinal que se pretende analisar.

As etapas correspondentes à deflexão horizontal são quatro:

- Base de tempo;
- Gerador de rampa;
- Amplificador horizontal;
- Circuito de disparo.

Os circuitos de base de tempo e gerador de rampa de um osciloscópio têm por finalidade conseguir que a tensão aplicada às placas de deflexão vertical do tubo de raios catódicos apareçam na tela como função do tempo.

Dado que em todo o sistema de coordenadas se representa o tempo sobre a coordenada horizontal X, o circuito de base de tempo e gerador de rampa deve intervir sobre as placas de deflexão horizontal, que são as que controlam o feixe de elétrons sobre o eixo de simetria horizontal da tela.

O circuito de base de tempo e gerador de rampa deve fazer deslocar o *spot* periodicamente e com velocidade constante na direção horizontal sobre a tela, da esquerda para a direita, e voltar o mais rapidamente possível à sua posição original, e assim sucessivamente.

Para efetuar este varredura, o circuito gerador de rampa fornece às placas de deflexão horizontal uma tensão em dente de serra. O tempo decorrido desde que se inicia a subida da tensão até que se atinja o seu valor máximo tem o nome de *tempo de exploração*, e é o tempo necessário para que o spot, situado à esquerda da tela, passe para a direita, varrendo no sentido horizontal o eixo de simetria dela. O tempo que decorre desde o momento em que se atinge o valor máximo até a descida da tensão até zero, tem o nome de *tempo de restituição*, e é o tempo necessário para que o spot, situado à direita da tela regresse ao seu ponto de origem situado à esquerda dela (**figura 13**).

Na **figura 14** representou-se graficamente a posição do spot sobre a tela do tubo de raios catódicos, ao ser aplicada uma tensão em dente de serra às placas de deflexão horizontal.

Como se pode observar, o tempo de exploração é maior que o tempo de restituição, já que o que interessa é reproduzir da esquerda para a direita a trajetória do spot e fazer regressar o referido ponto à sua origem no menor lapso de tempo possível.

Dado que a frequência da tensão em dente de serra do gerador de rampa é relativamente elevada, o spot deslocar-se-á horizontalmente pela tela com grande rapidez, pelo que o efeito óptico será igual à presença de uma linha reta e não de um ponto, isto é, na tela do tubo veremos uma linha horizontal, a qual coincidirá com o eixo de simetria horizontal quando não se aplica uma tensão entre as placas de deflexão vertical (ver (**figura 15 a**).

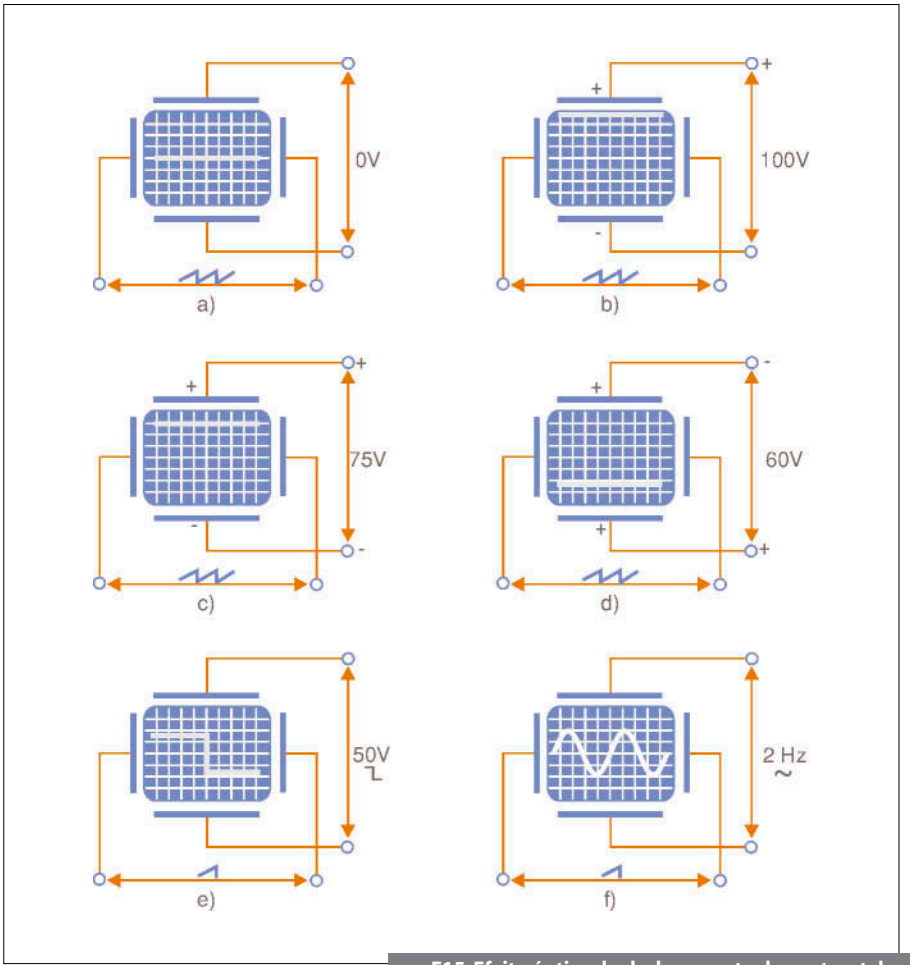
Em (**b**) aplicamos uma tensão de 100 V às placas de deflexão vertical com o positivo na placa superior e o negativo na inferior.

Em (**c**) baixamos um pouco a tensão aplicada às placas de deflexão vertical (75 V), com o positivo na placa superior.

Em (**d**) mudamos a polaridade aplicada às placas de deflexão vertical.

Se, durante o tempo que o spot demora em percorrer a distância "lado esquerdo - centro" da tela, aplicarmos uma tensão positiva à placa de deflexão vertical superior, e, durante a outra metade (tempo de deslocamento do spot do "centro - lado direito" da tela) aplicarmos um potencial positivo à placa de deflexão vertical inferior, o traço deslocar-se-á durante metade do tempo de varredura horizontal na parte superior da tela e durante a outra metade na parte inferior do ecrã (ver figura **e**). Vemos, portanto, que dela se reproduz exatamente a forma de onda que se aplicou às placas de deflexão vertical.

Em **f**) aplicamos às placas de deflexão vertical uma tensão alternada senoidal, cuja frequência é o dobro da frequência de varredura da base de tempo, o que permitirá ver na tela dois ciclos do sinal alternado.



F15. Efeito óptico do deslocamento do spot na tela.

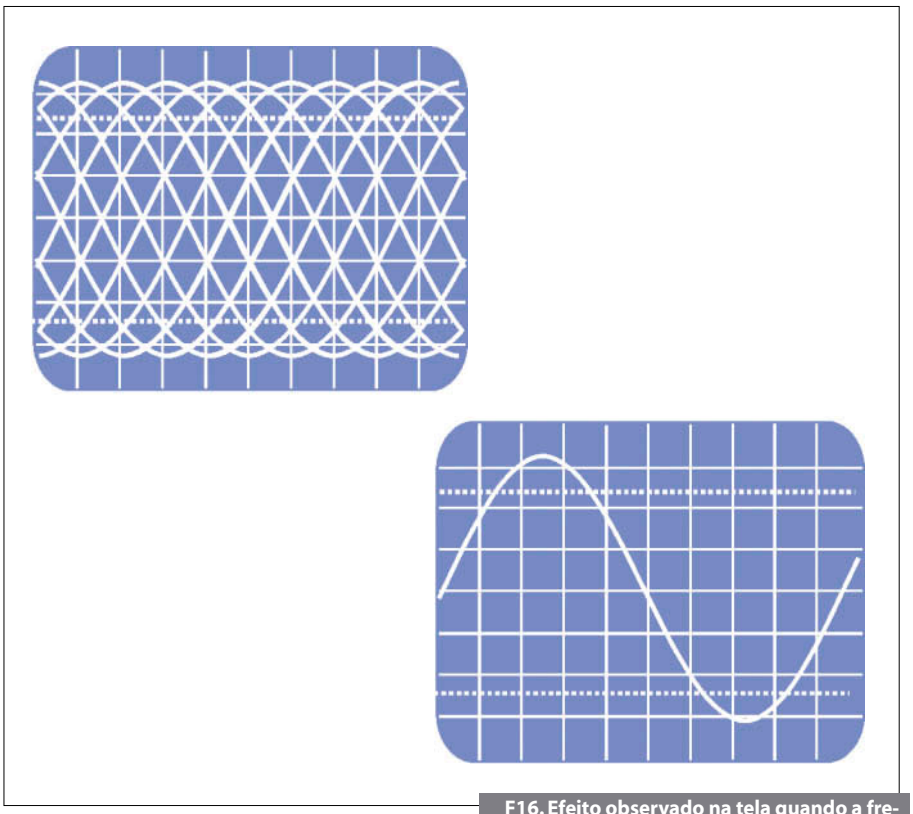
Os circuitos de **base de tempo** são constituídos por **osciladores ou multivibradores RC**, que geram **pulsos retangulares** de tensão com frequência variável mediante escolha dos grupos RC por um comutador rotativo. Uma vez gerados, esses pulsos passam ao **gerador de rampa**, cuja finalidade é a de convertê-los em tensões em **dente de serra**.

Como a tensão em dente de serra obtida à saída do gerador de rampa não tem amplitude suficiente para fazer desviar o spot de um lado ao outro da tela, é necessário um **amplificador horizontal** que eleve a tensão em dente de serra para o valor adequado (ver diagrama de blocos).

Circuito de disparo

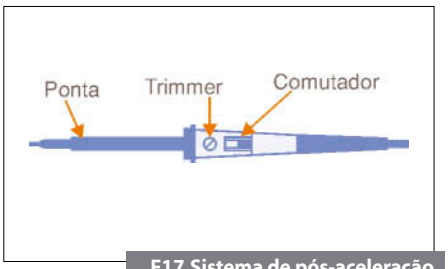
Se a frequência do sinal que se analisa não for um múltiplo inteiro da frequência de varredura horizontal, em cada início de varrimento o sinal analisado iniciar-se-á num ponto distinto da tela, e isso produzirá um efeito parecido com o apresentado na **figura 16**.

Para evitar esta situação recorre-se ao **circuito de disparo**. Este circuito tem por

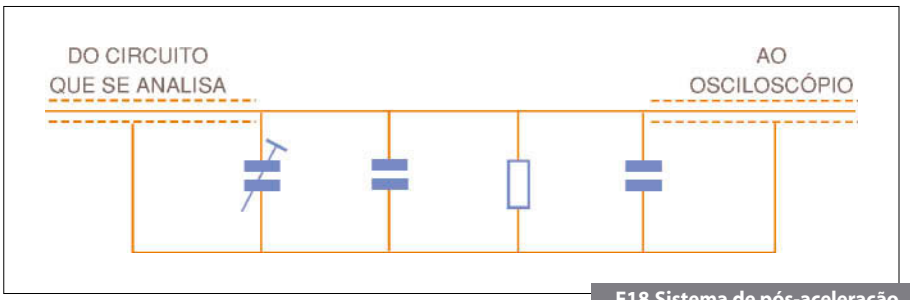


F16. Efeito observado na tela quando a frequêcia do sinal não é um múltiplo inteiro da frequência varredura horizontal.





F17.Sistema de pós-aceleração com tensão muito elevada.



F18.Sistema de pós-aceleração com tensão muito elevada.

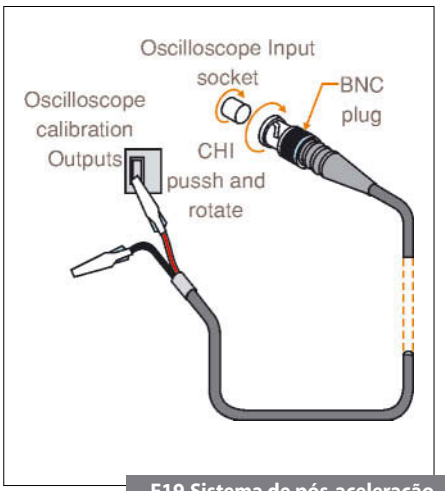
finalidade determinar o instante em que se inicia a varredura horizontal da tela. Faz-se coincidir a origem da rampa ascendente da tensão em dente de serra com o mesmo ponto do sinal que se analisa. Habitualmente, o sinal de disparo deriva do sinal de entrada vertical.

Pontas de prova

Se utilizássemos pontas de prova como as que se empregam nos multímetros, para introduzir os sinais nas entradas verticais de um osciloscópio, estas produziriam sinais parasitas que interfeririam na medida. Para evitar que isto aconteça recorre-se ao emprego de pontas de prova específicas para os osciloscópios (**figura 17**).

As pontas de prova mais usuais são as seguintes:

- **Passivas, sensores de tensão, x1:** Não reduzem o nível do sinal, pelo que a sensibilidade da ponta é máxima. Elevada capacidade (32 a 112 pF) e largura de banda muito limitada (3 a 35 MHz). Suportam tensões até 500 V;
- **Passivas, sensores de tensão, atenuadoras x10, x100, x1000:** Atenuam a amplitude do sinal em 10, 100 ou 1000 vezes. Capacidade ajustável. Podem trabalhar com grandes larguras de banda (até 300 MHz);
- **Ativas, sensores de tensão:** São constituídas por transistores de efeito de campo (FET). A atenuação é selecionável. Capacidade muito baixa (1,5 pF). Largura de banda até 900 MHz. Têm um elevado custo;
- **Sensores de corrente:** Utilizadas para medir correntes até 1000 - 1500 A. Largura de banda de 50 MHz e carga mínima para o circuito;
- **Alta tensão: U**tilizadas para a medição de tensões muito elevadas, até 40 kV;



F19.Sistema de pós-aceleração com tensão muito elevada.

- **Detectoras:** Projetadas para detectar frequências muito elevadas.

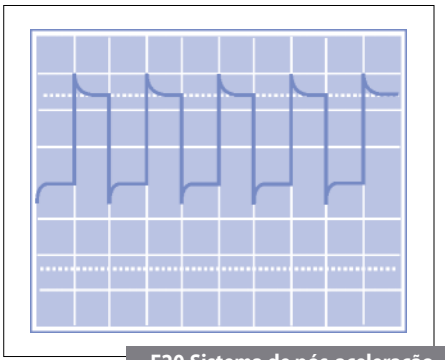
As pontas de prova são constituídas por um *trimmer* (capacitor de capacidade ajustável) ou grupo de capacitores (um deles *trimmer*) em paralelo com uma resistência, ou mais, se possuir vários níveis de atenuação (**figura 18**).

Ao ligar o conjunto osciloscópio - ponta de prova ao circuito em ensaio, a sua impedância é maior que a do osciloscópio sozinho, pelo que afetará menos o circuito em ensaio e a medida será mais confiável.

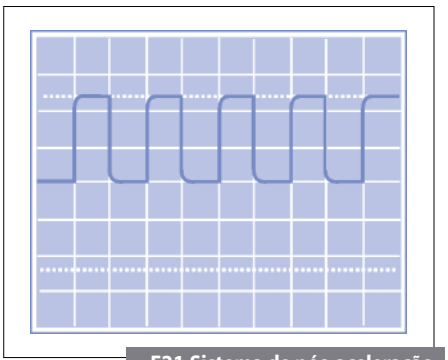
Como norma geral, e para aproveitar ao máximo a largura de banda do osciloscópio, a ponta de prova deverá ter uma largura de banda superior à do osciloscópio (**figura 19**).

Ajuste das pontas de prova

Ao proceder ao ajuste da ponta de prova pode acontecer que esta esteja **pouco compensada (faltam altas frequências)**, em cuja situação a forma de onda obtida na tela do osciloscópio terá uma forma semelhante à indicada na **figura 20**, ou



F20.Sistema de pós-aceleração com tensão muito elevada.



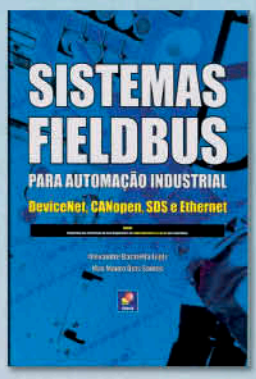
F21.Sistema de pós-aceleração com tensão muito elevada.

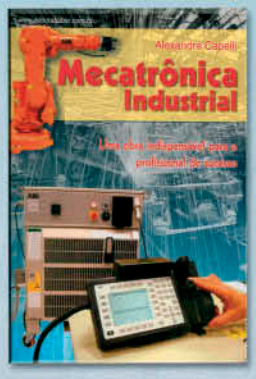
que está **excessivamente compensada (sobram altas frequências)**, caso indicado na **figura 21**.

Tanto num como noutro caso deverá **ajustar-se o trimmer da ponta de prova** com a ajuda de uma pequena chave de fenda em plástico - nunca metálica para evitar capacidades parasitas, rodando à esquerda ou à direita, como convenha, até que na tela se obtenha uma forma de onda perfeitamente quadrada.

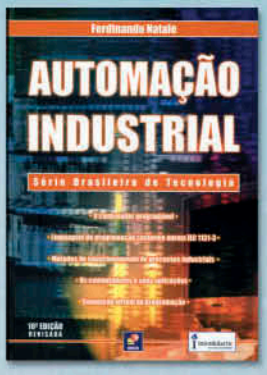
Uma vez ajustada a ponta de prova do canal 1 convém marcá-la para que a utilizemos sempre nessa entrada vertical, e em seguida procederemos da mesma forma para o ajuste da ponta de prova do canal 2.

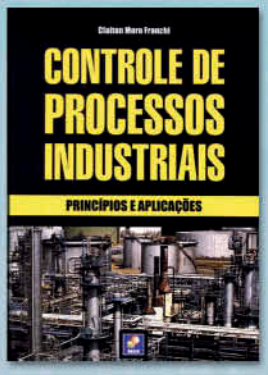
Ótimos livros por um excelente preço



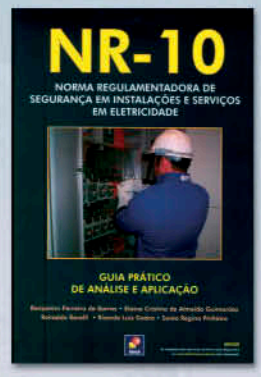














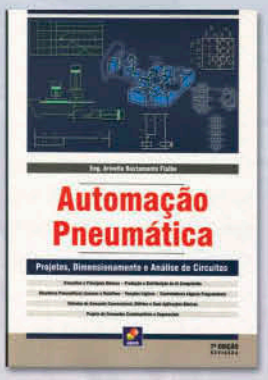




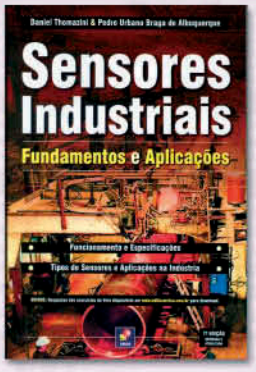




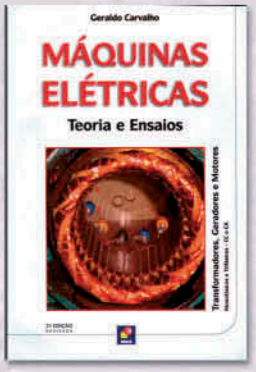


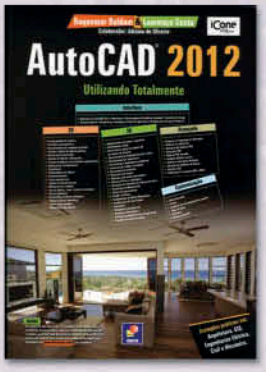


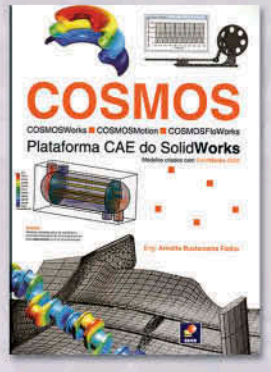












novasaber
www.novasaber.com.br

Minicurso LabVIEW
Aprenda Fazendo

Parte 6

Seguimos com o nosso curso, continuando sempre na direção da realização prática da proposta. Agora, vamos utilizar as ferramentas VISA e interagir com o instrumento de modo cada vez mais prático e interessante, testando fisicamente o projeto feito na teoria !

Luis Fernando Bernabe

Resumindo bastante a edição anterior, vimos as instruções **SCPI** e as **VIs (Virtual Instruments)** com um diagrama de blocos básico. Comentamos também os **Instrument Drivers** do nosso "multímetro multicanal com varredura". Enviamos e recebemos instruções simples inicialmente com o **Agilent Connection Expert** e depois com o **Measurement and Automation Explorer** e o **LabVIEW,** os programas da **National**.

Agora partiremos para alguns algoritmos mais práticos e funcionais utilizando as **VIs VISA** e os **Instrument Drivers.**

Passo a passo siga as instruções básicas para a conexão de qualquer instrumento em GPIB a um computador, utilizando o **National LabVIEW** e interfaces e equipamentos da **Agilent**:

a) Com o instrumento e a interface desconectados e desligados, instale o **LabVIEW** e o pacote de softwares que contém a última versão do **VISA** e do **MAX, Measurement and Automation Explorer;**
b) Siga todos os passos da instalação;
c) Instale o **Agilent I/O Libraries Suite.** Atualmente na versão 16.1.14931;
d) Siga a sequência de instruções que apresentamos na edição passada (e apresentada em vídeo no endereço indicado no Box no fim do artigo);
e) **Com o instrumento ainda desligado**, conecte a interface GPIB/USB no conector GPIB, localizado na parte posterior. Caso você conecte a interface com o equipamento **ligado**, há uma grande possibilidade de danos ás portas da interface e do seu instrumento, **cuidado!**;
f) Conecte a porta USB da interface no micro ligado anteriormente; aqui não há problema algum. A interface pode ser conectada normalmente com o PC ligado. **Faço uma ressalva:** se a sua interface USB/GPIB for da **National**, tudo funciona diretamente sem alterações, a interface é reconhecida automaticamente ao ser conectada. Caso opte por uma interface de fabricante diferente, verifique **antes** a compatibilidade com o **LabVIEW**, **C**

e C++. Nesta aplicação, eu consegui uma interface da **Agilent** (antiga HP) na edição passada da revista e incluí um *link* sobre como configurá-la para uso com o **LabVIEW**;

g) Conecte os sensores nos canais 15 e 16. O sensor instalado na porta 15 é o que será calibrado, instale o de referência na porta 16.

h) Agora sim, você pode **ligar o instrumento**.

i) Configure o canal para medição de temperatura, supondo um termopar tipo J, procedendo do seguinte modo:

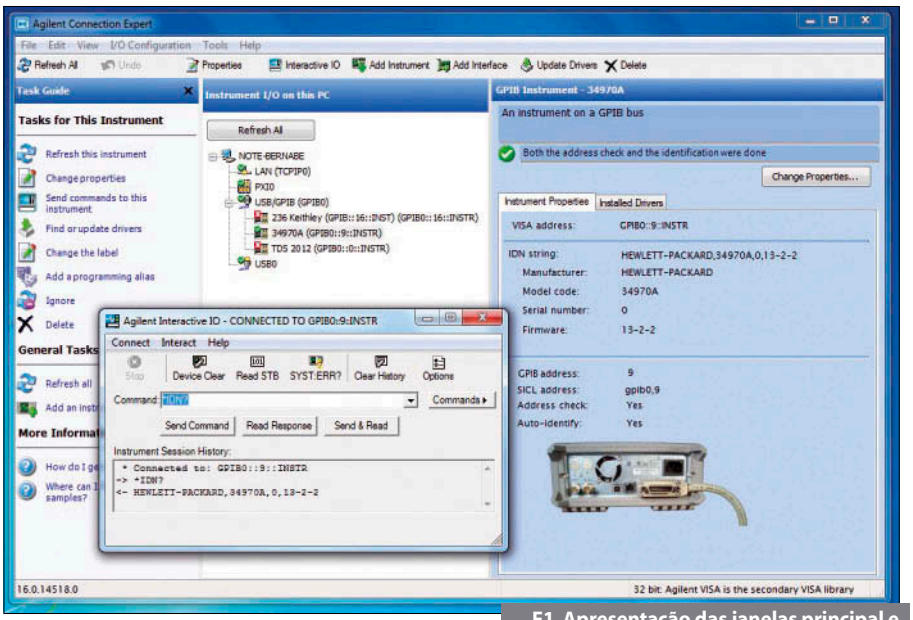
- Selecione o canal 15 no knob> pressione o botão **Measure** > com o Knob selecione **Temperature** > Knob **Thermocouple** > Knob **Type J** > Knob **Units** > **°C** > Knob **Display 0.1°C**;
- Agora copie as configurações deste canal para o canal 16 da seguinte forma: selecione o canal **original** que terá suas configurações copiadas, no nosso caso o 15, pressione o botão **Measure,** com o knob gire para a esquerda e aparecerão no menu as seguintes opções na sequência: **Temperature** > **Channel OFF** > **Copy Config, pressione o** botão **Measure>** no display aparecerá **Paste to** e o próximo canal a ser configurado surgirá no visor à direita, o 16, pressione **Measure** novamente e no display aparecerá **DONE**. Pronto!;
- Pressione o botão **MON,** de monitor. Feito isso, a temperatura lida pelo respectivo sensor será exibida no display. Vale lembrar que o display apresenta o canal no seu lado direito, como estou utilizando o primeiro slot (de três disponíveis) aparece no visor o número 115 ou 116, que significa slot 1, canal 15 ou slot 1, canal 16.

Leia o manual e observe funções interessantes como **PWR ON LAST, T/C CHECK ON/OFF e INTERNAL REFERENCE.**

Configuramos os dois canais para termopares iguais. Lembre-se disto! Caso tenha diferenças modifique-as item a item, depois de copiar a configuração.

Paciência! Tudo já deve estar funcionando como previsto. Além do que, você vai fazer este procedimento apenas uma vez!

j) Clique no ícone do **Agilent IO Control**, abrirá uma janela de opções com um item **Agilent Connection Expert**, clique neste item e ele será executado. A execução deste programa busca interfaces e instrumentos conectados às portas. Essa função é automática, mas, pode ser refeita a qualquer instante com o botão **Refresh**. Como a interface e o instrumento utilizados são da Agilent, ambos são automaticamente reconhecidos.



F1. Apresentação das janelas principal e auxiliar do Agilent Connection Expert.

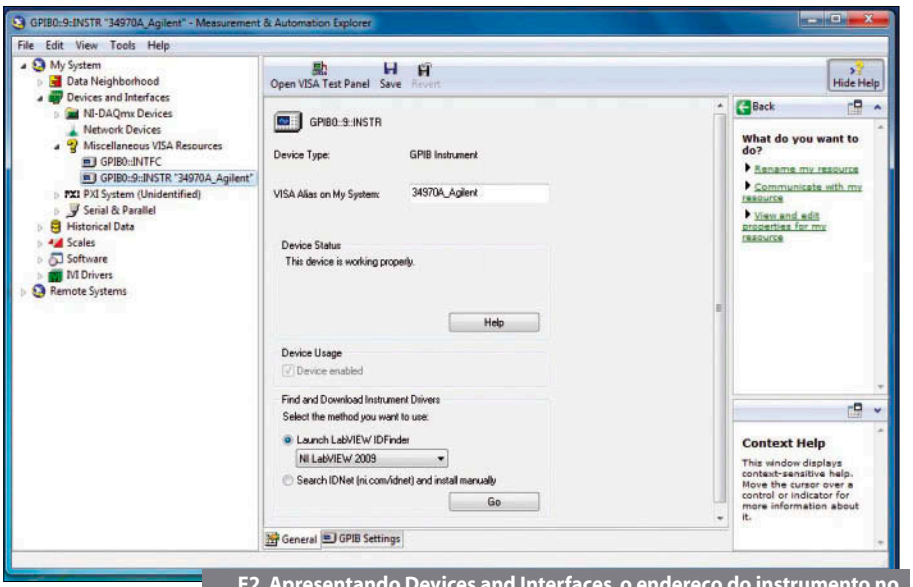
No painel do instrumento aparecem normalmente os indicadores de ADRS e RMT que significam, respectivamente, acionamento por interface (no caso GPIB) e operação em modo remoto. Na última versão, a 16.1, o programa não bloqueou o acesso do instrumento pelo painel durante uma semana de testes; mas na "entrega" deste artigo, o instrumento "apareceu" bloqueado (!!!). Para resolver este *bug*, teremos que fazer isso na programação do LabVIEW para aprimorar a segurança e integridade na coleta dos dados. De qualquer forma como o MAX desbloqueia o painel de teclado, esta medida de segurança tem que ser implementada necessariamente.

Para abrir a janela auxiliar de envio de comandos **SCPI** (!!!) para o instrumento, clique no diretório em fundo branco, localizado à esquerda, na identificação dele **34970A (GPIB 0::9::INST)** com o **botão direito do mouse**. Feito isso se abrirá uma janela intermediária de opções, então selecione a opção Send **Commands to This Instrument.**

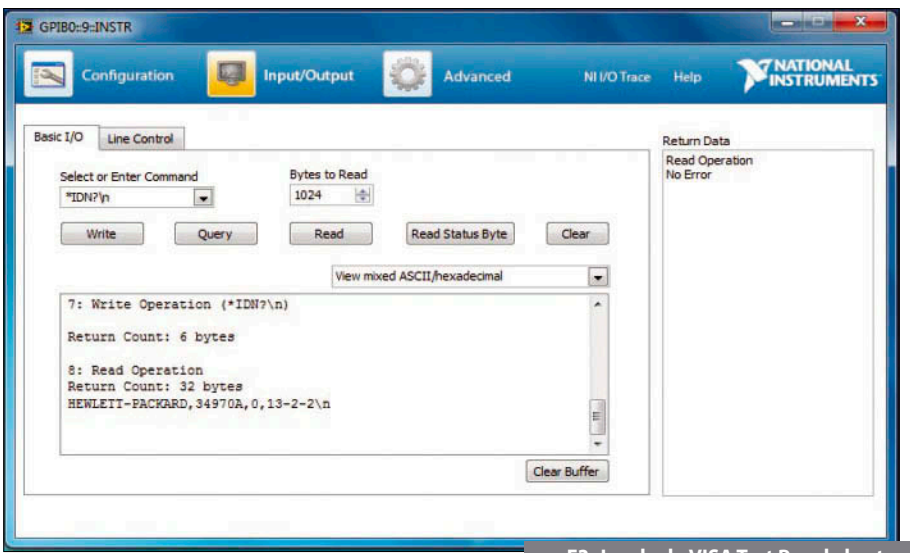
A **figura 1** apresenta o resultado destas ações descritas. Note que a primeira instrução SCPI que aparece na janela auxiliar de envio de comandos é ***IDN?**, clique no botão **Send & Read** e a resposta do instrumento será escrita como no campo abaixo.

k) Feito tudo isso, inicializamos o **Measurement and Automation Explorer:** na barra de ícone à direita, clique em **Devices and Interfaces**, a seguir em **Miscelaneous VISA Resources**, aparecerão na lista os endereços utilizados, estamos utilizando o endereço 9 no barramento GPIB, como mostrado na **figura 2**. Observe também que no centro desta janela há um campo **Device Status.** Como a conexão foi estabelecida corretamente, aparece a mensagem **This device is working properly** no centro desta janela;

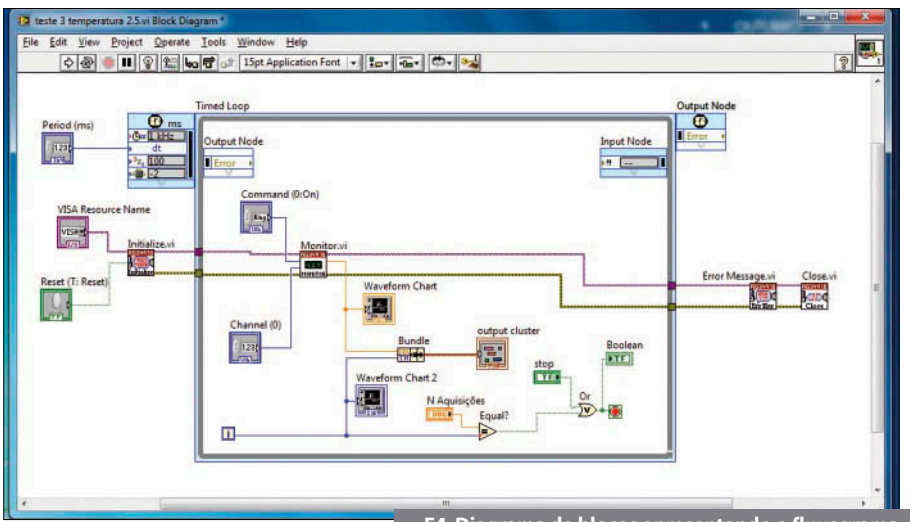
l) Clique no botão **Open VISA Test Panel** e uma segunda janela se abre, como exibido na **figura 3**. Note que na versão 5.0 do **MAX**, há uma lista de comandos dividida por passos de operação, com a contagem dos *bytes* enviados e recebidos, a resposta do instrumento a seguir e uma janela na esquerda de **Return Data,** apresentando os possíveis erros de comunicação;



F2. Apresentando Devices and Interfaces, o endereço do instrumento no GPIB, a modificação do nome do instrumento no espaço VISA Alias e o botão Open VISA Test Panel, na parte central superior.



F3. Janela do VISA Test Panel aberta.



F4. Diagrama de blocos apresentando o fluxograma completo da aplicação, com todos os Labels ativos.

m) Observe que o instrumento não está com o painel travado e nem há uma indicação de que esteja operando em modo remoto, como dissemos em outras edições deste artigo, com outras versões dos programas **Measurement and Automation Explorer** e o **Agilent I/O Libraries Suite.** Há uma contagem de bytes de envio e retorno com a identificação.

Seguindo estes passos, temos o nosso sistema de aquisição de dados pronto para trabalho e "conversando" com o PC. Falta agora fazermos uma aplicação em LabVIEW que se comunique com o instrumento e fazendo-o cumprir o nosso fluxograma.

Nesta configuração especifiquei os sensores de temperatura como termopares por alguns motivos: o instrumento aceita vários tipos de sensores de temperatura e a disponibilidade pessoal de sensores. Nada impede que o leitor compare dois sensores diferentes e até de tecnologias diferentes.

O dia a dia com a VI pronta

Visto que nesta etapa você já ligou o conjunto anteriormente, configurou o multímetro multicanal e instalou todos os programas, restam poucos passos para que o sistema esteja em condições operacionais de uso. Siga este roteiro menor:

a) Com tudo desligado (PC, interface e instrumento), conecte todos os cabos. A interface no instrumento e o cabo USB da interface no PC;

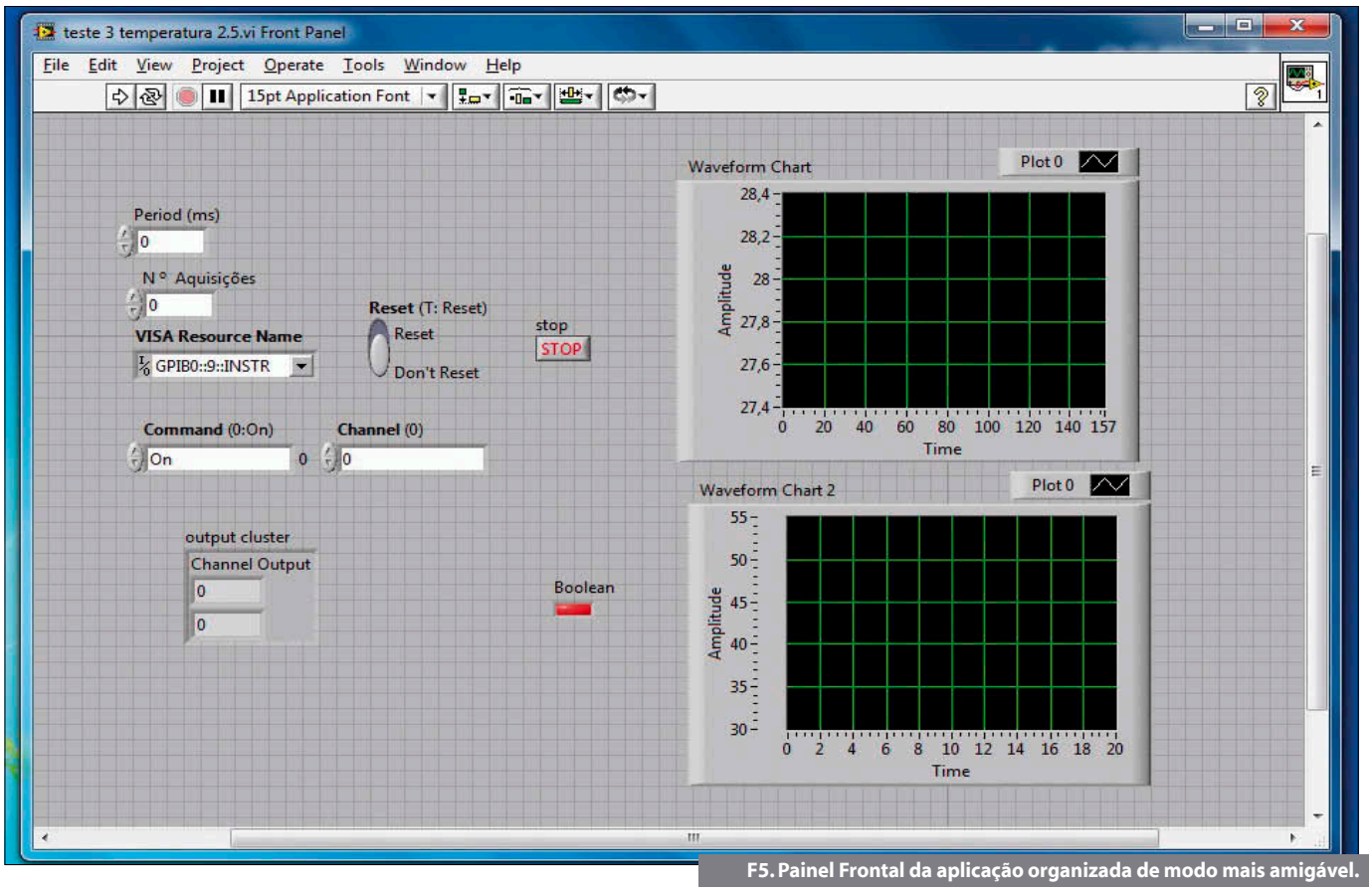
b) Ligue o PC e o instrumento, não havendo **entre estes dois** uma sequência específica para ligação;

c) Execute o **Agilent I/O Libraries Suite >> Agilent Connection e encontre a interface e o instrumento.** Execute o **Measurement and Automation Explorer**, busque a interface e o instrumento novamente, depois execute o seu aplicativo **LabVIEW,** compilado ou não. E está tudo pronto para o seu trabalho de coleta de dados com o multímetro multicanal;

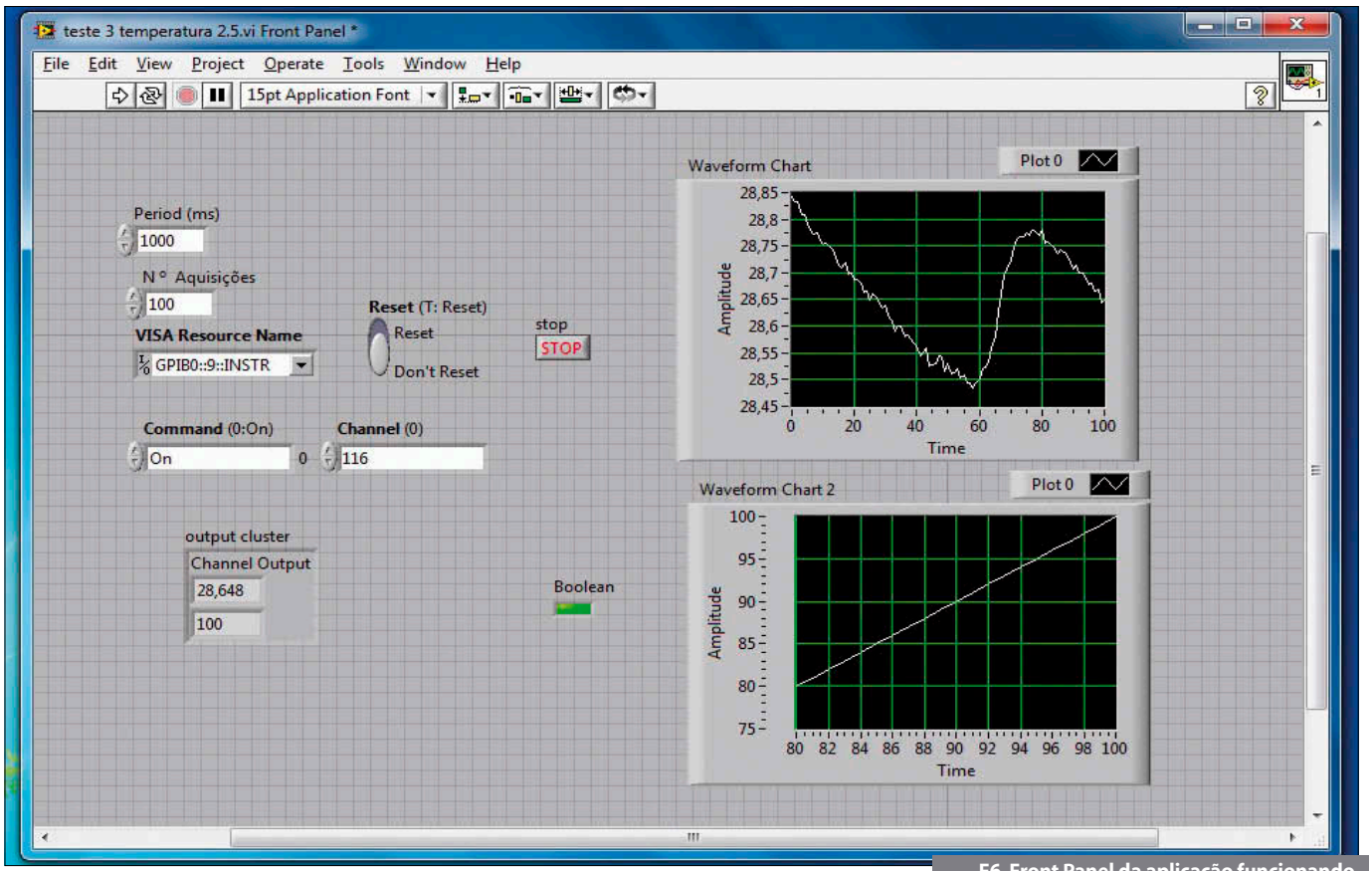
d) Vai desligar? Desligue o PC e o instrumento. Tanto faz a sequência, novamente;

e) Caso você queira desconectar a interface, substituir o PC e/ou a interface por motivo de pane, repita estas instruções novamente.

No dia a dia é assim que funcionará.



F5. Painel Frontal da aplicação organizada de modo mais amigável.



F6. Front Panel da aplicação funcionando.

Agora, a solução está no programa!

Para quem começa uma linguagem sem o conhecimento de nenhuma outra, os passos iniciais são menos simplificados, a associação cerebral com referências de conhecimento anteriores, ajuda muito. Sugiro que pense primeiro em fluxogramas e, depois, passe para a linguagem em si. Vale a pena este tempo inicial com análise e projeto de fluxogramas.

Rapidamente, seguindo pelo começo, inicie o **LabVIEW**: clique na opção **Blank VI** e se abrirão na tela do computador as duas janelas de programação, a de **Block Diagram** e a **Front Panel**.

Agora, observe a **figura 4**. Todas as **Labels** estão mostradas.

Comece pelo *loop* **Timed Loop**. Para chegar lá, clique com o botão direito do mouse em qualquer campo em branco do diagrama, depois **Functions > Programming > Structures > Timed Structures > Timed Loop**. Para criar o botão **Period**, aproxime o cursor do mouse no campo respectivo do **Loop**, automaticamente o cursor muda para um carretel e então clique com o botão direito do mouse e **Create a... > Control**. Acrescente no texto de identificação no **Front Panel** a unidade em (**ms**). Desse mesmo modo crie o **Resource Name**, a variável **Stop** e a de **N** Aquisições.

A **VI Bundle** está na janela **Functions > Programming > Bundle, Class and Variants**.

As **VIs Initialise, Monitor, Error Message e Close** estão agrupadas no Instrument Driver do multímetro em que fizemos o *download* anteriormente. Na sequência **Functions > Instrument I/O > Instrument Drivers > Agilent 34970A**.

Explore também as janelas **Configure**, **Action-Status**, **Data** e **Utility**. A **VI Tree** é um caso a parte. Clique nela e a arraste para o diagrama, clique no ícone da VI duas vezes, vai se abrir um painel frontal exclusivo, com um triângulo preto, abra o seu diagrama de blocos, aba **Window > Show Block Diagram**. Você agora visualiza todas as **VIs VISA** amigáveis deste **Instrument Driver**.

Sobre o **Front Panel**, quando você terminar o **Block Diagram** alguns itens já estarão aqui, basta você organizar melhor o painel de sua aplicação. O que é preciso criar aqui para terminar a montagem são os **Waveform Charts**. Estes são encontrados na janela do **Control > Express > Graf. Indicators**.

Monte uma apresentação que tenha uma facilidade ergométrica, de fácil visualização, lembre-se que você está criando um novo instrumento. Um exemplo é mostrado na **figura 5**.

O botão de **Reset** está automaticamente em ligado, clique nele com o botão direito do mouse, **Properties**, aba **Appearance > Enable State**, assim quando iniciado o aplicativo sempre estará com o Reset na posição de aberto.

Para modificar o **Waveform Chart** como indicado nessa figura, clique no centro em preto com o botão direito do mouse para abrir um janela auxiliar de configuração, opção **Properties**, teste as opções nas abas **Appearance**, **Display Format**, **Plots**, **Scales** e **Documentation**. Insira linhas de grade horizontais e verticais em escalas que desejar ticando nas opções. Lembre-se que cada uma destas configurações é válida para um eixo, por exemplo o X, onde está marcado **Time (X Axis)** , se quiser aplicá-las ao outro eixo, selecione a opção e mude a configuração do eixo das amplitudes ou mude para um formato digital.

Para utilizar o programa, ajuste o botão Period (ms) para um valor do tipo 1000 ms, selecione o canal do sensor de temperatura (aqui coloquei no slot 1, canal 16, então endereço 116) e o botão Nº de Aquisições para 100 por exemplo, execute a VI.

Quando for executado o programa com o comando **Run** (seta no cabeçalho), o painel frontal apresentará algo semelhante ao exibido na **figura 6**.

Depois de ter a aplicação funcionando corretamente, experimente outras configurações de aquisição.

Por que fiz um segundo gráfico para coletar o número de amostras sendo que já sabia o seu valor? Simples, porque utilizei um segundo gráfico como ferramenta de *debug* para verificação, depois da aplicação acertada, apagaremos este gráfico se for interessante. Observe que a amostra número 100 foi coletada no 100º segundo, a aplicação está com os tempos corretos, como planejado.

Veja que no pequeno painel de **Output Cluster** está anotado o último valor de temperatura e o seu índice ainda não é uma matriz de 2 x 100, no caso, é apenas um mostrador do valor da amostra e sua posição em relação ao tempo em que foi medida.

Na próxima edição montaremos a matriz, criaremos a varredura dos canais e acrescentaremos algumas funções estatísticas para a melhoria da qualidade das medidas realizadas.

Por ora, paramos por aqui, um abraço e boas aplicações. E

Saiba mais:

Na internet, visitando os links abaixo os leitores podem encontrar maiores informações e fazer o download do programa IO **Libraries Suite 16.1** gratuitamente. Inclusive há uma apresentação em vídeo da execução do programa.

IO Libraries Suite 16.1
www.home.agilent.com/agilent/product.jspx?cc=BR&lc=por&ckey=1985909&nid=-33648.977662.00&id=1985909&cmpid=zzfindiosuite

Agilent IO Libraries Introduction Video
www.youtube.com/watch?v=bo6T5szxjss&feature=related

Learn how to configure your Agilent GPIB connectivity products in NI LabVIEW
www.youtube.com/watch?v=GmLtJtRh4e8

Posso Usar Ambos Controladores National Instruments (GPIB) e Agilent/HP (HPIB) no Mesmo Sistema?
www.digital.ni.com/public.nsf/allkb/3B86A0CF3609C79B862577AD0052E300

Bônus para o leitor:
Glossário Técnico de Aquisição de Dados (em Português!)
http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/13493?submitted=yes

microcontroladores
FLASH
de Baixo Custo

HOLTEK

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

Cika Eletrônica
Seu Distribuidor de Componentes Eletrônicos

Tel.: 55 11 2693-6428 / Fax: 55 11 2693-8805
vendas@cikaeletronica.com
www.cikaeletronica.com

Realimentação de posição para controle de motores usando sensores magnéticos

Este breve artigo nos mostra a aplicação de sensores magnéticos que podem ser utilizados para se conseguir uma resposta direta para o controle de um motor de maneira eficiente a barata.

César Manieri

Abordaremos a realimentação para motores sem escovas de corrente direta (BLDC) com comutação conjunta utilizando-se sensores "Hall", bem como a realimentação usando um *encoder* de alta resolução para as mais exigentes aplicações em servoacionamentos.

O princípio de funcionamento e as diferentes formas de trabalho dos motores BLDC serão apresentados. Explicaremos também as tecnologias de realimentação e as várias áreas de aplicação deste tipo de motor e sensores. Na sequência, os sensores de efeito Hall para detecção de posição de rotor BLDC e seu princípio de funcionamento, tipo de comutação e características de desempenho principais.

Em aplicações que requerem uma **realimentação com uma maior precisão**, tais como motores síncronos de ímã permanente (PMSM) usados em sistemas de servo, os encoders são amplamente empregados. Mas uma boa escolha para este tipo de aplicação é o sensor integrado de alta velocidade baseado no princípio magneto-resistivo gigante (IGMR). Explicaremos e detalharemos como é seu princípio de funcionamento, bem como suas vantagens sob os encoders ópticos.

Por fim, este artigo mostrará ao leitor as vantagens destes sensores para aplicações de controle do motor sob o ponto de vista técnico e quais as vantagens de custo e qualidade tão importantes em qualquer sistema aos quais eles serão aplicados.

Brushless DC Motors

Este item aborda o princípio de funcionamento e as vantagens de tipos de motor DC sem escovas, e depois explica em mais detalhes a estrutura de realimentação e as aplicações de motores BLDC. Considere também consultar artigos que mostram a aplicação da eletrônica para o controle do motor baseados em **sensores** e *sensorless*.

Princípio de Funcionamento

A **figura 1** mostra um motor BLDC típico. Os motores com escovas, como o próprio nome diz, usam as mesmas escovas como um comutador mecânico e, portanto, oferece um contato mecânico, a fim de direcionar o fluxo de corrente através dos enrolamentos do rotor. Já no caso dos motores BLDC não existe esse contato elétrico entre estator e rotor.

De fato, enquanto que para a maioria dos motores DC com escovas os enrolamentos da bobina são fixados na parte do rotor e os ímãs permanentes no estator, no BLDC este processo é invertido. O mesmo tem um rotor formado por ímãs permanentes leves e os enrolamentos estão fixos no estator. O motor de ímã permanente possui uma característica interessante que é a menor inérica do rotor e, consequentemente, maior eficiência em comparação com os seus homólogos com escovas.

A maior desvantagem dos motores com escovas decorre da natureza mecânica do chaveamento da comutação. Uma vez que uma corrente considerável está sendo conduzida através das escovas, faíscas podem se formar e conduzir alta frequência e emissões eletromagnéticas, afetando negativamente outros equipamentos eletrônicos.

Outro fator é a sobrecarga que pode deteriorar precocemente essas escovas. As escovas de contato podem desgastar-se, elevando as taxas de insucesso e tornando o custo de manutenção mais elevado. Este fenômeno é totalmente nulo em motores BLDC, evitando contatos elétricos entre o estator e o rotor.

As vantagens dos motores BLDC também têm um preço, que é principalmente o de maior complexidade e um maior custo na eletrônica e a necessidade de sensores de realimentação.

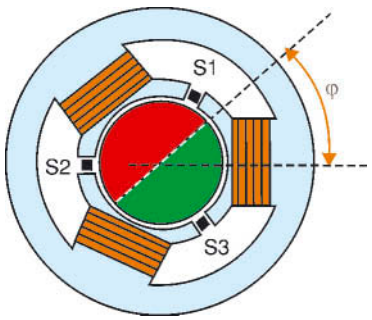
O motor na figura 1 usa três fases e um ímã de rotor com apenas um polo, que é a forma mais simples possível de um trifásico BLDC. Aumentar a quantidade de polos magnéticos ajuda a melhorar a suavidade do motor, que é uma caracteristica especialmente encontrada em motores deste tipo.

A - Aplicações e Tendências

Devido à sua alta eficiência e confiabilidade, motores BLDC podem ser encontrados em uma variedade de aplicações em todos os tipos de segmentos de produtos e classes de desempenho.

Motores de baixa potência podem ser encontrados em dispositivos de consumo como, por exemplo, câmeras ou computadores, ventiladores de fontes de alimentação, unidades de disco rígido ou *DVD players*.

Em aplicações automotivas, a melhoria da eficiência energética e robustez dos *motores brushless* tornam a escolha ideal para um número crescente de aplicações como, por exemplo, motores para sistemas de ventilação de ar condicionado. As bicicletas elétricas são, ainda, outra aplicação onde motores brushless são encontrados.



F1. Rotor do motor BLDC com 3 fases e 1 par do polo magnético. S_1, S_2 e S_3 são os sensores Hall.

Eficiência, segurança e confiabilidade servem como forças motrizes e reforçam a aplicação de motores sem escovas, os quais também se beneficiam de reduções de custo devido ao contínuo desenvolvimento da eletrônica de controle.

Notem que a comutação dos motores mais sofisticados como os usados em sistemas de direção elétrica veicular (EPS) e sistemas industriais de automação comumente empregam os sofisticados sistemas de comutação senoidal.

Nesses casos, estamos nos referindo aos motores síncronos de ímã permanente (PMSM), abordaremos a realimentação deste tipo de motor em detalhes no item 4.

B - Princípios de realimentação do BLDC

Basicamente, qualquer princípio de detecção que forneça informações sobre a posição do rotor pode ser empregada para, eletronicamente, controlar a alimentação das bobinas do atuador. Os princípios essenciais são: três fases de comutação de efeito Hall, força contra-eletromotriz e encoders.

C - Efeito Hall Trifásico

O sistema de realimentação mais amplamente utilizado para a comutação BLDC são os sensores de efeito Hall como exemplificada na figura 1. O padrão de sinal típico obtido a partir dos interruptores Hall S_1 a S_3 em uma revolução do rotor pode ser visto na **figura 2**. Os sensores podem ser usados diretamente para a comutação do bloco do motor BLDC. Mais a frente, explicaremos este tipo de comutação com mais detalhes.

D - Força Contraeletromotriz

Um outro tipo de motor, o BLDC, é conhecido como sensorless e usa a força contraeletromotriz *(back EMF)* induzida nas bobinas desenergizadas a fim de obter informações sobre a posição do rotor. Este tipo de atuação tem a óbvia vantagem de não precisar de qualquer sensor adicional e, portanto, contribui para um conjunto de motor de baixo custo.

Por outro lado, a precisão do posicionamento resultante não coincide com a precisão do sensor que é baseado nos princípios da realimentação e algumas dificuldades adicionais surgem no start-up uma vez que o EMF não é, induzido à velocidade zero

O circuitos empregados para o funcionamento precisam levar isso em conta, o que pode ser feito com algoritmos de controle dirigidos e executados em microcontroladores dedicados a estes propósitos.

O leitor interessado pode acessar o *link* abaixo para mais detalhes: **www.infineon.com/dgdl/AP0805910_Sensorless_FOC.pdf?folderId=db3a3043134aa0ee01134dcf16670067&fileId=db3a3043134dde6001134e2c3cff002f**

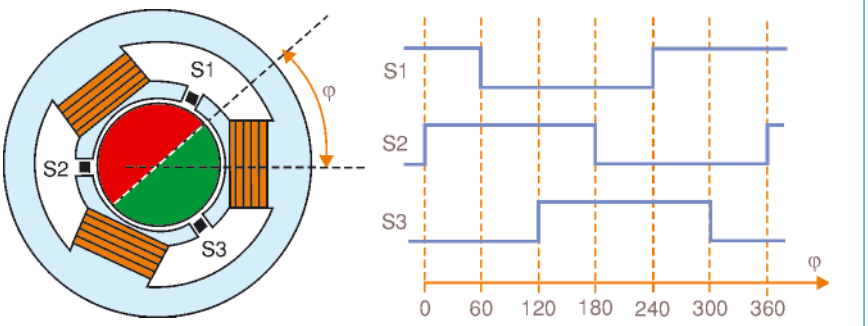
Realimentação usando sensor Hall

Agora veremos um sistema de realimentação dominante com base em interruptores de efeito Hall, o princípio de funcionamento geral e os requisitos do sensor e apresentaremos os interruptores de efeito Hall para aplicações em motores BLDC.

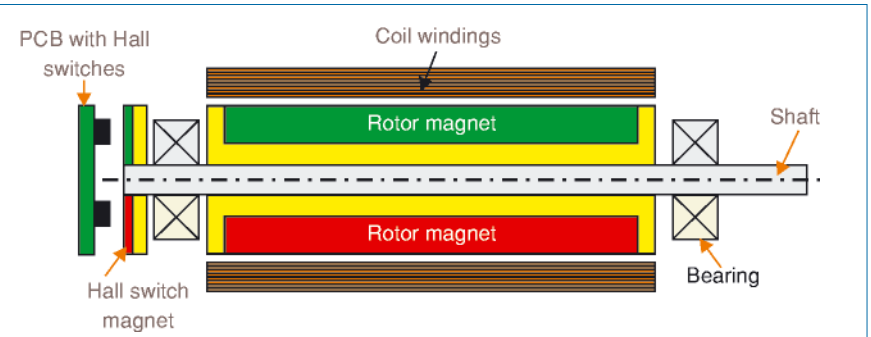
A figura 1 mostra o tipo mais fácil de implementação de um interruptor de efeito Hall. Os três sensores Hall são separados por 120° e ângulos de fase gatilhados pelo ímã do rotor. Eles produzem um padrão de comutação, descrito na figura 2, com um novo estado digital a cada 60°.

Portanto, é possível saber a posição do rotor com uma resolução de 60°, e se os sensores Hall são colocados na posição correta, as transições do sinal podem corresponder exatamente aos pontos ideais de comutação da energização da bobina.

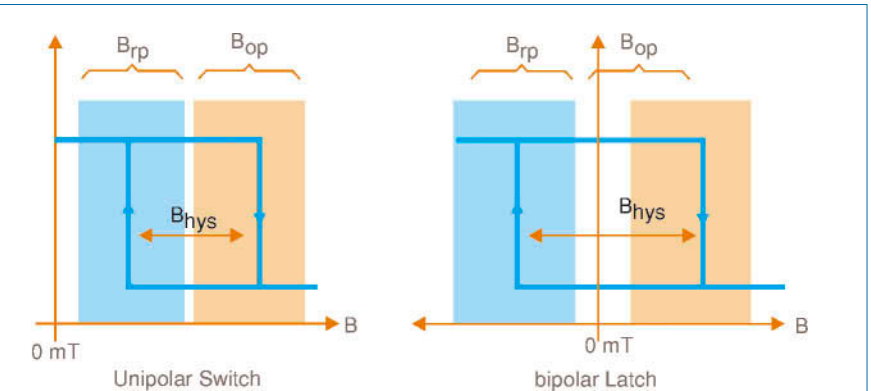
Dentro deste modelo,sinais de acionamento, sejam eles constantes ou modulados



F2. Padrão de comutação dos sensores Hall S_1 a S_3 em uma volta do rotor.



F3. BLDC: motor com ímã externo interruptor Hall.



F4. Interruptor unipolar versus a trava bipolar (Latch).

pela largura de pulsos(PWM), poderão ser usados para alimentar as bobinas e acionar o motor.

Em muitos motores DC sem escovas, os sensores Hall são usados diretamente para sentir o campo magnético dos ímãs do rotor como no exemplo da figura 1.

Como consequência, os sensores são montados no interior do motor e são expostos a altas temperaturas e vibrações e se por acaso houver uma falta de vedação, gases e líquidos poderão afetar as peças. Além disso, a montagem de novos sensores e, especialmente,a substituição destas peças é bastante delicada e cara.

Alguns motores, portanto, possuem um anel magnético adicional montado sobre o eixo, assim os sensores Hall são chaveados por este anel magnético. Isso permite que os sensores Hall sejam montados longe de partes que aquecem. A **figura 3** ilustra essa implementação.

Os beneficios desta montagem são acesso à temperatura mais baixa, instalação mais fácil e flexibilidade de *design*. Neste caso, é necessário a implementação de uma roda de código magnético adicional. Para este tipo de projeto, sensores angulares usados no modo de chaveamento Hall são especialmente atraentes, como mostrado no item D.

a - Tipos de Sensores

O interruptores de efeito Hall alternam entre dois estados lógicos e exibem alguma histerese de comutação entre estes dois pontos. De um modo geral, distingue-se entre dois principais tipos de dispositivos: interruptores unipolares e travas bipolares.

Os interruptores Omnipolar e os interruptores bipolares não estão sendo considerados aqui.

Caso o leitor queira mais informações, acesse: **www.infineon.com/cms/en/product/sensors-and-wireless-control/magnetic-sensors/magnetic-position-sensors/hall-switches/channel.html?channel=db3a304332ae7b090132b00592bb015a**

b - Interruptores unipolar (Switches)

A **figura 4** exibe o princípio de funcionamento dos interruptores unipolares. O dispositivo de saída liga quando o campo magnético aplicado passa para o ponto de operação Bop. Se o campo magnético for desligado, o dispositivo mudará de volta para a situação de desligado.

Isso ocorre mesmo antes do estado do campo magnético chegar a zero na faixa Brp. O efeito de histerese Bhys está presente para evitar uma transição muito rápida nos eventos de comutação entre os dois estados.

c - Travas Bipolares (Latches)

Da mesma forma que um interruptor unipolar, as travas bipolares também ligam depois de passar o Bop. No entanto, após a retirada do campo magnético, a trava bipolar mantém seu estado mesmo em campo zero. Apenas uma vez o campo de polaridade inversa passa por Brp e faz com que o dispositivo retorne ao seu estado desligado como mostrado na figura 4. Estes dispositivos, portanto, travam efetivamente seu estado como o nome sugere.

d - Requisitos das chaves de efeito Hall

A seguir, vamos observar os requisitos específicos dos interruptores de efeito Hall usados para comutação do motor BLDC

Unipolar versus bipolar: A tarefa do sensor é detectar a posição do rotor com precisão. Idealmente, os sensores entregam um sinal de comutação exatamente a cada 60 ° de posição do rotor do motor,

independentemente da velocidade e torque aplicados. Cada sensor individualmente muda sua saída a cada 180 °.

A **figura 5** mostra como um interruptor convencional unipolar e duas travas bipolares diferentes se comportariam. Pode ser visto que o interruptor unipolar levaria a um ciclo de trabalho desequilibrado, enquanto a trava bipolar tem um ciclo de exatamente 50% quando Bop e Brp têm o mesmo valor absoluto.

Uma maior sensibilidade levará a um menor atraso, sendo por isso que os pontos de comutação perto 0mT são os mais preferidos. As travas Bipolares de alta sensibilidade são, portanto, a melhor opção para esta aplicação.

Precisão do Ponto de Comutação: Devido ao amplo e complexo processo na fabricação de semicondutores, infelizmente não é possível criar sensores idênticos. Cada um é individual, e verifica-se que o ponto de comutação magnética é um dos parâmetros que são consideravelmente afetados pela amplitude do processo.

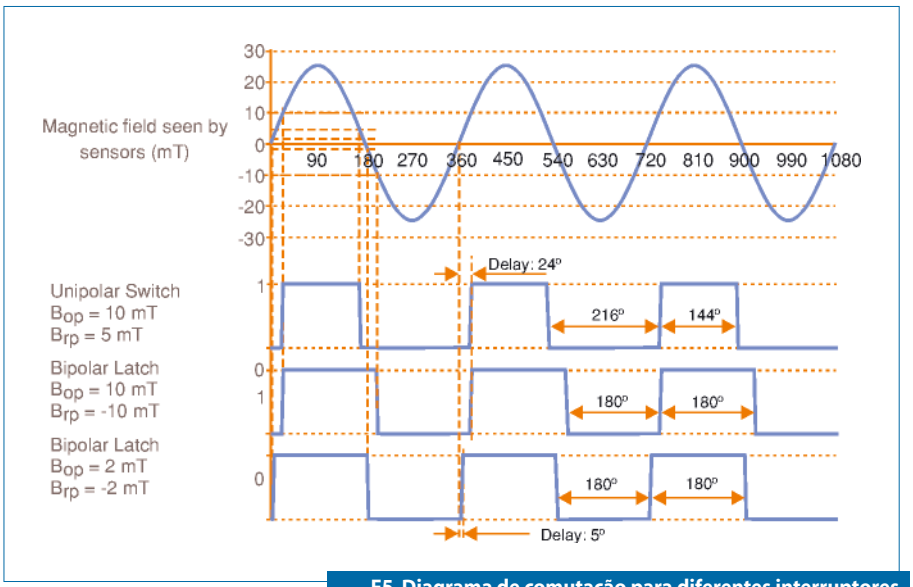
Além disso, os efeitos ambientais, tais como estresse mecânico resultante devido à moldagem ou umidade podem levar a desvios e mudar pontos ao longo da vida útil do componente.

Para minimizar estes efeitos, os sensores efeito Hall da família TLE49x6 empregam o *princípio chopping*, no qual um engenhoso método é aplicado. Este método cancela o "offset" da sonda Hall e do estágio amplificador de entrada.

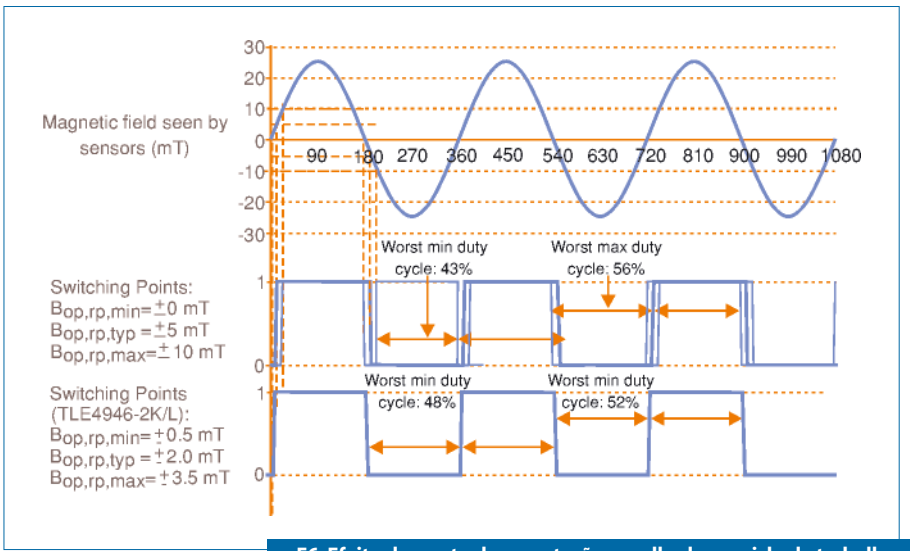
Esta tecnologia permite especificar os pontos de comutação em uma janela magnética muito estreita. A alta resistência contra estresses mecânicos é outro grande benefício da família TLE49x6.

A **figura 6** ilustra como duas travas bipolares com diferentes pontos de comutação são comparadas. Pode-se notar que, no pior dos casos, o ciclo de trabalho pode ser muito desequilibrado se Bop e Brp estiverem em uma das extremidades da faixa do ponto de comutação especificado.

No caso do TLE4946-2K e TLE4946-2L, que empregam o princípio chopping, a disseminação dos pontos de comutação é muito mais difícil e o efeito sobre o ciclo de trabalho é, portanto, muito pequeno, levando a uma atuação equilibrada do motor durante uma rotação completa.



F5. Diagrama de comutação para diferentes interruptores Hall. As travas Bipolares de alta sensibilidade têm menores atrasos e um ciclo de trabalho equilibrado.

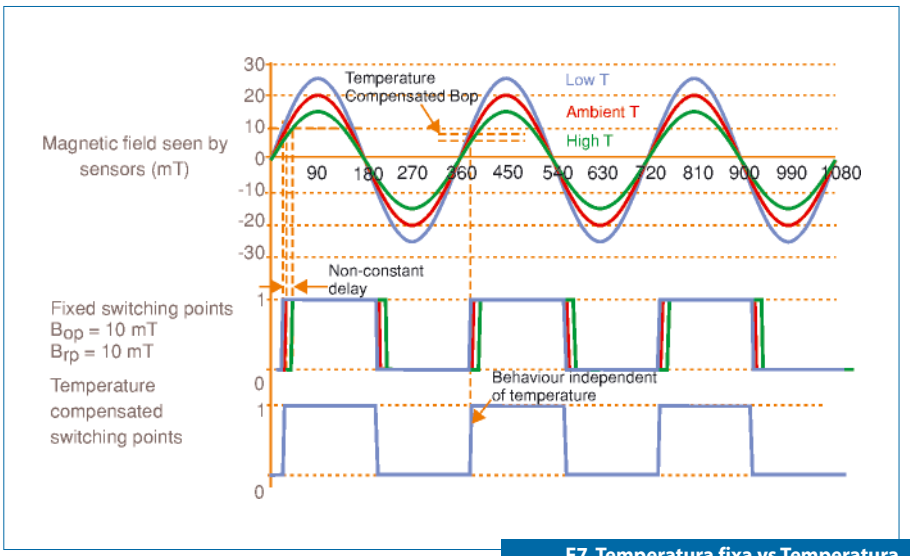


F6. Efeito do ponto de comutação espalhado em ciclo de trabalho. Menor disseminação leva a um ciclo de trabalho equilibrado.

Atraso: Uma vez que o campo magnético cruza o ponto zero, a comutação deve ser imediata e não pode ser adiada por algum processamento interno no sensor. Os sensores Hall são baseados em uma tecnologia que permite um caminho rápido do sinal e isso gera um atraso bem pequeno entre a entrada e a saída.

Jitter: A repetitividade de um padrão de comutação correto é outro critério importante em aplicações de comutação do motor. O parâmetro *jitter* identifica quanto os pontos de comutação podem variar durante uma operação regular.

Estabilidade de temperatura: Os ímãs permanentes utilizados em motores PMSM e BLDC, infelizmente, perdem alguma da sua força se a temperatura é aumentada (que também é reversível). A fim de manter uma precisa comutação do sensor, com a mesma posição física, o sensor tem que seguir o comportamento da temperatura do ímã para compensar este efeito. Portanto, sentindo a temperatura ambiente, o sensor de efeito Hall da família TLE49x6 controla a compensação de temperatura para que o mesmo tenha um desempenho repetitivo estável em toda a faixa de temperatura durante sua operação.



F7. Temperatura fixa vs Temperatura compensada com pontos de comutação.



F8. Sensores de efeito Hall típicos para a comutação do motor estão disponíveis no encapsulamento PG-SSO-3-2, bem como no encapsulamento SC59SMD.

A **figura 7** apresenta como qualitativamente as variações de temperatura levam a um comportamento diferente para sensores com pontos fixos de comutação e de compensação de temperatura, enquanto ajuda a manter o mesmo comportamento independente da temperatura apresentada.

e - Chaves de efeito Hall para comutação do Motor

Com base nos indicadores de desempenho descritos acima, a indústria de semicondutores tem desenvolvido interruptores de efeito Hall dedicados a aplicações de controle de motor, disponível em dois pacotes, por exemplo: O TLE4946-2K em um encapsulamento SC59 SMD, bem como a TLE4946-2L com encapsulamento PG-SSO-3-2 (conforme a **figura 8**).

As peças possuem as seguintes características:

- Alta sensibilidade (pontos de comutação perto de zero, Bop 2mt e Brp-2mt típico);
- Pequenas propagações do ponto de comutação (Bop entre 0,5 e 3,5 mT, Brp entre -3,5 e-0,5 mT);
- Compensação de temperatura Excelente (set to-350 ppm / °C típico);
- Tempo de atraso pequeno (tipicamente 13 µs);
- Baixo jitter (tipicamente 1 µs).

Além disso, todos os requisitos básicos para os sensores que trabalham em ambientes agressivos são preenchidos por estes componentes, incluindo:

- Ampla faixa de operação da tensão de alimentação (2,7 V a 18 V);
- Alta faixa de máxima tensão de alimentação, incluindo a proteção contra inversão de polaridade (-18 V a 26 V);
- Faixa de alta temperatura (-40 a 150 °C, de faixa de operação, a classificação máxima de até 195 °C por curto período de tempo);
- Alta imunidade contra ESD (> 4 kV).

Todas essas características tornam o TLE4946-2L e TLE4946-2K ideais para aplicações de comutação do motor. Para mais detalhes sobre esta parte, consulte**: www.infineon.com/sensor.**

f - Sensores Angulares no modo Hall Switch

Para aplicações onde um ímã externo tem seu uso recomendado e viável, como na figura 3, as empresas desenvolveram uma solução mais fácil que não necessita de três, mas de apenas um sensor para criar os padrões de comutação dos interruptores de efeito Hall: o sensor angular TLE5012.

Este sensor é baseado em projeto e tecnologia vencedora do Prêmio Nobel, chamado de efeito gigante magneto-resistiva (GMR), que a empresa Infineon Technologies, por exemplo, tem integrado com sucesso no processamento de silício padrão em sua tecnologia IGMR. A **figura 9** traz uma possível implementação do TLE5012 com um simples ímã cilíndrico montado no eixo do motor.

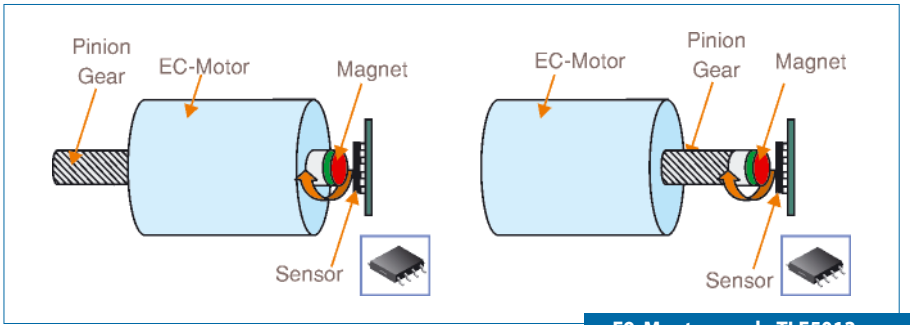
O TLE5012 pode ser usado para criar padrões de comutação para a condução de rotores com 2, 3, 4, 6, 7, 8, 12 e 16 polos. Devido a um algoritmo de autocalibração, que atinge uma precisão angular (mecânica) melhor do que 1° obtém-semais temperatura e tempo de vida. Isto significa que os padrões de comutação do TLE5012 são tipicamente bem mais precisos. Consegue-se maior precisão do que aquela alcançada com os sensores Hall melhores.

Para alguns motores, que exigem suavidade de torque ainda maior, como a comutação do bloco que é empregada na maioria dos motores brushless DC ainda não é suficiente, usa-se o *design* de enrolamentos especiais, bem como algoritmos de acionamento adaptados garantem um melhor acionamento do motor de forma síncrona. Estes motores síncronos de ímã permanente (PMSM) normalmente requerem maior avaliação de precisão. Uma possibilidade é usar o TLE5012 no modo Hall de comutação, como descrito acima, uma outra é usar o modo de realimentação por encoder que será descrito no próximo item.

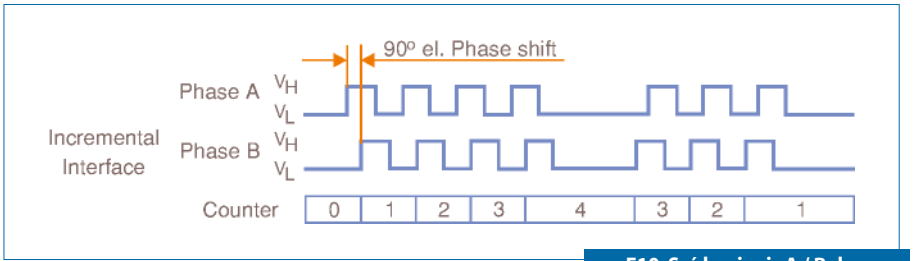
Realimentação por Encoder

Muitos sistemas de motores para aplicações de controle de servo requerem um sinal de realimentação mais preciso para trabalhar. Muitos tipos de motores podem ser considerados para estas aplicações, e os motores síncronos de ímã permanente (PMSM) são uma escolha possível, muitas vezes usados com gabarito de alta precisão. Os encoders não entregam apenas dois eventos de comutação por volta do motor como os interruptores Hall, mas podem ter uma resolução angular muito maior. Servomotores são operados com malhas de controle fechado, os sinais de saída

(posição, torque, velocidade) são percebidos e processados para derivar as entradas do motor da melhor forma possível. O *feedback* é geralmente obtido por *resolvers* ou por encoders incrementais. Equipamentos industriais, muitas vezes usam esse tipo de servomotores nos braços robóticos, ou em máquinas ferramentsa de produção, são mais precisos e são encontrados também na indústria automobilística moderna, por exemplo, nos sistemas EPS (Electronic Power Steering). A **figura 10** apresenta um sinal de saída típico A, B e produzido por um encoder incremental, caso o motor seja ligado pela primeira vez para a frente, depois para trás. A unidade de controle pode, então, adaptar um contador interno e registrar cada vez que uma borda de subida acontece na fase B. A direção pode ser detectada com base se a fase A precede ou não a B. Um sinal adicional Z é frequentemente disponível para indicar a referência de posição.



F9. Montagem do TLE5012 com um ímã no eixo diametral.



F10. Saída: sinais A / B de uma interface incremental.

A - Encoders ópticos

Encoders ópticos são o tipo principal de encoder em uso hoje. Sua principal vantagem é não ter contato e isso permite ao sistema não se desgastar. Encoders ópticos estão disponíveis com resolução relativamente alta e oferecem boa precisão absoluta.

Infelizmente, encoders ópticos ainda são relativamente caros, e o sistema óptico é propenso a ser perturbado por poeira ou umidade. Além disso, é difícil e caro encontrar encoders ópticos para pequenas dimensões.

B - Encoders Magnéticos

Estes sistemas estão disponíveis por algum tempo devido aos avanços na integração da tecnologia de sensor magnético, tornando-os uma verdadeira alternativa para sistemas de realimentação angular. Existem sistemas disponíveis usando o efeito Hall, a magneto-resistência anisotrópica (AMR) ou o efeito GMR. Infineon está usando sua tecnologia para oferecer um sensor encoder IGMR versátil: o TLE5012. O sistema magnético tem muitas vantagens sobre o sistema óptico:

- O custo baixo do sistema;
- Construir em espaços reduzidos;
- Selagem possível;
- Gama de temperaturas mais altas.

Algumas das desvantagens de codificadores magnéticos até agora incluem a menor precisão angular e resolução, falta de protocolos de interface, bem como sua baixa velocidade. Estas questões podem agora ser resolvidas no TLE5012:

- **Alta velocidade:** O TLE5012 é construído em uma tecnologia de alta velocidade, permitindo uma taxa de atualização de até 43 µs;
- **Alta precisão:** Os sensor com tecnologia IGMR sente a direção do campo magnético, e não a sua força. Isso significa que que a precisão é independente da temperatura e da vida útil do sistema. Para melhorar ainda mais a precisão, o TLE5012 usa um algoritmo de autocalibração para obter precisão de + / - 1°;
- **Alta resolução:** O TLE5012 trabalha com até 16 bits de resolução interna e a saída tem uma resolução 12bit em sua interface incremental;
- **Interfaces:** Além de oferecer a interface e o modo incremental do sensor Hall já descrito anteriormente, o TLE5012 também oferece uma interface PWM, bem como uma interface SPI para mais versatilidade para o usuário.

Com as interfaces PWM e SPI, é possível usar o sensor como um sensor de ângulo absoluto (*resolver*) no qual o sinal de ângulo absoluto está disponível imediatamente após a inicialização, evitando a necessidade de referenciar.

Essas vantagens tornam o TLE5012 uma excelente escolha para a realimentação de posição sem contato em sistemas de alto desempenho para aplicações de controle de motor.

Conclusão

Neste artigo, os princípios de realimentação da posição do sensor para diferentes tipos de motores foram descritos. Foi mostrado que a família de sensores Hall TLE49x6 é bem adequada para ser usada para a comutação do motor em aplicações BLDC, especialmente os TLE4946-2K e o TLE4946-2L que foram projetados para atingir o melhor desempenho possível dos motores BLDC.

Muitos sistemas de controle de motores nexessitam de uma realimentação de posição muito precisa para aplicações de servo. No passado, encoders ópticos foram a principal escolha para esta finalidade. Avanços na tecnologia IGMR agora tornam possível alcançar a alta velocidade, resolução e precisão com o TLE5012, que juntamente com sua robustez e versatilidade fazem do produto uma excelente escolha para a próxima geração de sistemas de realimentação de posição. E

Instalações Fieldbus: Acoplamentos Capacitivo e Indutivo

Estudo do efeito do acoplamento capacitivo e/ou indutivo em instalações Fieldbus. Técnicas de blindagem. Uso de cabos tipo par trançado. Técnicas de proteção contra interferência eletromagnética (EMI).

César Cassiolato
Diretor de Marketing, Qualidade, Assistência Técnica e Instalações Industriais da Smar Equipamentos Ind. Ltda.

A convivência de equipamentos em diversas tecnologias diferentes mais a inadequação das instalações facilita a emissão de energia eletromagnética e, com isto, é comum que se tenha problemas de compatibilidade eletromagnética. Isto é muito encontrado nas indústrias e fábricas, onde a EMI é muito frequente em função do maior uso de máquinas (máquinas de solda, por exemplo), motores (CCMs), redes digitais e de computadores próximos a essas áreas.

A topologia e a distribuição do cabeamento, os tipos de cabos e as técnicas de proteções são fatores que devem ser considerados para a minimização dos efeitos de EMI. Lembrar que em altas frequências, os cabos se comportam como um sistema de transmissão com linhas cruzadas e confusas, refletindo energia e espalhando-a de um circuito a outro. Mantenha em boas condições as conexões. Conectores inativos por muito tempo podem desenvolver resistência ou se tornar detectores de RF.

Veremos neste artigo alguns detalhes sobre os efeitos de acoplamento capacitivo e indutivo, o emprego da blindagem em um ponto e em dois pontos, assim como o uso do cabo de par trançado e as técnicas de proteção contra a EMI.

Inicialmente, veremos alguns detalhes sobre aterramento na instrumentação e automação.

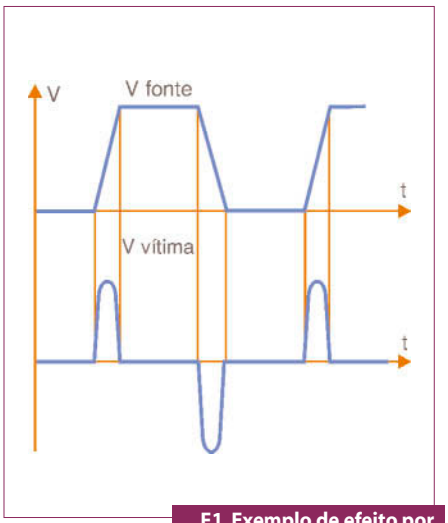
A importância do Aterramento em Instrumentação e Automação

De uma forma simples e direta, o aterramento tem os seguintes objetivos:

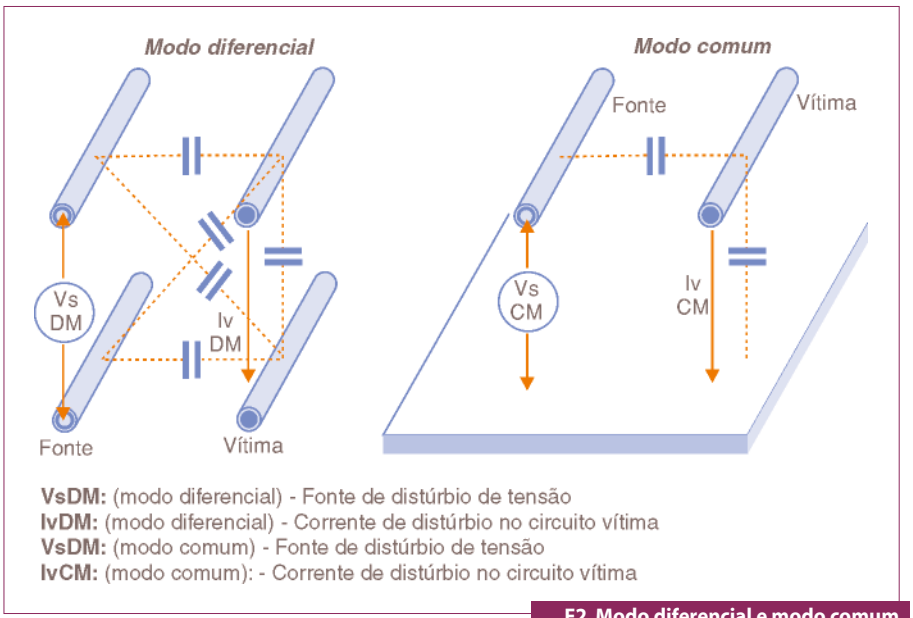
- Escoar cargas estáticas acumuladas em estruturas, suportes e carcaças;
- Facilitar o funcionamento dos dispositivos de proteção (fusíveis, disjuntores, etc.) através da corrente desviada para a terra;
- Proteger as pessoas e animais contra contatos indiretos;
- Criar pontos de referências adequados aos sinais e medições;
- Minimizar os efeitos de EMI (Emissão Eletromagnética).

Referências:

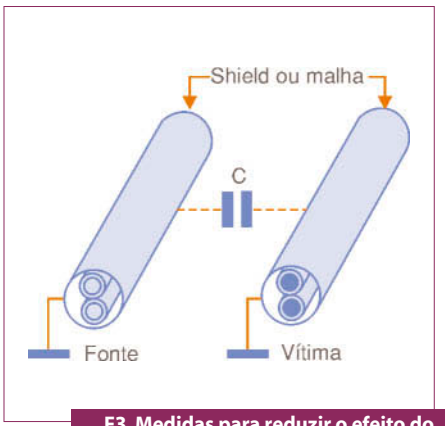
EMI – Interferência Eletromagnética, César Cassiolato
Aterramento, Blindagem, Ruídos e dicas de instalação, César,Cassiolato
O uso de Canaletas Metálicas Minimizando as Correntes de Foucault em Instalações PROFIBUS, César Cassiolato
Ruídos e Interferências em instalações Profibus, César Cassiolato
www.electrical-installation.org/wiki/Coupling_mechanisms_and_counter-measures
www.system302.com.br



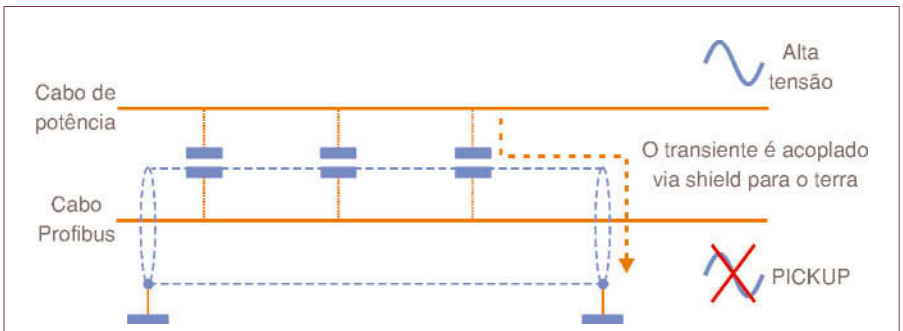
F1. Exemplo de efeito por acoplamento capacitivo.



F2. Modo diferencial e modo comum – Acoplamento capacitivo.



F3. Medidas para reduzir o efeito do acoplamento capacitivo.



F4. Interferência entre cabos: o acoplamento capacitivo entre cabos induz transiente (pickups eletrostáticos) de tensão.

Quando tratamos de equipamentos eletrônicos, como os que temos em instrumentação e automação, o sistema de aterramento deve ser visto como um circuito de baixa indutância que favorece o fluxo de corrente ao ponto de referência nula. Além disso, deve ser projetado provendo os melhores benefícios para proteção de EMI.

O sistema de aterramento deve atender a:

- Controle de interferência eletromagnética, tanto interno ao sistema eletrônico (acoplamento capacitivo, indutivo ou por impedância comum) como externo ao sistema (ambiente);
- Segurança, sendo a carcaça dos equipamentos ligada ao terra de proteção e, dessa forma, qualquer sinal aterrado ou referenciado à carcaça ou ao gabinete, direta ou indiretamente, fica automaticamente referenciado ao terra de distribuição de energia.

Vários são os inconvenientes por um sistema de aterramento inadequado, onde podemos citar, dentre outros:

- Falhas de comunicação (intermitências, *retries*, *frames* corrompidos, travamentos, etc.);
- *Drifts* (erros nas medições por deslocamento das referências *offsets*, causando um aumento da variabilidade dos processos, custos desnecessários com matéria-prima, etc.);
- Excesso de EMI;
- Aquecimento anormal das etapas de potência (inversores, conversores, etc...) e motores;
- Acionamentos indevidos em lógicas de CLPs;
- Queimas de equipamentos, placas eletrônicas e sem razões aparentes;

Os sinais podem variar basicamente devido a:

- Flutuação de tensão;
- Harmônicas de corrente;
- RF conduzidas e radiadas;
- Transitórios (condução ou radiação);
- Campos Eletrostáticos;
- Campos Magnéticos;
- Reflexões;
- *Crosstalk*;
- Atenuações;
- Jitter (ruído de fase).

As principais fontes de interferências são:

- Acoplamento capacitivo;
- Acoplamento indutivo;
- Condução através de impedância comum (aterramento): Ocorre quando as correntes de dois circuitos diferentes passam por uma

mesma impedância. Por exemplo, o caminho de aterramento comum de dois circuitos.

Acoplamento Capacitivo

O acoplamento capacitivo é representado pela interação de campos elétricos entre condutores. Um condutor passa próximo a uma fonte de ruído (perturbador), capta este ruído e o transporta para outra parte do circuito (vítima). É o efeito de capacitância entre dois corpos com cargas elétricas, separadas por um dielétrico, o que chamamos de efeito da capacitância mútua.

O efeito do campo elétrico é proporcional à frequência e inversamente proporcional à distância.

O nível de perturbação depende das variações da tensão (dV/dt) e o valor da capacitância de acoplamento entre o "cabo perturbador" e o "cabo vítima".

A capacitância de acoplamento aumenta com:

- O inverso da frequência: O potencial para acoplamento capacitivo aumenta de acordo com o aumento da frequência (a reatância capacitiva, que pode ser considerada como a resistência do acoplamento capacitivo, diminui de acordo com a frequência, e pode ser vista na fórmula: $X_c = 1/2\pi fc$;
- A distância entre os cabos perturbador e vítima e o comprimento dos cabos que correm em paralelo;
- A altura dos cabos com relação ao plano de referência (em relação ao solo);
- A impedância de entrada do circuito vítima (circuitos de alta impedância de entrada são mais vulneráveis);
- O isolamento do cabo vítima (εr do isolamento do cabo), principalmente para pares de cabos fortemente acoplados.

A **figura 1** mostra um exemplo de "efeito por acoplamento capacitivo".

Na **figura 2** podemos ver o acoplamento e suas fontes de tensão e corrente em modo comum e diferencial.

As medidas para reduzir o efeito do acoplamento capacitivo (**figura 3**), são:

- Limite o comprimento de cabos correndo em paralelo;
- Aumente a distância entre o cabo perturbador e o cabo vítima;
- Aterre uma das extremidades dos *shields* nos dois cabos;
- Reduza o dV/dt do sinal perturbador, aumentando o tempo de subida do sinal, sempre que possível (baixando a frequência do sinal).

Envolva, sempre que possível, o condutor ou equipamento com material metálico (blindagem de Faraday). O ideal é que que cubra cem por cento da parte a ser protegida e que se aterre esta blindagem para que a capacitância parasita entre o condutor e a blindagem não atue como elemento de realimentação ou de *crosstalk*. A **figura 4** mostra a interferência entre cabos, onde o acoplamento capacitivo entre eles induz transiente *(pickups eletrostáticos)* de tensão. Nesta situação a corrente de interferência é drenada ao terra pelo shield, sem afetar os níveis de sinais.

A **figura 5** exibe um exemplo de proteção contra transientes.

Interferências eletrostáticas podem ser reduzidas por:

- Aterramento e blindagens adequadas;
- Isolação Ótica;
- Pelo uso de canaletas e bandejamentos metálicos aterrados.

A **figura 6** ilustra a capacitância de acoplamento entre dois condutores separados por uma distância D.

Acoplamento Indutivo

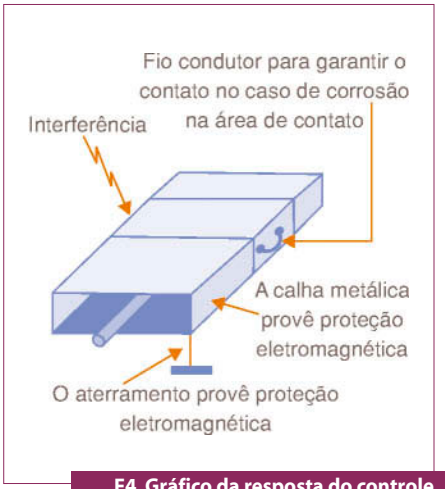
O "cabo perturbador" e o "cabo vítima" são acompanhados por um campo magnético. O nível de perturbação depende das variações de corrente (di /dt) e da indutância de acoplamento mútuo.

O acoplamento indutivo (**figura 7**) aumenta com:

- A frequência: a reatância indutiva e diretamente proporcional à frequência $X_L = 2\pi fL$;
- A distância entre os cabos perturbador e vítima e o comprimento dos cabos que correm em paralelo;
- A altura dos cabos com relação ao plano de referência (em relação ao solo);
- A impedância de carga do cabo ou circuito perturbador.

As medidas para reduzir o efeito do acoplamento indutivo entre cabos são:

- Limite o comprimento de cabos correndo em paralelo;



F4. Gráfico da resposta do controle a uma variação de entrada.

- Aumente a distância entre o cabo perturbador e o cabo vítima;
- Aterre uma das extremidades dos *shields* dos dois cabos;
- Reduza o dV/dt do perturbador aumentando o tempo de subida do sinal, sempre que possível (resistores conectados em série ou resistores PTC no cabo perturbador, anéis de ferrite nos perturbadores e / ou cabo vítima).

Observe a **figura 8.**

As medidas para reduzir o efeito do acoplamento indutivo entre cabo e campo são:

- Limite a altura h do cabo ao plano de terra;
- Sempre que possível, coloque o cabo junto à superfície metálica;
- Use cabos trançados;
- Use ferrites e filtros de EMI.

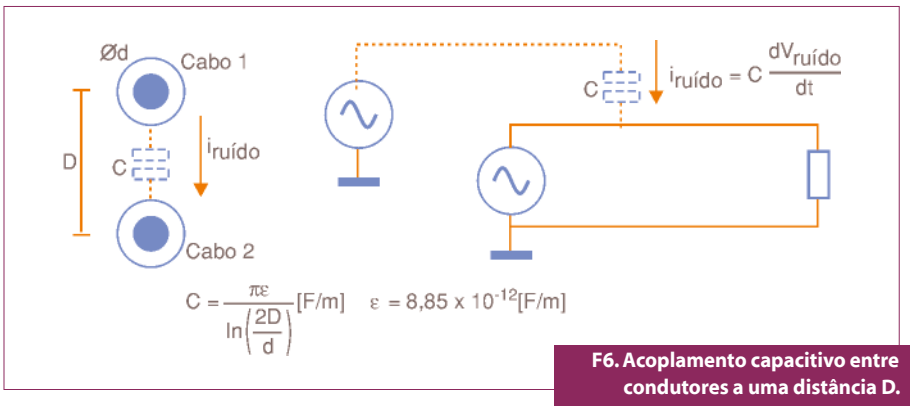
As medidas para reduzir o efeito do acoplamento indutivo entre cabo e *loop* de terra são:

- Reduza a altura (h) e o comprimento do cabo.
- Sempre que possível, coloque o cabo junto à superfície metálica
- Use cabos trançados
- Em altas frequências aterre o *shield* em dois pontos (cuidado!), e em baixas freqüências em um ponto só.

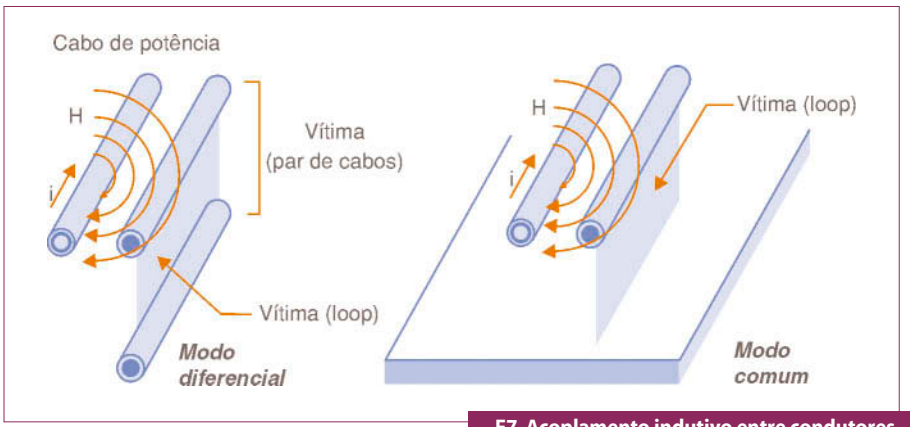
Acompanhe na **figura 9.**

As Interferências Eletromagnéticas podem ser reduzidas (**figura 10**), via:

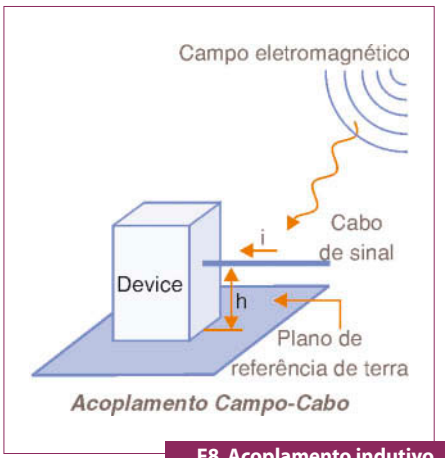
- Cabo trançado;
- Isolação Ótica;
- Pelo uso de canaletas e bandejamentos metálicos aterrados.



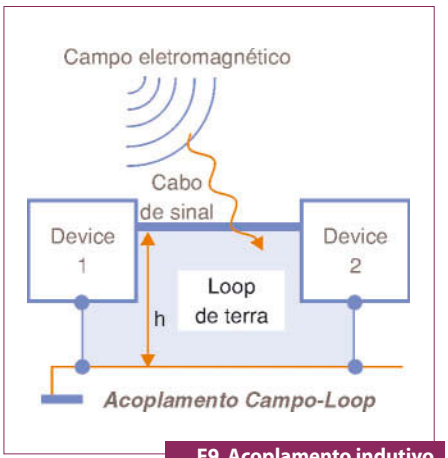
F6. Acoplamento capacitivo entre condutores a uma distância D.



F7. Acoplamento indutivo entre condutores.



F8. Acoplamento indutivo entre cabo e campo.



F9. Acoplamento indutivo entre cabo e loop de terra.

Observe as distâncias mínimas entre cabos para garantir proteção contra a interferência eletromagnética - EMI, na **tabela 1**.

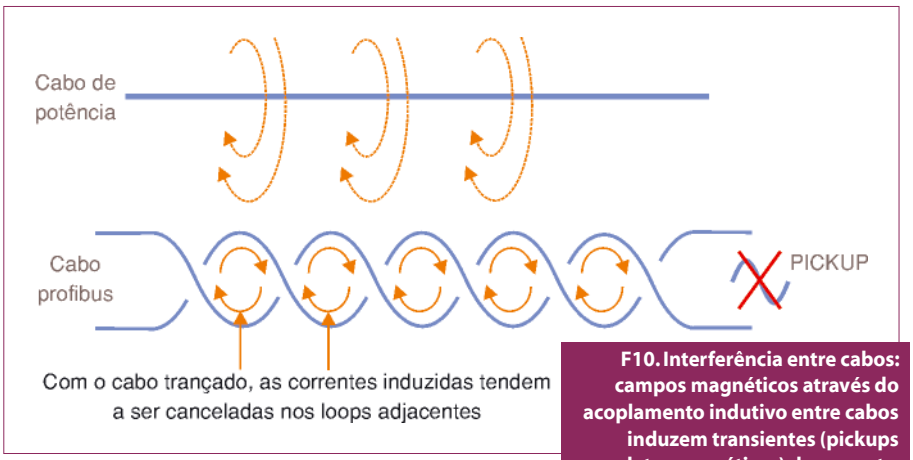
Para minimizar o efeito de indução deve-se usar o cabo de par trançado que minimiza a área (S) e diminui o efeito da tensão induzida Vb em função do campo B, balanceando os efeitos (média dos efeitos segundo as distâncias):

$$V_b = \frac{d}{dt}\int_{\text{"loop"}} \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

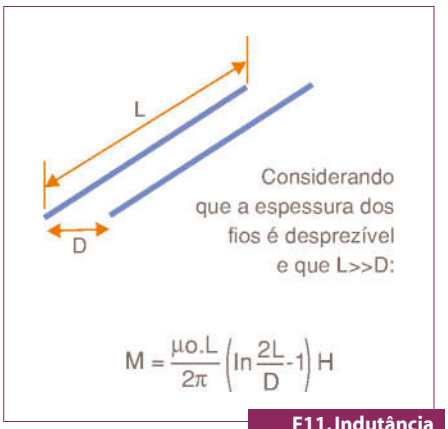
O cabo de par trançado é composto por pares de fios. Os fios de um par são enrolados em espiral a fim de, através do efeito de cancelamento, reduzir o ruído e manter constantes as propriedades elétricas do meio por toda a sua extensão. O efeito de cancelamento reduz a diafonia *(crosstalk)* entre os pares de fios e diminui o nível de interferência eletromagnética/radiofrequência. O número de tranças nos fios pode ser variado a fim de reduzir o acoplamento elétrico. Com sua construção proporciona um acoplamento capacitivo entre os condutores do par. Tem um comportamento mais eficaz em baixas frequências (<1MHz). Quando não é blindado, tem a desvantagem com o ruído em modocomum. Para baixas frequências, isto é quando o comprimento do cabo é menor que 1/20 do comprimento de onda da frequência do ruído, a blindagem (malha ou shield) apresentará o mesmo potencial em toda sua extensão, neste caso recomenda-se conectar a blindagem em um só ponto de terra. Em altas frequências, isto é quando o comprimento do cabo é maior que 1/20 do comprimento de onda da frequência do ruído, a blindagem apresentará alta suscetibilidade ao ruído e, neste, caso, recomenda-se que seja aterrada nas duas extremidades. No caso indutivo Vruído = $2\pi BA\cos a$, onde **B** é o campo e **a** é o ângulo em que o fluxo corta o vetor área (**A**) ou ainda em função da indutância mútua M: Vruído = $2\pi fMI$, onde, **I** é a corrente no cabo de potência.

	Cabo de comunicação Fieldbus	Cabos com e sem shield: 60Vdc ou 5Vac e < 400Vac	Cabos com e sem shield: < 400Vac	Qualquer cabo sujeito a exposição de raios
Cabo de comunicação Fieldbus		10 cm	20 cm	50 cm
Cabos com e sem shield: 60Vdc ou 25Vac e < 400Vac	10 cm		10 cm	50 cm
Cabos com e sem shield: > 400Vac	20 cm	10 cm		50 cm
Qualquer cabo sujeito a exposição de raios	50 cm	50 cm	50 cm	

T1. Distâncias entre cabos Fieldbus e outros tipos de cabos para garantir a proteção a EMI.



F10. Interferência entre cabos: campos magnéticos através do acoplamento indutivo entre cabos induzem transientes (pickups eletromagnéticos) de corrente.

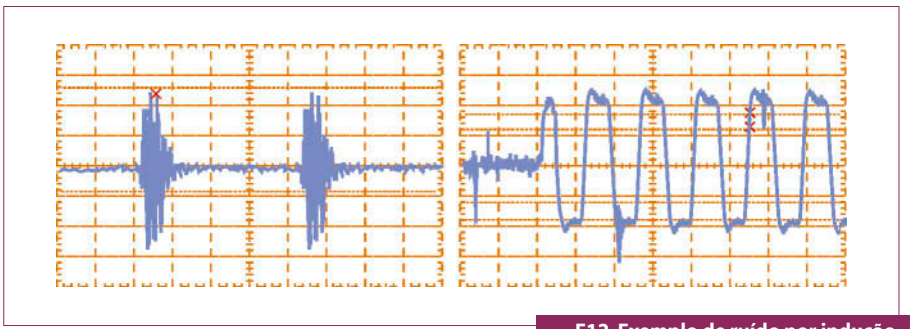


F11. Indutância mútua entre dois condutores.

Repare a indutância mútua M entre dois condutores, na **figura 11.** Na **figura 12,** a seguir, um exemplo de ruído por indução.

A **figura 13** nos mostra o comportamento do sinal em relação à forma de acondicionamento do terra e shield. Perceba que a melhor condição se consegue ao aterrar o *shield* e ainda criar uma área metálica de contato aterrada em uma canaleta metálica.

A **figura 14** detalha a situação do Profibus-DP e os *loops* de terra.



F12. Exemplo de ruído por indução.

Uso de Cabos Blindados na minimização de ruídos

Na questão da melhor eficiência de proteção a ruídos, a dupla blindagem (trança e folha) tem sido aplicada com melhora significativa na relação sinal/ruído e podemos comentar que:

- Com dupla proteção, com certeza a eficiência é maior. Existem cabos até com mais de 3 proteções. Quanto mais fechada a malha, melhor é a proteção;
- Pode utilizar-se de o *shield* (trança) e a folha de maneiras distintas, aplicando-os para baixas e altas frequências.

No caso das baixas frequências pode-se aterrar o cabo em apenas uma das extremidades e espera-se, neste caso, que nestas frequências a blindagem apresente o mesmo potencial. Com isto teríamos uma maior proteção em ruídos de baixas frequências.

No caso das altas frequências, a blindagem apresentará alta suscetibilidade ao ruído e neste caso, recomenda-se que seja aterrada nas duas extremidades (aqui alguns cuidados devem ser tomados na prática por questões da equipotencialidade e mesmo segurança). Com esta alternativa da dupla proteção, protegeria a comunicação das baixas e altas frequências, sendo melhor na proteção contra EMI.

A eficácia da malha (trança) é geralmente mais eficaz em baixas frequências, enquanto que a folha é mais eficaz em frequências mais altas.

Cabos com shield em espiral precisam ser avaliados, pois podem apresentar efeitos indutivos e serem ineficientes em altas frequências.

Quando se tem o aterramento da malha em um só ponto (vide **figura 15**), a corrente não circulará pela malha e não cancelará campos magnéticos. Quando se aterra em dois pontos, tem-se dois caminhos da corrente: um para baixas e outro para altas frequências. Vale ainda lembrar que:

- Minimizar o comprimento do condutor que se estende fora da blindagem;
- Garantir uma boa conexão do *shield* ao terra.

Ocorre uma distribuição das correntes, em função das suas frequências, pois a corrente tende a seguir o caminho de menor impedância.

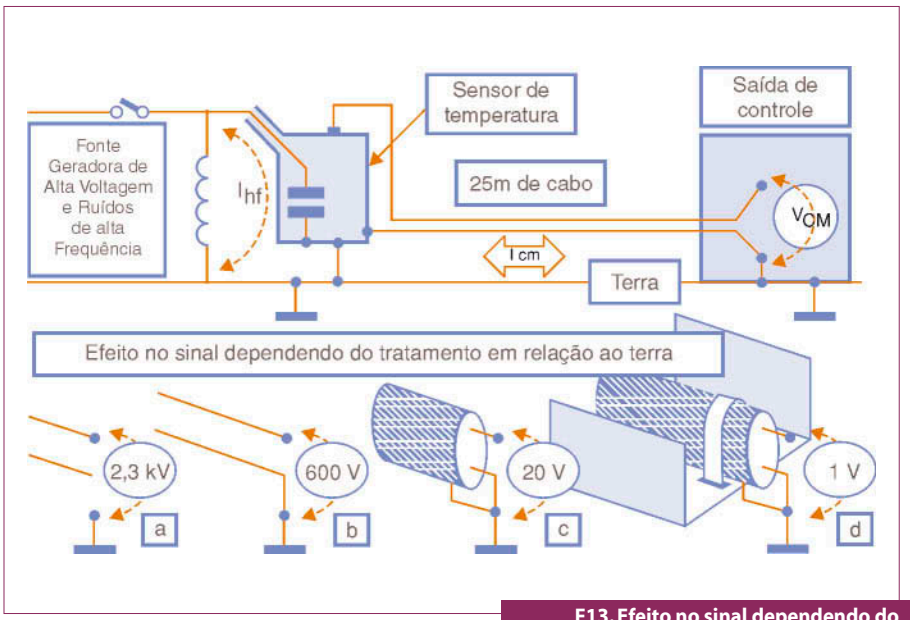
Até alguns kHz: a reatância indutiva é desprezível e a corrente circulará pelo caminho de menor resistência.

Acima de alguns kHz: há predominância da reatância indutiva e, com isto, a corrente circulará pelo caminho de menor indutância.

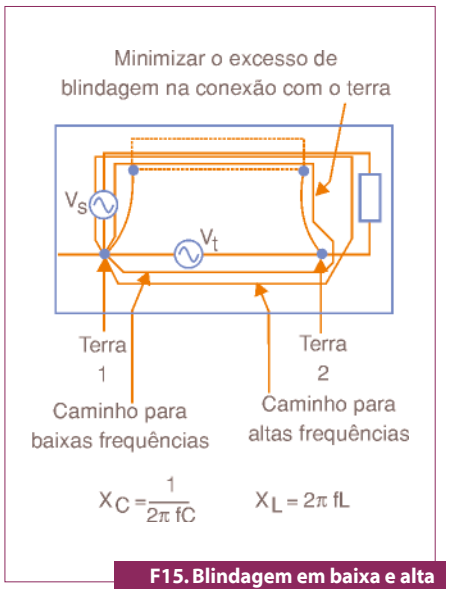
O caminho de menor impedância é aquele cujo percurso de retorno é próximo ao percurso de ida, por apresentar maior capacitância distribuída e menor indutância distribuída.

Ao se aterrar o *shield* em dois pontos:

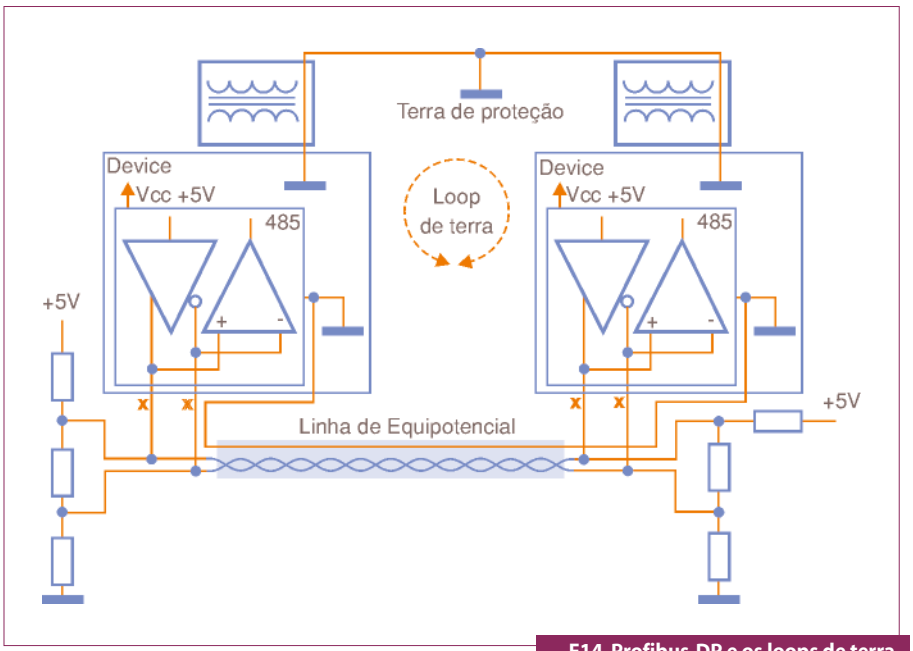
- Não há proteção contra *loops* de terra;
- Danos aos equipamentos ativos possivelmente significativos quando a diferença de potencial de terra entre ambos os extremos ultrapassar 1 V (rms). Acima de 1 V (rms) não é recomendado aterrar em dois pontos. Deve-se ter cuidado!;
- A resistência elétrica do aterramento deve ser a mais baixa possível em ambos os extremos do segmento para minimizar os *loops* de terra, principalmente em baixas frequências;
- Minimizar o comprimento da ligação blindagem-referência, pois este



F13. Efeito no sinal dependendo do tratamento em relação ao terra e shield.



F15. Blindagem em baixa e alta frequência e aterramento em um e dois pontos.



F14. Profibus-DP e os loops de terra.

excesso de comprimento funciona como uma bobina e pode facilitar a susceptibilidade aos ruídos;

- A melhor solução para blindagem magnética é reduzir a área de *loop*. Utiliza-se um par trançado ou o retorno de corrente pela blindagem.
- A efetividade da blindagem do cabo trançado aumenta com o número de voltas por cm.

Em relação a inversores, que normalmente serão geradores de ruídos, um ponto importante é que a maioria dos inversores possui frequência de comutação que pode ir desde 1,0 kHz a 30 kHz. Além disso, alguns fabricantes de inversores comentam que atendem as normas CE, mas que em instalações envolvendo inversores deve-se:

- Aterrar adequadamente e segundo os seus manuais (*shield* aterrado nos dois extremos e as carcaças de motores aterradas são recomendações de fabricantes);
- Potência de saída, fiação de controle (E/S) e sinal devem ser de cabo blindado, trançado com cobertura igual ou superior a 75%, conduíte metálico ou atenuação equivalente;
- Todos os cabos blindados devem ter sua terminação em um conector blindado apropriado;
- Os cabos de controle e sinais devem ficar afastados no mínimo 0,3 m, dos fios de força/potência.

Conclusão

A blindagem contra campos magnéticos não é tão eficiente quanto é contra campos elétricos. A blindagem só é eficiente quando estabelece um caminho de baixa impedância para o terra e, além disso, uma blindagem flutuante não protege contra interferências. A malha de blindagem deve ser conectada ao potencial de referência (terra) do circuito que está sendo blindado. Aterrar a blindagem em mais de um ponto pode ser problemático.

Em baixas frequências, os pares trançados absorvem a maior parte dos efeitos da interferência eletromagnética. Já em altas frequências esses efeitos são absorvidos pela blindagem do cabo.

Vale lembrar ainda que: se um material não magnético envolve um condutor faz com que a corrente deste condutor retorne por um outro caminho de tal modo que a área definida pelo trajeto desta corrente é menor do que quando o condutor não é envolvido, então esta proteção será mais efetiva.

Sempre que possível, conecte as bandejas de cabos ao sistema de linha equipotencial. E

Uso de Ferrites na Supressão de EMI

Saiba como eliminar, definitivamente, as interferências eletromagnéticas

A quantidade crescente de equipamentos que utilizam semicondutores de potência na comutação da energia da rede e a sensibilidade cada vez maior dos equipamentos de consumo que empregam dispositivos de tecnologia CMOS fazem com que a preocupação com os problemas causados pela EMI (Interferência Eletromagnética) ocupe um lugar de destaque nos requisitos de qualquer projeto. O uso de ferrites na supressão de EMI é algo que interessa a todos os projetistas de equipamentos eletrônicos, daí abordarmos neste artigo os fundamentos desta técnica que, sem dúvida alguma, deverá ser do agrado dos leitores e, muito mais do que isso, servirá de orientação na sua atividade profissional.

Newton C. Braga



Ferrites são materiais ferromagnéticos que podem ser magnetizados para produzir densidades de fluxo magnético muito grandes. As aplicações iniciais deste material se restringiam em substituir os núcleos de ferro laminado ou de ferro doce em locais onde a frequência do sinal era superior a 100 kHz. Os núcleos laminados e de ferro apresentavam correntes de turbilhão muito intensas com estes sinais, apresentando perdas e gerando calor em uma quantidade não admitida pelos projetos. Atualmente, os núcleos de ferrite encontram aplicações em fontes chaveadas e em transformadores de pulsos, além de outras tais como para a supressão de EMI.

Para entendermos como as ferrites podem ser usadas na supressão de transientes será interessante começarmos analisando algumas de suas propriedades fundamentais.

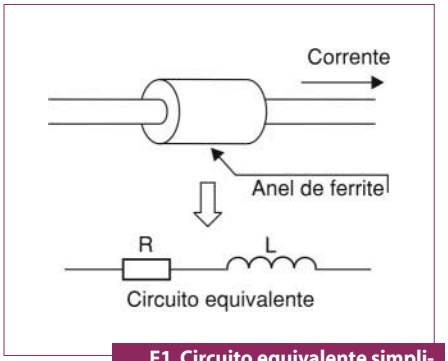
Propriedades

As ferrites destinadas a aplicações de eliminação de interferências eletromagnéticas acima de 30 MHz são misturas de ferro, níquel e óxido de zinco que se caracterizam por uma elevada resistividade, da ordem de 10^7 ohm-cm, e uma permeabilidade inicial moderada entre 100 e 1500.

Anéis de ferrite são usados normalmente em elementos de circuito de dois terminais, ou em grupos de elementos de dois terminais.

A característica de supressão que eles apresentam deve-se ao seu circuito equivalente, que é mostrado na **figura 1**.

Em frequências baixas, inferiores a 10 MHz, um anel de ferrite apresenta uma impedância indutiva menor que 100 ohms. À medida que a frequência se eleva, a impedância aumenta para mais de 600 ohms, tipicamente, e se torna essencialmente resis-



F1. Circuito equivalente simplificado de um anel de ferrite.

tiva acima de 100 MHz, conforme ilustram as curvas da **figura 2**.

Quando colocadas como filtros contra EMI, as ferrites proporcionam uma perda resistiva que atenua e dissipa o ruído de alta frequência, convertendo-o em pequena quantidade de calor, ao mesmo tempo que representam uma impedância em série desprezível para a componente de baixa frequência do sinal.

Se apropriadamente dimensionados, os anéis de ferrite podem proporcionar uma considerável redução no ruído eletromagnético que passa através de um circuito e, simultaneamente, serem praticamente "transparentes" ao sinal principal, normalmente uma tensão de alimentação.

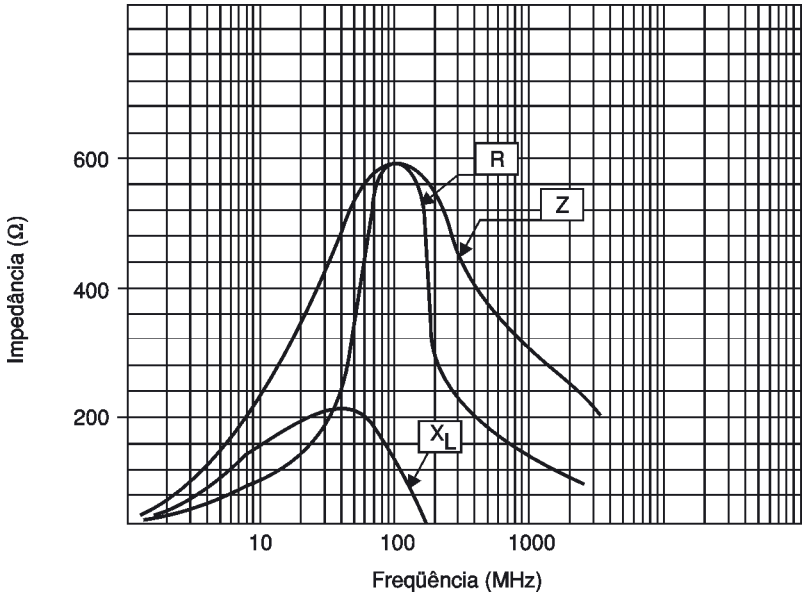
Diferentemente dos filtros LC, que podem ser ressonantes em certas frequências, causando mais problemas aos circuitos do que deviam, os anéis de ferrite são componentes magnéticos com uma ampla faixa passante e um baixo Q.

Efeitos de Corrente DC, Polarização AC de Baixa Frequência e Saturação

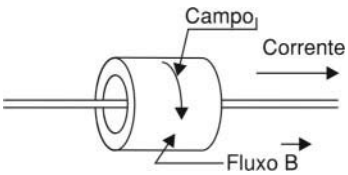
Os materiais magnéticos perdem suas propriedades fundamentais se tiverem de operar sob condições de correntes contínuas intensas, ou de correntes alternadas de polarização intensas.

Uma corrente fraca induz um campo magnético num anel de ferrite em condições normais; veja a **figura 3**.

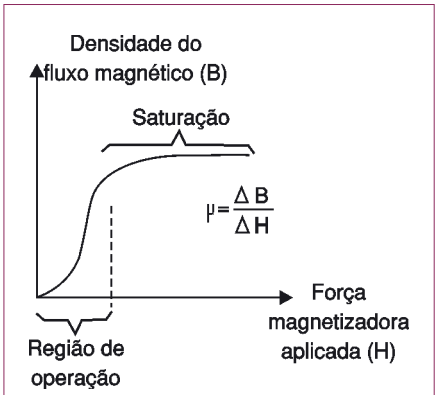
Quando a intensidade da corrente aumenta, o fluxo magnético Φ no núcleo de ferrite aumenta, mas somente até determinado valor. Acima desse valor, se a corrente for muito intensa e o campo criado também, o fluxo magnético deixa de crescer. Dizemos que, nessas condições, ocorre o fenômeno da saturação.



F2. Curva típica impedância x freqüência de um anel de ferrite.



F3. Indução de corrente num anel de ferrite.



F4. Curva B-H de um núcleo típico de ferrite.

Um anel de ferrite que opere nessas condições é indicado como um anel ou núcleo que funciona na região B-H de sua característica, onde B é a densidade de fluxo e H a força magnetizadora, segundo mostra a **figura 4**.

Em tais condições de operação, a permeabilidade relativa instantânea do núcleo de ferrite vai cair para um valor próximo de 1, que é mais o equivalente ao vácuo.

Para operar como supressor de EMI, um núcleo de ferrite precisa de uma permeabilidade muito maior do que 1, pois sua operação nessa função exige que a corrente circulante seja bem menor do que aquela que pode provocar a saturação.

Os tipos comerciais de anéis de ferrite utilizados com a finalidade de supirmir EMI possuem a capacidade de operar com correntes de vários ampères sem que provoque a saturação.

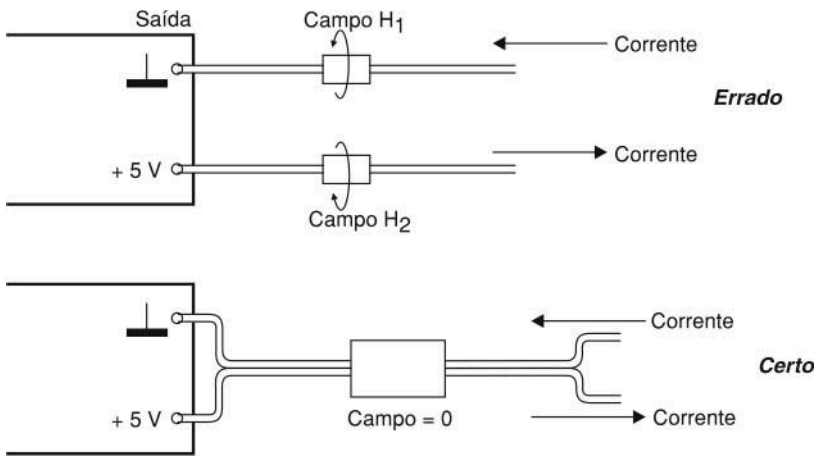
Efeitos da Corrente Contínua e da AC em uma Aplicação Prática

Os núcleos de ferrite usados na supressão de EMI foram projetados para apresentar a máxima impedância quando em condições de operação com correntes contínuas, ou com correntes de polarização alternadas de baixas frequências.

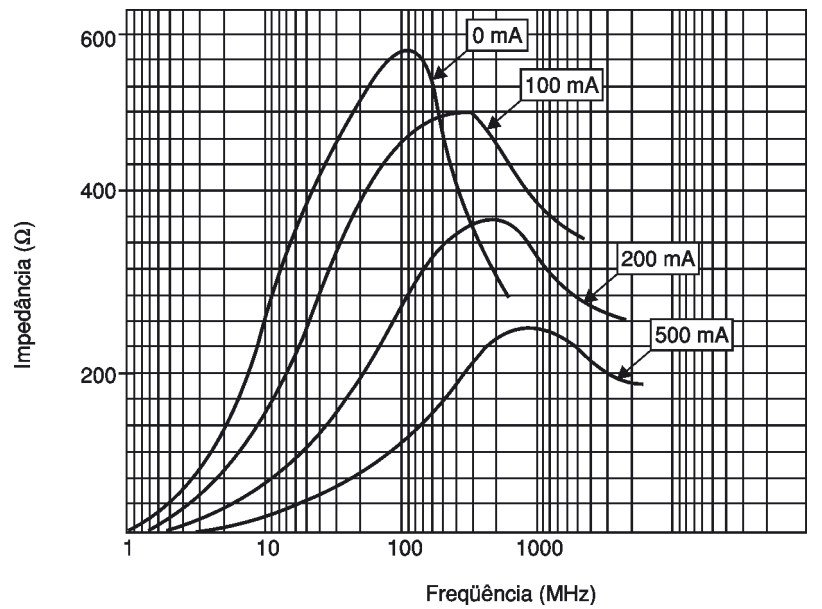
Em aplicações normais, para se obter o rendimento ideal na supressão de EMI, eles devem ser colocados de tal forma que um anel de ferrite envolva condutores que sejam percorridos pela mesma corrente, mas em sentido oposto.

Assim, na **figura 5** ilustramos o modo incorreto de se usar anéis de ferrite nessa função e, depois, também o modo correto.

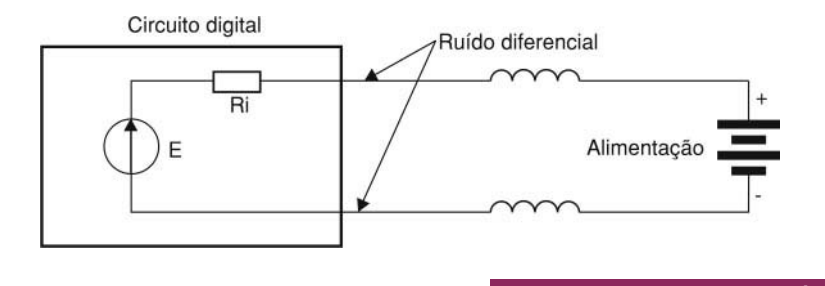
Essa disposição se aplica aos circuitos



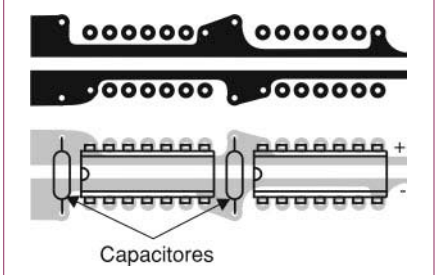
F5. Uso correto e errado de ferrites em linha de alimentação.



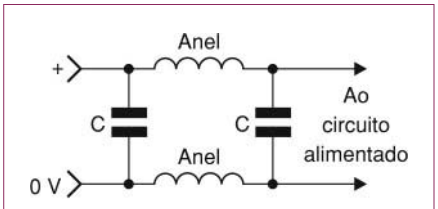
F6. Impedância x Polarização.



F7. Na comutação aparece ruído nos terminais de alimentação do circuito.



F8. Uso de capacitores de desacoplamento.



F9. Combinando capacitores e anéis de ferrite.

de corrente contínua e também aos circuitos de baixas frequências como, por exemplo, os que transportam a alimentação de 60 Hz da rede de energia.

Veja que no caso "incorreto", cada anel de ferrite ficará submetido a uma forte corrente contínua ou alternada de baixa frequência de polarização, o que reduz sua eficiência. No segundo caso, as correntes circulando em sentidos opostos no mesmo circuito cancelam o campo de polarização no núcleo de ferrite, que opera com uma densidade de fluxo magnético líquido praticamente nula.

Algumas aplicações não aceitam ferrites operando na condição de polarização nula, como a indicada. Nesse caso, a perda da impedância com as correntes mais intensas pode ser compensada com o uso de peças de ferrite de maior massa.

Na **figura 6** temos a curva típica da impedância de um anel de ferrite em função da polarização DC. Observe que essa impedância descresce com o aumento da corrente.

Uso de Ferrites em Placas de Circuito Impresso

Um ponto fundamental no emprego de anéis de ferrite para eliminação de EMI em placas de circuito impresso, é que a interferência seja eliminada o mais próximo quanto seja possível de sua fonte.

Isso significa confinar os ruídos de alta frequência a regiões pequenas de modo a evitar que eles se propaguem por outras partes da placa.

Este tipo de procedimento é mais custoso, uma vez que pode exigir a utilização dos supressores em diversas partes de um mesmo circuito, mas, por outro lado, é o mais eficiente.

A maior parte do ruído gerado nos circuitos modernos se deve ao chaveamento de sinais, que ocorre principalmente em circuitos digitais.

Para entender melhor como esse ruído é gerado, podemos analisar o circuito equivalente mostrado na **figura 7**.

Cada vez que o circuito muda de estado, uma forte corrente de alta frequência circula pela linha de alimentação (Vcc e terra). Esta ação de comutação introduz no circuito uma pequena quantidade de ruído diferencial, denominada "sag". Como esse ruído se repete na velocidade de operação do circuito, o ruído introduzido no sistema irá oscilar na frequência de operação do CI. Esse ruído vai se propagar pelo sistema e ser acoplado a outras partes do circuito com efeitos danosos para seu funcionamento.

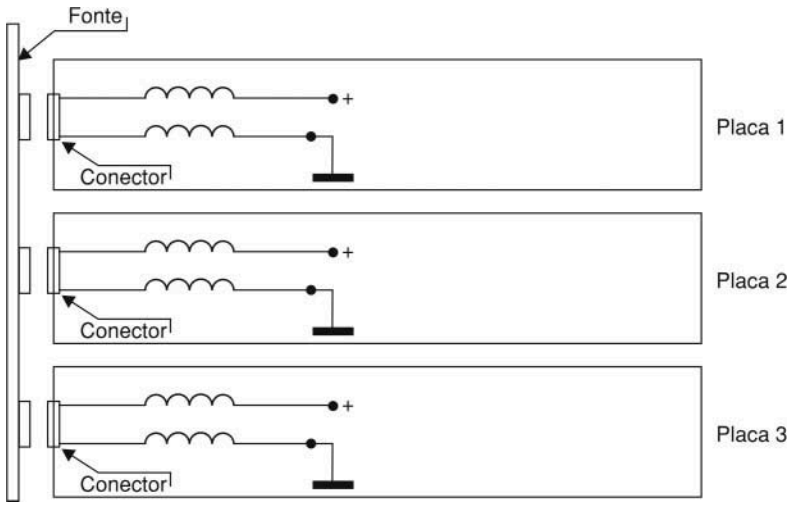
Mais do que isso, cabos de dados ou de interfaceamento que sejam ligados a uma placa onde isso acontece podem transportar o ruído para os circuitos de outros equipamentos.

Pode-se aproximar esta situação indicando a fonte de alimentação de um circuito de uma placa de circuito impresso como sendo constituída por uma fonte de tensão e uma impedância interna sobre a qual aparece esse ruído.

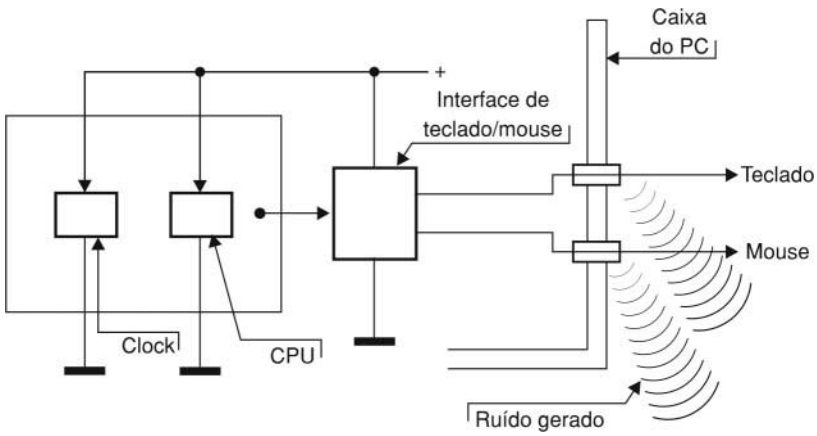
O ideal seria que essa impedância fosse nula para curto-circuitar esse ruído, mas na prática isso não ocorre.

Para diminuir a impedância dessa fonte que alimenta uma placa, os projetistas usam capacitores de desacoplamento dispostos ao longo da linha de alimentação. Esses capacitores se comportam como baixas impedâncias nos próprios locais em que os ruídos são gerados, normalmente próximos dos terminais de alimentação dos CIs; observe a **figura 8**.

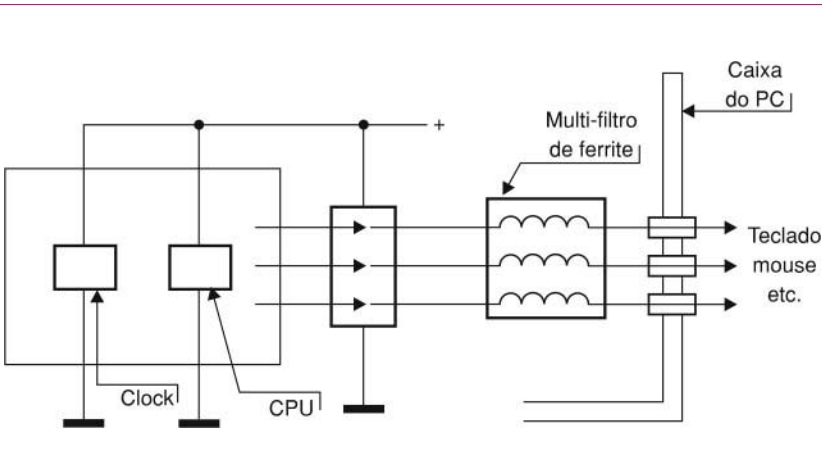
Esta técnica pode ser analisada como se colocássemos um curto-circuito para sinais de altas frequências junto dos circuitos integrados que podem gerar esses sinais durante a operação.



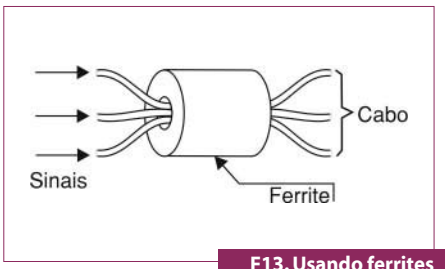
F10. Placas com filtros independentes.



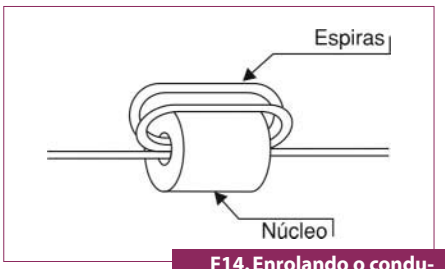
F11. Ruído gerado por cabos externos do PC.



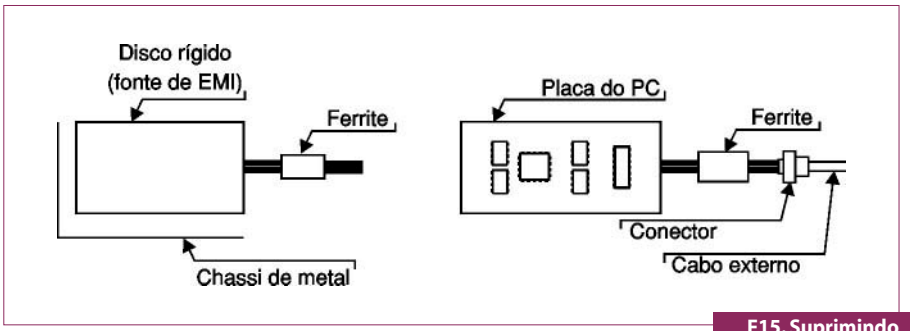
F12. Usando filtros no PC.



F13. Usando ferrites em cabos.



F14. Enrolando o condutor no anel de ferrite.



F15. Suprimindo EMI num PC.

No entanto, a eficiência de tais capacitores só irá até aproximadamente uns 75 MHz. Acima disso, a presença de ressonâncias no circuito diminuirá dramaticamente sua eficiência. Na verdade, um capacitor pode até se comportar como um indutor em frequências mais altas, aumentando assim a eficiência do circuito em propagar o ruído gerado.

Em muitos casos, observa-se que problemas sérios de EMI podem surgir quando os efeitos dos capacitores se combinam com o *layout* da placa e frequências de ruído indevidas.

O uso de ferrites em conjunto com capacitores de desacoplamento pode ser interessante em muitas aplicações, pois elas são impedâncias essencialmente resistivas em circuitos de altas frequências. O ruído gerado pela comutação de circuitos pode ser facilmente eliminado com esta combinação.

Na **figura 9** apresentamos o uso combinado de capacitores e anéis de ferrite para filtragem DC de uma linha de alimentação numa placa de circuito impresso.

Lembramos que a eficiência desse tipo de filtro depende da intensidade da corrente que passa pelo condutor, e que ela é maior nas baixas correntes. Assim, o tamanho do anel de ferrite está determinado justamente por esse fator, o que exije a consulta por parte do projetista às características dos anéis que devem ser empregados.

A filtragem com a supressão de EMI para diversas placas de um mesmo aparelho pode ser feita segundo tecnologia semelhante.

A maioria dos projetistas prefere a utilização de filtros independentes, conforme ilustra a **figura 10**.

O filtro deverá ser colocado o mais próximo possível do conector de entrada de alimentação de cada placa (para maior eficiência).

Outra possibilidade está no caso em que todas as placas de um mesmo equipamento operam na mesma frequência e, portanto, o ruído gerado por todas tem as mesmas características, o que facilita bastante a implementação dos filtros.

Observe que, nesses casos, os anéis de ferrite operam sob condição de polarização, visto que uma corrente contínua estará circulando sempre pelo condutor. Isso significa que sua eficiência diminui na mesma proporção que a intensidade dessa corrente aumenta.

Para os casos de correntes intensas deve-se pensar no uso do anel diferencial, onde os campos das correntes indo e vindo se anulam e, com isso, a eficiência na supressão do ruído se torna maior.

Esta operação em "modo comum" exige o emprego de núcleos especiais que sejam projetados para permitir a passagem de dois condutores ao mesmo tempo. Os fabricantes de anéis de ferrites para essa finalidade possuem em suas linhas de produtos as duas opções.

Filtragem em Condutores de Dados I/O

Uma das aplicações mais usuais para os anéis de ferrite na filtragem de EMI é a eliminação dos ruídos em cabos de dados em ambientes ruidosos como, por exemplo, dentro dos próprios computadores.

Um exemplo mais consistente do que sucede está no próprio ruído gerado por um microprocessador dentro de um computador, o qual pode ser transferido para diversos circuitos periféricos, entre eles o cabo que faz a conexão do teclado. Esse cabo poderá então irradiar o ruído, conforme mostra a **figura 11**.

O leitor pode ter uma ideia da intensidade desse ruído ligando nas proximidades do seu computador, do teclado ou do fio que faz sua ligação ao PC, um rádio comum de ondas médias sintonizado numa frequência livre da faixa abaixo de 1 MHz.

Os filtros usados nos circuitos internos praticamente eliminam todos os componentes desse ruído acima de 1 MHz.

Os fabricantes de núcleos de ferrite para esta finalidade possuem em sua linha de produtos os tipos "multilinha", que podem filtrar o ruído de até 8 linhas de dados ao mesmo tempo, reduzindo assim o tempo de montagem e os custos neste tipo de aplicação.

Na **figura 12** exibimos o uso de um filtro desse tipo para eliminar os ruídos que se propagam através do cabo de conexão do teclado de um computador.

Supressão de EMI em Cabos

Os cabos de transmissão de sinais digitais nos equipamentos industriais, computadores e equipamentos de testes e medidas funcionam como antenas, transformando correntes e tensões de ruídos em EMI irradiada.

Cabos não blindados irradiam sinais quando correntes se propagam através deles no mesmo sentido e com a mesma fase. A introdução de um anel de ferrite "captura" parte deste sinal, transformando-o em calor. O anel de ferrite funciona como uma alta impedância para os sinais em modo comum, de acordo com a **figura 13**.

Nos cabos internos de um equipamento, a EMI pode ser reduzida pela inclusão de anéis de ferrite nos pontos apropriados. Cabos de alimentação AC e DC podem receber estes anéis, assim como os cabos de sinais digitais.

Para os cabos externos, os fabricantes incluem nas saídas dos equipamentos os filtros que impedem a saída da EMI.

Selecionando Ferrites para uma Aplicação

A maioria dos fabricantes de anéis de ferrite para filtragem de EMI fornece em seus catálogos informações, não só sobre as características de seus produtos, mas também com indicações sobre seu uso.

Tamanho: Uma vez que o material e tipo aproximado de um fabricante seja selecionado para uma determinada aplicação, a performance no circuito na supressão de EMI poderá ser otimizada com três procedimentos:

a) Aumentando o tamanho do condutor que seja envolvido pela ferrite;

b) Aumentando a secção da ferrite (especialmente indicado nas aplicações de alta potência);

c) Selecionando um anel de ferrite cujo diâmetro interno seja o mais próximo possível do diâmetro do condutor que deve atravessá-lo.

De um modo geral pode-se dizer que o melhor anel de ferrite para uma aplicação é o mais longo e mais fino que possa ser acomodado no espaço disponível e de acordo com a espessura do condutor.

Nos casos em que eles sejam instalados em cabos flexíveis, os núcleos de dimensões maiores poderão ser fixados e presos de modo apropriado.

Número de voltas: A impedância em série representada pela presença de um núcleo de ferrite pode ser consideravelmente aumentada se o condutor passar por ele dando duas ou mais voltas, conforme mostra a **figura 14**.

A impedância aumenta com o quadrado do número de voltas. Isso significa que essa impedância deverá ser quatro vezes maior do que a do condutor passando sozinho quando usamos duas espiras.

No entanto, na prática não se recomenda dar mais de duas voltas de fio num núcleo deste tipo. O aumento do número de voltas implica também na existência de capacitância entre as espiras, o que não é desejável neste tipo de aplicação.

Posicionamento: Os filtros supressores devem ser colocados o mais próximo possível da fonte de EMI. Isso evita que a fonte de ruído possa ser acoplada a outros circuitos, dificultando assim a eliminação do problema na aplicação como um todo. Nos circuitos que utilizam cabos blindados como, por exemplo, relacionados com interfaceamento de sinais, o filtro deve ser posicionado o mais próximo possível do ponto onde termina (ou começa) a blindagem.

Na **figura 15** damos vários exemplos de como isso pode ser feito.

Escolha do Material

Ao escolher o material do anel de ferrite a ser usado como supressor de EMI, devem ser levados em consideração três parâmetros:

a) Frequência de operação;

b) Seletividade ou largura da faixa ;

c) Resistividade.

A aplicação como filtro de EMI é uma aplicação de faixa ampla (*broadband*), o que exige o uso de materiais especialmente indicados para esta aplicação. Esses materiais oferecem um desempenho adequado em frequências que podem chegar aos 200 MHz, como as exigidas por aplicações que envolvem certos tipos de redes, por exemplo.

Proteção Mecânica

Dependendo da aplicação, poderá ser necessário considerar a proteção do próprio dispositivo contra choques e vibrações. Os anéis de ferrite, como outros dispositivos de cerâmica, são delicados e podem ter problemas sob condições de vibração e choque intensas. Esses dispositivos podem ser protegidos por luvas plásticas fixadas termicamente ou ainda de outras maneiras apropriadas, conforme suas dimensões.

Conclusão

Os problemas de EMI são críticos em muitos projetos de equipamentos eletrônicos. O profissional de projeto deve estar apto a atacá-los de todas as formas possíveis. O uso de anéis de ferrite ou núcleos de ferrite para aumentar a impedância de uma linha de alimentação ou de sinais, bloqueando o ruído, é uma das soluções mais importantes adotadas atualmente.

Todo o profissional deve estar atento às suas possibilidades de uso.

Neste artigo, demos uma breve visão de como o assunto pode ser abordado, com base em informações de diversos fabricantes de núcleos de ferrite, entre os quais a Steward (**www.steward.com**), que possui vasta literatura disponível sobre o assunto.



Otimizando o Quadro de Comando com Relés Programáveis

Gilberto Abrão Jana Filho
Ronei Rossetti

Numa época não muito distante, falar em processos automatizados era coisa de ilusionistas. Com a produção nos volumes e precisão atuais então, nem pensar. Em nosso país, se imaginássemos há vinte anos que só de montadoras de automóveis teríamos mais de dez no início deste milênio seríamos motivo de gozação.

Porém, superando as expectativas, mesmo as mais otimistas, vimos as mais diferentes formas de novas tecnologias e equipamentos invadirem nosso chão de fábrica; só para se ter ideia, na década de 80, o programa de tornos CNC, era passado para a máquina através de fita perfurada.

Dentro desse conceito de evolução alucinante, presenciamos os sistemas atingirem um nível de automação sem precedentes. Como toda nova tecnologia, as máquinas automáticas eram inicialmente caras. Além disso exigiam alta competência técnica dos profissionais envolvidos e poucos eram os capacitados para tal. Falar em programar um CLP (controlador lógicoprogramável), ou mesmo mudar um parâmetro, exigia agendar com o profissional habilitado pelo fabricante, e não raro com altos custos.

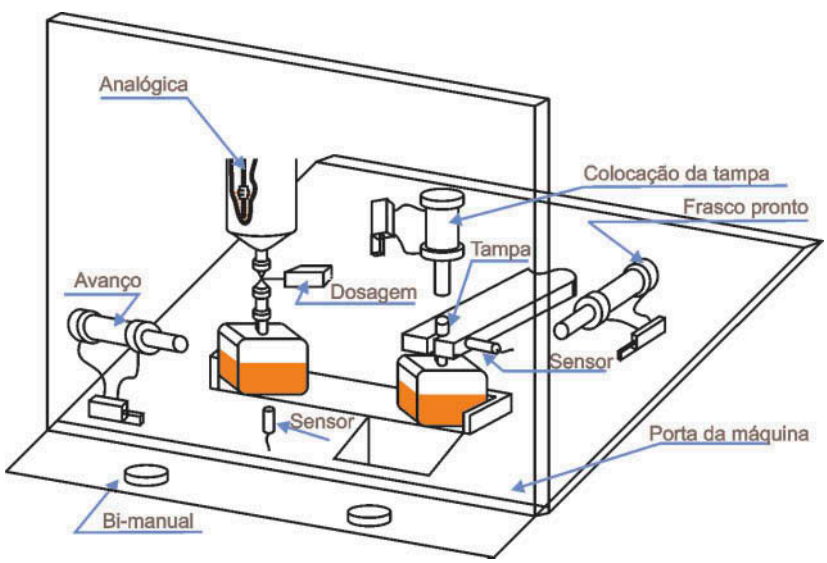
Atualmente, tem-se a expectativa de que o próprio usuário desenvolva sua aplicação para que, no futuro, este tenha a maior tranquilidade para poder não só efetuar as modificações necessárias, mas também migrar para outros tipos de aplicações com o mesmo equipamento. Hoje, no chão de fábrica, automação é fator competitivo, e invariavelmente é o caminho que deve ser trilhado pelos que quiserem obter êxito em ter seus produtos com qualidade, quantidade e custo exigidos pelo mercado.

Nesse aspecto não existe segmento fabril que não esteja à mercê dessa tendência, obrigando mesmo os equipamentos mais simples a terem alta performance e, obviamente, por serem equipamentos simples, a um custo baixo.

Assim surgem os relés programáveis, que são basicamente uma simplificação dos CLPs. Em muitas aplicações simples um CLP tem funções e recursos que o tornam comparativamente caro, inviabilizando o seu uso. Já os relés programáveis têm todas as vantagens de um sistema microprocessado, porém com uma quantidade mínima de recursos, mas que satisfazem plenamente as aplicações de pequeno porte.

Para entendermos melhor a aplicação dos relés programáveis, faremos um exemplo de aplicação desse recurso, porém, como a intenção é mostrar a aplicação de um relé programável, não avaliaremos se tal aplicação é totalmente factível de ser realizada exatamente como exposta.

A ideia é propor uma solução para um sistema de envasamento semiautomático, ou seja, ainda vamos contar com a eficiência do nosso operador, mas descartando as eventuais falhas, próprias do ser humano (veja **figura 1**). Nesta proposta de automação a ideia é garantir a repetibilidade do sistema, de modo que todos os recipientes produzidos tenham igual volume, além de nos preocuparmos com a segurança



F1. Sistema de envasamento semiautomático.

do operador. No sentido de se obter uma solução mais econômica, a sequência de movimentos foi executada por tempos, pois reduz a quantidade de entradas do relé programável, bem como torna mais simples a alteração para outros produtos com volumes diferentes. Isto causa um pouco de trabalho na primeira vez que o produto for executado, mas uma vez definidos os tempos ótimos a reprodução será bem mais fácil.

A maneira tradicional de se executar esta automação é utilizando um comando elétrico com contatores, relés e temporizadores (**figura 2**), no nosso caso foram utilizados 5 temporizadores, um contator e um relé (veja esquema elétrico na **figura 3**). Já a solução com relé programável (**figura 4**) fica bem mais simples, sendo necessários somente uma fonte de alimentação e um relé programável, toda a lógica de operação da máquina é elaborada por software, observe a **figura 5** que mostra o programa elaborado no software Quick II para o relé programável.

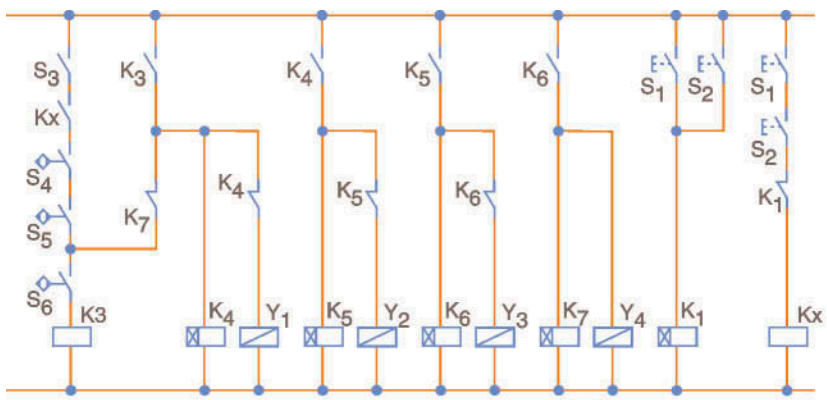
Com isto, os benefícios da nova tecnologia são:

- Redução do tempo de montagem: como há menos componentes a serem montados no painel, há um grande benefício neste aspecto. Ademais há também uma grande redução no índice de falhas, pois com menos componentes utilizados a probabilidade de falhas é menor;
- Flexibilidade para alteração de parâmetros: além da facilidade de se alterar os tempos pelo software, há também a facilidade de se alterar lógicas sem a necessidade de alterar a fiação do painel;
- Menor espaço ocupado pelo painel;
- Redução do custo total da automação: somando-se os custos dos componentes e mão de obra de cada uma das opções, a solução com o relé programável chega a custar a metade da solução tradicional neste caso.

O relé programável utilizado neste comparativo é o Smart de 10 pontos da Metaltex. Ele possui 6 entradas e 4 saídas a relé. A característica principal deste modelo é que todas as suas entradas podem ser configuradas como entrada digital ou entrada analógica 0 -10 V. Além disso, suas saídas a relé podem comutar cargas de até 10 A -250 VCA, o que elimina o uso de contatores de potência em algumas aplicações. Esta linha de produtos também possui um modelo de 20 pontos, sendo 12 entradas e 8 saídas (veja **figura 6**), e a alimentação pode ser 100 a 240 VCA ou 24 VCC.



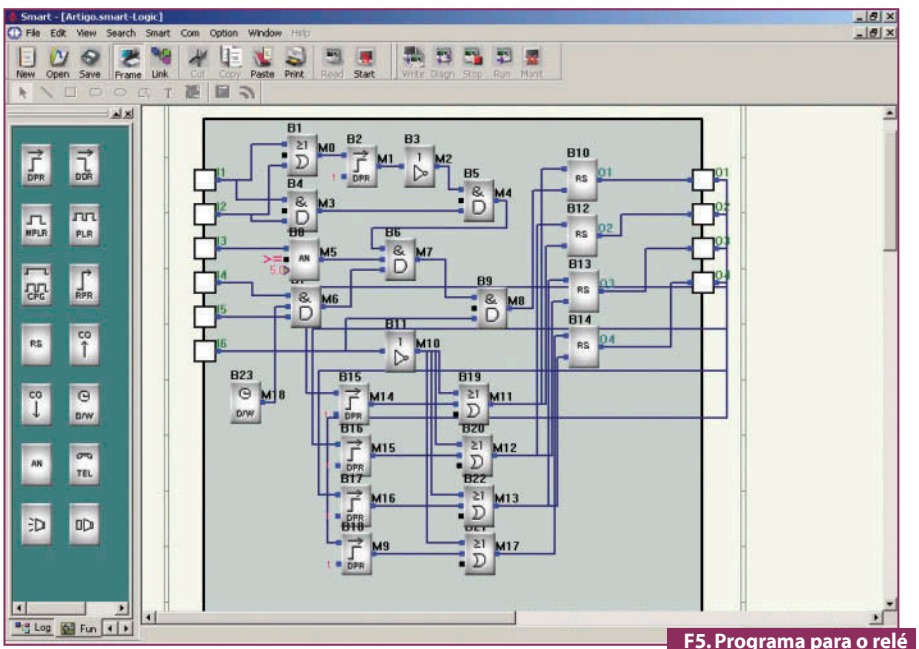
F2. Contatores, relés e temporizadores.



F3. Esquema elétrico com 5 temporizadores, 1 contator e 1 relé.



F4. Solução usando um relé programável e uma fonte de alimentação.



F5. Programa para o relé programável.

Os relés programáveis podem ser programados através do seu teclado frontal ou por meio de um software. A programação pelo teclado é sempre mais complicada e no caso do modelo escolhido, este teclado pode ser removido, reduzindo assim o custo da aplicação. O uso do software é sempre recomendado, pois além de ser mais fácil a programação, ele possibilita a monitoração do funcionamento do programa elaborado sem a necessidade da conexão com o relé programável. Isto permite o teste do programa antes de comprar o produto (**figura 7**).

A lógica de programação utilizada é a de blocos lógicos. Com isto, a programação pode ser efetuada por pessoas com apenas um conhecimento básico de lógica.

Outras aplicações para os relés programáveis

Além das inúmeras aplicações em automação de máquinas e dispositivos, os relés programáveis podem ser utilizados em automação predial. Isto é possível porque, além de executar lógicas simples, há também um relógio-calendário de tempo real interno que permite a execução de lógicas a partir de dia e hora pré-determinados.

No caso do modelo selecionado, o Smart, é viável a adição de um módulo telefônico (**figura 8**). Este módulo permite que uma ligação telefônica seja efetuada pelo relé, bem como uma ligação telefônica seja feita para o relé. Dentro deste módulo pode-se gravar várias mensagens de voz num total de 16 minutos. Com isto, quando um evento ocorrer, o relé irá telefonar para o número programado e reproduzir a mensagem pré-gravada.

Somando-se a esta vantagem, com a conexão telefônica efetuada, é possível mediante senha o acionamento de lógicas do seu programa através do teclado do telefone. Assim, é viável fazer automações prediais de baixo custo.

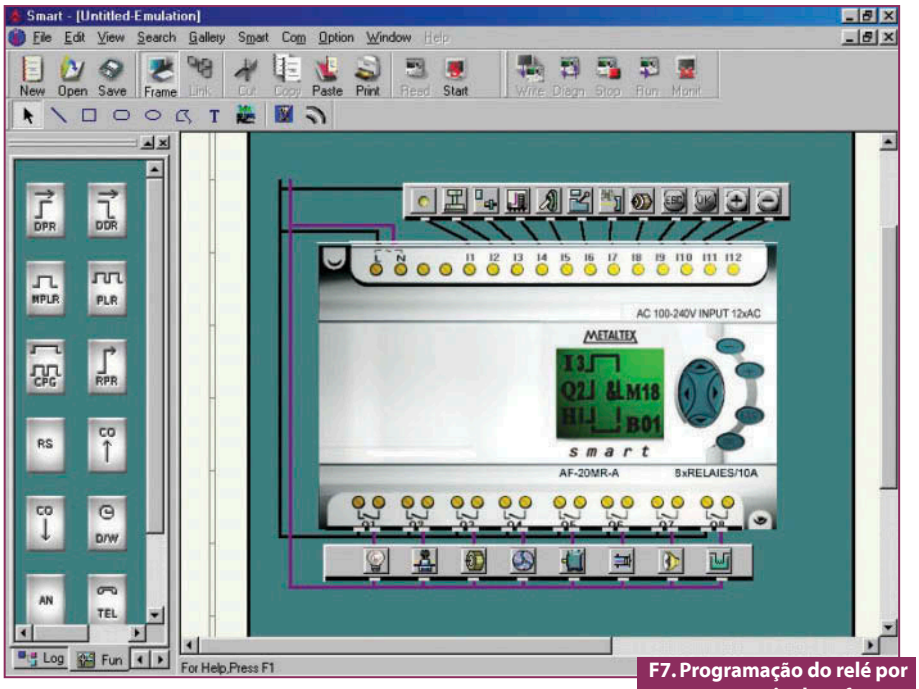
O modelo selecionado pode também ser interligado em rede, sendo possível a monitoração de seus parâmetros através de um software supervisório em um computador. Pode-se conectar até 255 relés programáveis ao computador através de uma rede RS -485 (2 fios).

Conclusão

A chegada dos relés programáveis veio preencher uma fatia de aplicações onde o uso de um CLP era inviável e, por motivo de custo, a solução era utilizar os painéis de comando tradicionais. Além disso, abre-se um leque enorme de novas aplicações. Antes de montar seu próximo quadro de comando, vale a pena avaliar o uso de um relé programável.



F6. Modelo smart de 20 pontos, da Metaltex.



F7. Programação do relé por meio de software.



F8. Modelo Smart com módulo telefônico.



Redes de Comunicação Automotiva

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

novasaber
www.novasaber.com.br

Fórmulas e Informações Úteis da Aritmética Binária

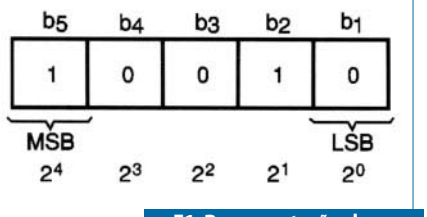
Apresentamos neste artigo as principais Fórmulas e fornecenos algumas Informações úteis para todos os leitores que precisam entender o funcionamento da eletrônica digital

Newton C. Braga

Um circuito digital segue as regras da aritmética binária, na qual o sistema de numeração utiliza a base 2 em lugar da familiar base 10. Isso significa que apenas dois dígitos (0 e 1) são usados para representar qualquer quantidade. Os circuitos que seguem esta lógica são denominados circuitos digitais. As fórmulas e informações que forneceremos se aplicam a esses circuitos, possibilitando ao projetista prever o que acontece quando determinada configuração for aplicada.

Conversão de Binário para Decimal

Circuitos digitais usam a base 2. Para converter um número binário puro no equivalente decimal (base 10) é usada a seguinte fórmula:



F1. Representação da conversão Binário-Decimal.

Fórmula 1

Conversão de binário puro para decimal:

$$Dn = b1x2^0 + b2x2^1 + b3x2^2 + b4x2^3 + ...bnx2^{n-1}$$

Onde:

- Dn é o número decimal e b1 é o bit menos significativo (LSB) do número binário;
- b2 a bn-1 são os bits intermediários do número binário;
- bn é o bit mais significativo (MSB) do número binário;
- 2° a 2^n são potências de 2 (veja **tabela 1**).

Observe a **figura 1**.

Exemplo de Aplicação

Converter o número binário puro 1010100 em decimal.

Aplicando a fórmula: (LSB=0 e MSB=1)

$$Dn = 0x2^0 + 0x2^1 + 1x2^2 + 0x2^3 + 1x2^4 + 0x2^5 + 1x2^6$$
$$Dn = 0x1 + 0x2 + 1x4 + 0x8 + 1x16 + 0x32 + 1x64$$
$$Dn = 4 + 16 + 64$$
$$Dn = 80$$

Potências de 2	Decimal
2^0	1
2^1	2
2^2	4
2^3	8
2^4	16
2^5	32
2^6	64
2^7	128
2^8	256
2^9	512
2^{10}	1 024
2^{11}	2 048
2^{12}	4 096
2^{13}	8 192
2^{14}	16 384
2^{15}	32 768
2^{16}	65 536
2^{17}	131 072
2^{18}	262 144
2^{19}	524 288
2^{20}	1 048 576
2^{21}	2 097 152
2^{22}	4 194 304
2^{23}	8 388 608
2^{24}	16 777 216
2^{25}	33 554 432
2^{26}	67 108 864
2^{27}	134 217 728
2^{28}	268 435 456
2^{29}	536 870 912
2^{30}	1 073 741 824
2^{31}	2 147 483 648
2^{32}	4 294 967 296

T1. Potências de 2.

Inteiro Decimal	Binario	Inteiro Decimal	Binario
00	00000000	36	00100100
01	00000001	37	00100101
02	00000010	38	00100110
03	00000011	39	00100111
04	00000100	40	00101000
05	00000101	41	00101001
06	00000110	42	00101010
07	00000111	43	00101011
08	00001000	44	00101100
09	00001001	45	00101101
10	00001010	46	00101110
11	00001011	47	00101111
12	00001100	48	00110000
13	00001101	49	00110001
14	00001110	50	00110010
15	00001111	51	00110011
16	00010000	52	00110100
17	00010001	53	00110101
18	00010010	54	00110110
19	00010011	55	00110111
20	00010100	56	00111000
21	00010101	57	00111001
22	00010110	58	00111010
23	00010111	59	00111011
24	00011000	60	00111100
25	00011001	61	00111101
26	00011010	62	00111110
27	00011011	63	00111111
28	00011100	64	01000000
29	00011101	65	01000001
30	00011110	66	01000010
31	00011111	67	01000011
32	00100000	68	01000100
33	00100001	69	01000101
34	00100010	70	01000110
35	00100011	—	—

T2. Inteiros Decimais Correspondentes a Binários Puros.

Potências Negativas de Dois	Decimal
2^0	1
2^{-1}	0,5
2^{-2}	0,25
2^{-3}	0,125
2^{-4}	0,062 5
2^{-5}	0,031 25
2^{-6}	0,015 625
2^{-7}	0,007 812 5
2^{-8}	0,003 906 25
2^{-9}	0,001 953 125
2^{-10}	0,000 976 562 5
2^{-11}	0,000 488 281 25
2^{-12}	0,000 244 140 625
2^{-13}	0,000 122 070 312 5
2^{-14}	0,000 061 035 156 25
2^{-15}	0,000 030 517 578125
2^{-16}	0,000 015 258 789 062 5

T3. Potência Negativas de 2.

Conversão de Byte para Decimal

O *byte* é um número binário de 8 bits. A fórmula seguinte pode ser usada para fazer sua conversão para decimal:

Fórmula 2

Byte para decimal:

$$Dn = b1x2^0 + b2x2^1 + b3x2^2 + b4x2^3 + b5x2^4 + b6x2^5 + b7x2^6 + b8x2^7$$

Onde:

- Dn é o número decimal;
- b1 a b8 são os bits do byte;
- b1 é o MSB (bit mais significativo);
- b2 é o LSB (bit menos significativo).

Conversão de BCD para Decimal

Decimal Codificado em Binário ou BCD é uma forma de representação muito usada em eletrônica digital. Nela, grupos de 4 bits representam um dígito conforme mostrado na **figura 2.**

Fórmula 3

Conversão BCD para Decimal:

$$Dd = b1x2^0 + b2x2^1 + b3x2^2 + b4x2^3 \quad e\ Dd < 10$$

Onde:

Dd é o dígito decimal

b1 a b4 são os dígitos BCD ou bits.

b1 é o MSB (*most significant bit*)

b4 é o LSB (*least significant bit)*

Exemplo de Aplicação:

Converter para decimal o BCD 1001 0100.

a) Calculando o dígito das unidades:

$$Ddu = 0x2^0 + 0x2^1 + 1x2^2 + 0x2^3$$
$$Ddu = 0 + 0 + 4 + 0$$
$$Ddu = 4$$

b) Calculando o dígito das dezenas:

$$Ddt = 1x2^0 + 0x2^1 + 0x2^2 + 1x2^3$$
$$Ddt = 1 + 8$$
$$Ddt = 9$$

O número decimal é 94.

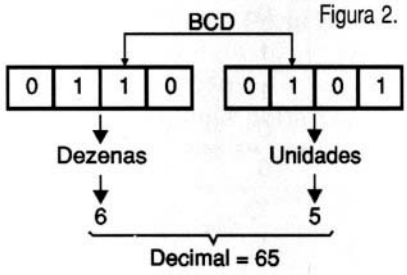


Figura 2.

F2. Conversão de BCD para Decimal.

Conversão de Hexadecimal para Decimal

Neste sistema de numeração os dígitos de 0 a 9 são usados e mais as letras de A até F. Como no caso dos números binários e decimais, o valor do número decimal depende da sua posição horizontal. A **tabela 4** dá os valores de cada dígito de um número hexadecimal.

Fórmula 4

Conversão Hexadecimal para decimal:

$$Dn = h1x16^0 + h2x16^3 + h3x16^2 + h4x16^4$$

Onde:

- Dn é o número decimal;
- h1 a h4 são os dígitos hexadecimais*;
- h1 é o LSB do dígito hexadecimal;
- h4 é o MSB do dígito hexadecimal.;

*Veja a tabela 4 para saber qual é o dígito equivalente decimal para as letras.

Exemplo de Aplicação:

Converter para decimal o hexadecimal F5A2.

Dados:

h1 = 2

h2 = A (10)

h3 = 5

h4 = F (15)

Aplicando a fórmula:

$$Dn = 2x16^0 + 10x16^1 + 5x16^2 + 15x16^3$$
$$Dn = 2x1 + 10x16 + 5x256 + 15x4096$$
$$Dn = 2 + 160 + 1280 + 61440$$
$$Dn = 62882$$

Conversão de Decimal para Binário

Não existe uma fórmula para fazer esta conversão. Para isso devemos usar um algoritmo que consiste em divisões sucessivas do número decimal pela base binária.

Algoritmo

Convertendo decimal em binário:

$$b1.....bn = \left[\frac{dn}{2}\right] \overleftarrow{R}$$

"O número binário é encontrado escrevendo na ordem inversa os restos da divisão sucessiva do número decimal por 2, começando pelo resultado da última divisão".

Onde:

- b1 a bn é o número binário;
- dn é o número decimal;
- R é o resto das divisões na ordem inversa.

Exemplo de Aplicação:

Converter o número decimal 26 em binário:

```
26 | 2
06 | 13 | 2
 0 |  1 | 6 | 2
               0 | 3 | 2
                   1 | 1
```

Escrevendo na ordem inversa: 11010

Funções Lógicas

As funções lógicas são blocos usados em circuitos digitais para tomar decisões do tipo "sim ou não", baseados na presença ou ausência de sinais em várias entradas.

Porta E (AND)

A saída de uma porta E estará no nível alto somente se ambas as entradas (A e B) estiverem no nível alto

Na **figura 3** temos o símbolo desta função e seu circuito elétrico equivalente.

Equação 1

Equação Booleana – Porta AND de 2 entradas (2-*input AND gate*):

$$X = A.B$$

Onde:

- X é o nível lógico da saída;
- A e B são os níeis lógicos das entradas.

Equação 2

Equação Booleana – Porta AND de 3 entradas (3-*input AND gate*):

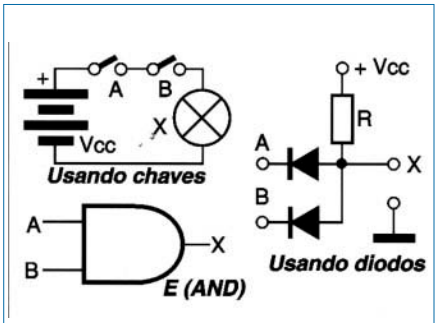
$$X = ABC$$

Onde:

- X é o nível lógico da saída;
- A, B, e C são os níveis lógicos de entrada.

Porta NAND

As saídas estarão no nível alto somente se as entradas (A e B) não estiverem no nível alto. O símbolo e o circuito equivalente são mostrados na **figura 4.**



F3. Porta E (AND).

Hexadecimal	Decimal
0	0
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6
7	7
8	8
9	9
A	10
B	11
C	12
D	13
E	14
F	15

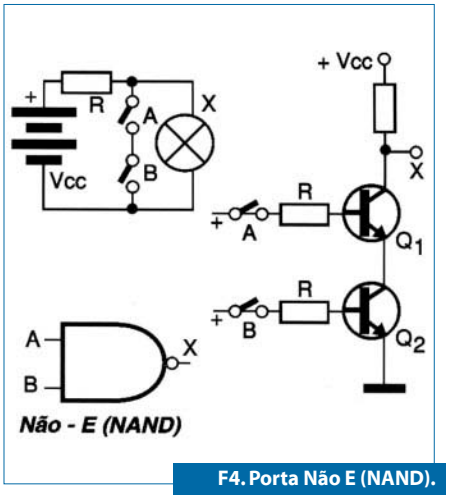
T4. Dígitos Hexadecimais e Correspondentes Decimais.

Potências de 16	Decimal
16^0	1
16^1	16
16^2	256
16^3	4096
16^4	65 536
16^5	1 048 576
16^6	16 777 216

T5. Potências de 16.

A	B	X
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

T6. Tabela verdade – Função AND de duas entradas



F4. Porta Não E (NAND).

A	B	C	X
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

T7. Tabela verdade para a Porta NAND de 3 entradas.

A	B	X
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

T8. Tabela Verdade – Porta NAND de 2 entradas.

A	B	C	X
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

T9. Tabela verdade – Porta NAND de 3 entradas.

Equação 3

Equação Booleana – Porta NAND de 2 entradas (*2-input NAND gate*):

$$X = \overline{AB}$$

Onde:
- X é o nível lógico da saída;
- A e B são os níveis lógicos das entradas.

Equação 4

Equação Booleana – Porta NAND de 3 entradas (*3-input NAND gate*):

$$X = \overline{ABC} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C}$$

Onde:
- X é o nível lógico de saída;
- A, B e C são os níveis lógicos das entradas.

Porta OU (OR)

A saída de uma porta OU (OR) estará no nível alto, se uma ou outra entrada (A ou B) estiverem no nível alto. A **figura 5** ilustra o símbolo e o circuito equivalente elétrico desta porta.

Equação 5

Equação Booleana – Porta OU de 2 entradas (*2-input OR gate*):

$$X = A + B$$

Onde:
- X é o nível lógico de saída;
- A e B são os níveis lógicos das entradas.

Equação 6

Equação Booleana – Porta OR de 3 entradas (*3-input OR gate*):

$$X = A + B + C$$

Onde:
- X é o nível lógico da saída;
- A, B e C são os níveis lógicos das entradas.

Porta Não - OU (NOR)

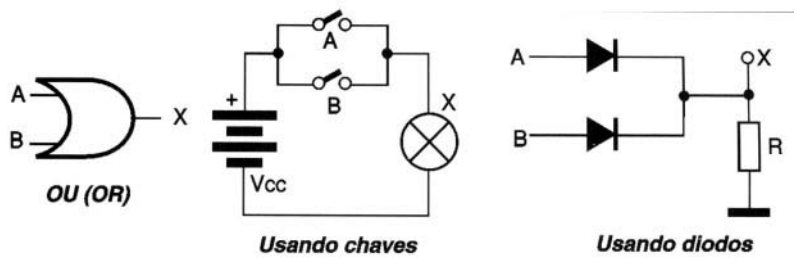
A saída de uma porta Não-OU estará no nível alto, quando os níveis lógicos das entradas A e B (ambas as entradas) estiverem no nível lógico alto. A **figura 6** mostra o símbolo e o circuito equivalente a esta função.

Equação 7

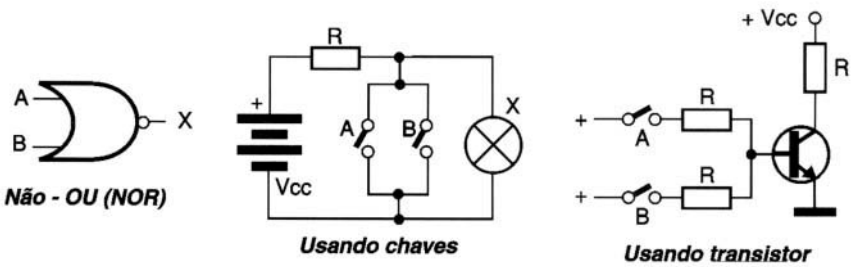
Equação Booleana – Porta Não-OU de 2 entradas (*2-Input NOR gate*):

$$X = \overline{A + B}$$

Onde:
- X é o nível lógico de saída;
- A e B são os níveis lógicos de entrada.



F5. Porta OU (OR).



F6. Porta Não OU (NOR).

A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

T10. Tabela Verdade – Porta OR de duas entradas.

A	B	C	X
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

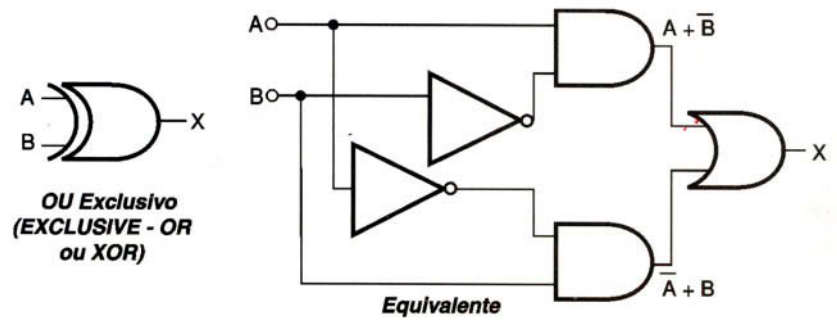
T11. Tabela Verdade – Porta OR de 3 entradas.

A	B	X
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

T12. Tabela Verdade – Porta NOR de duas entradas.

A	B	C	X
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

T13. Tabela verdade – Porta NOR de 3 entradas.



F7. Porta ou Exclusivo (Exclusive - OR).

Equação 8

Equação Booleana – Porta NOR de 3 entradas (*3-Input NOR gate*):

$$X = \overline{A + B + C}$$

Onde:

- X é o nível lógico de saída;
- A, B, e C são os níveis lógicos das entradas.

OU Exclusivo (Exclusive-OR)

Na saída de uma função OU Exclusivo, o nível lógico de saída é alto quando uma ou outra entrada (A ou B) estiverem no nível alto, mas não ambas. O símbolo e o circulo equivalente a esta função são dados na **figura 7.**

Equação 9

Equação Booleana – Ou Exclusivo (*Exclusive-OR gate*):

$$X = A\overline{B} + \overline{A}B$$

Onde:

- X é o nível lógico de saída;
- A e B são os níveis lógicos das entradas.

Inversor

O nível lógico na saída de um inversor é o oposto do nível lógico de entrada. O símbolo e o circuito elétrico equivalentes são apresentados na **figura 8.**

Equação 10

Inversor (*Inverter*):

$$X = \overline{A}$$

Onde:

- X é o nível lógico de saída;
- A é o nível lógico de entrada.

Soma Binária

São válidas as seguintes regras para soma de binários:

0 + 0 = 0
0 + 1 = 1
1 + 0 = 1
1 + 1 = 1 e "vai" 1

Subtração Binária

São válidas as seguintes regras gerais para a subtração de binários:

0 - 0 = 0
0 - 1 = 1 e "empresta 1"
1 - 0 = 1
1 - 1 = 1

Multiplicação Binária

São válidas as seguintes regras para a multiplicação de binários:

0 x 0 = 0
0 x 1 = 0
1 x 0 = 1
1 x 1 = 1

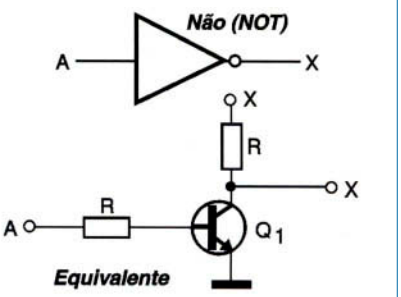
Divisão Binária

As seguintes regras são válidas para a divisão de binários:

0 / 0 = ?
0 / 1 = 0
1 / 0 = ?
1 / 1 = 1

A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

T14. Tabela Verdade – Função OU Exclusivo.



F8. Inversor (Inverter).

Os Postulados da Álgebra Booleana

Leis da Tautologia

A repetição por soma ou multiplicação não afeta o valor real de um elemento. A **figura 9** mostra o diagrama do circuito equivalente a esta lei.

Lei 1 - Tautologia:

$a + a = a$
$a \times a = a$

Notação Matemática (Teoria dos conjuntos):

$a \cup a = a$
$a \cap a = a$

Notação Lógica:

$a \vee a = a$
$a \wedge a = a$

Leis da Comutação

Conjunção e disjunção não são afetadas por mudança sequencial. A **figura 10** ilustra os diagramas equivalentes a esta lei.

Lei 2 - Comutação:

$a + b = b + a$
$a \times b = b \times a$

Notação matemática:

$a \cup b = b \cup a$
$a \cap b = b \cap a$

Notação Lógica:

$a \vee b = b \vee a$
$a \wedge b = b \wedge a$

Leis da Associação

Agrupamento não afeta a disjunção ou conjunção. A **figura 11** apresenta o diagrama do circuito equivalente

Lei 3 - Associação:

$a + (b + c) = (a + b) + c$
$a \times (b \times c) = (a \times b) \times c$

Notação matemática:

$a \cup (b \cup c) = (a \cup b) \cup c$
$a \cap (b \cap c) = (a \cap b) \cap c$

Notação lógica:

$a \vee (b \vee c) = (a \vee b) \vee c$
$a \wedge (b \wedge c) = (a \wedge b) \wedge c$

Leis da Distribuição

Um elemento é adicionado a um produto somando-se o mesmo a cada membro do produto, e uma soma é multiplicada por um elemento pela multiplicação deste elemento por cada membro da soma. Na **figura 12** temos o diagrama equivalente.

Lei 4 - Distribuição:

$a + (b \times c) = (a + b) \times (a + c)$
$a \times (b + c) = (a \times b) + (a \times c)$

Notação matemática:

$a \cup (b \cap c) = (a \cup b) \cap (a \cup c)$
$a \cap (b \cup c) = (a \cap b) \cup (a \cap c)$

Notação Lógica:

$a \vee (b \wedge c) = (a \vee b) \wedge (a \vee c)$
$a \wedge (b \vee c) = (a \wedge b) \vee (a \wedge c)$

Leis da absorção

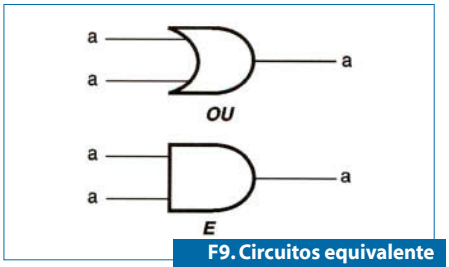
A disjunção de um produto por um de seus membros é equivalente a este membro. A conjunção de uma soma por um de seus membros é equivalente a este membro. O circuito equivalente é desenhado na **figura 13.**

Lei 5 - Absorção:

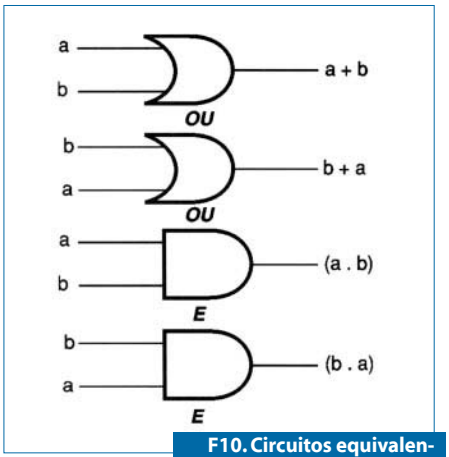
$a + (a \times b) = a$
$a \times (a + b) = a$

Notação matemática:

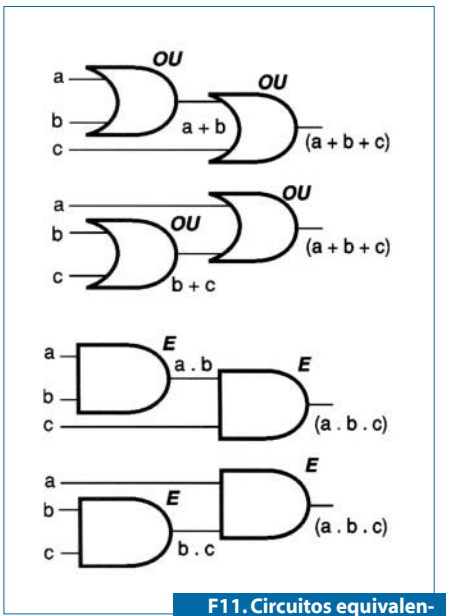
$a \cup (a \cap b) = a$
$a \cap (a \cup b) = a$



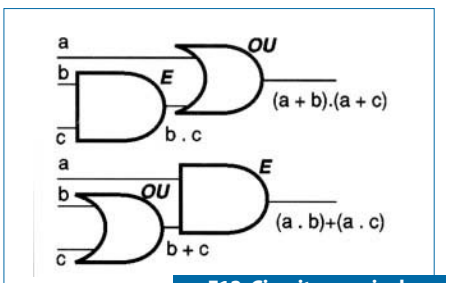
F9. Circuitos equivalente - Leis da Tautologia.



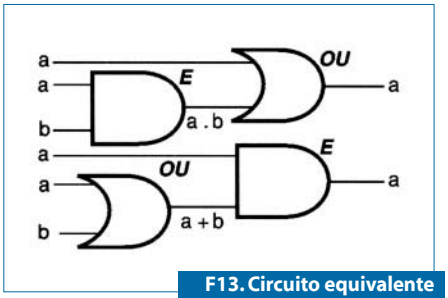
F10. Circuitos equivalente - Leis da Comutação.



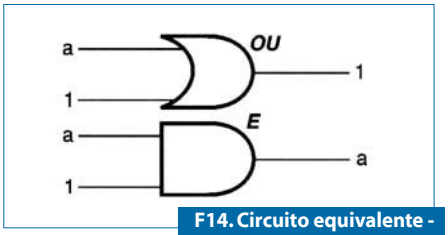
F11. Circuitos equivalente - Leis da Associação.



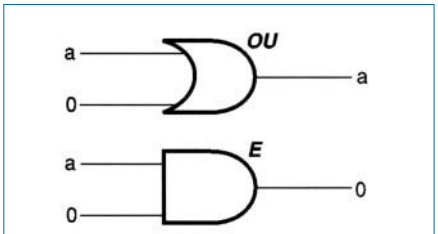
F12. Circuitos equivalente - Leis da Distribuição.



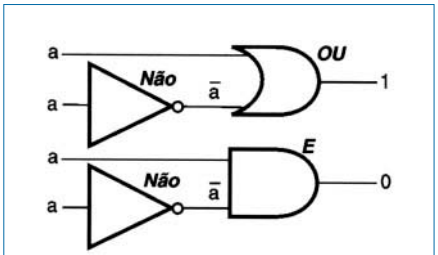
F13. Circuito equivalente - Leis da Absorção.



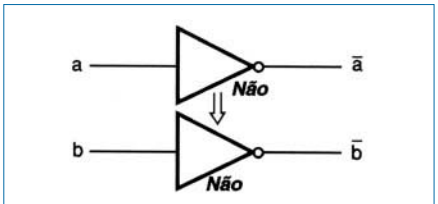
F14. Circuito equivalente - Leis da Classe Universo.



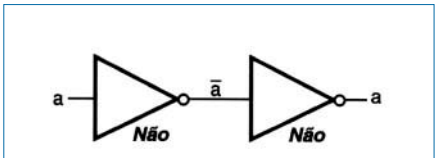
F15. Circuito equivalente - Leis da Classe Nula.



F16. Circuitos equivalentes - Leis da Complementação.



F17. Representação da Lei da Contraposição com Inversor.



F18. Representação da Lei da Dupla Negação com Inversores.

Notação Lógica:

$a \vee (a \wedge b) = a$
$a \wedge (a \vee b) = a$

Leis da Classe Universo

A soma consistindo num elemento com a classe universo é equivalente ao universo. O produto consistindo em um elemento e a classe universo é equivalente ao elemento.

Os circuitos equivalente são mostrados na **figura 14.**

Lei 6 - Classe Universo:

$a + 1 = 1$
$a \times 1 = a$

Notação matemática:

$a \cup 1 = 1$
$a \cap 1 = a$

Notação Lógica:

$a \vee 1 = 1$
$a \wedge 1 = a$

Leis da Classe Nula

A soma consistindo de um elemento e a classe nula é equivalente ao elemento. O produto consistindo de um elemento e a classe nula é equivalente à classe nula. O circuito equivalente é ilustrado na **figura 15.**

Lei 7 - Classe Nula:

$a + 0 = a$
$a \times 0 = 0$

Notação matemática:

$a \cup 0 = a$
$a \cap 0 = 0$

Notação lógica:

$a \vee 0 = a$
$a \wedge 0 = 0$

Leis da Complementação

A soma consistindo de um elemento e seu complemento é equivalente a classe universo. O produto consistindo de um elemento e seu complemento é equivalente à classe nula. Na **figura 16,** damos a representação destas leis.

Lei 8 - Complementação:

$a + \bar{a} = 1$
$a \times \bar{a} = 0$

Notação matemática:

$a \cup \bar{a} = 1$
$a \cap \bar{a} = 0$

Notação lógica:

$a \vee \bar{a} = 1$
$a \wedge \bar{a} = 0$

Leis da Contraposição

Se um elemento **a** é equivalente ao complemento de um elemento **b,** isso implica que o elemento b é equivalente ao complemento do elemento **a**. A **figura 17** fornece a representação desta lei.

Lei 9 - Contraposição:

$a = \bar{b} \Rightarrow b = \bar{a}$

Notação matemática:

$a = b' \Rightarrow b = a'$

Notação lógica:

$a \cong b \Rightarrow b \cong a$

Lei da Dupla Negação

O complemento da negação de um elemento é equivalente ao elemento. A **figura 18** mostra a representação desta lei.

Lei 10 - Dupla negação:

$a = \bar{\bar{a}}$

Notação matemática:

$a = a'C$

Notação lógica:

$a = \sim a'$

Leis da Expansão

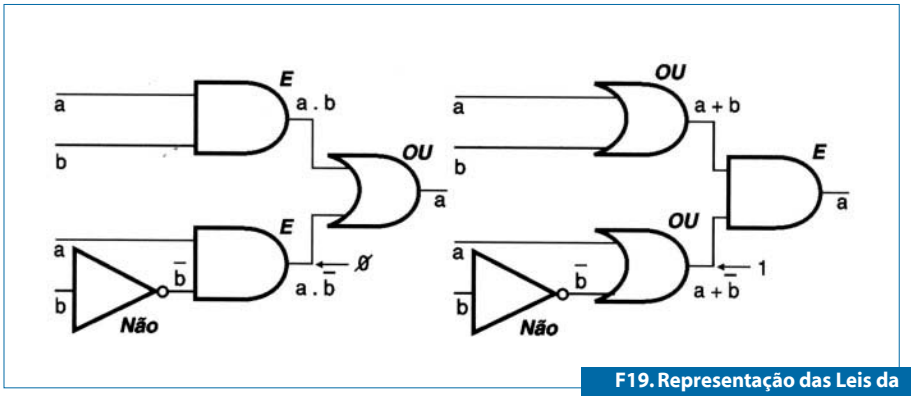
A disjunção de um produto composto pelos elementos **a** e **b** e o produto composto pelo elemento **a** e o complemento ao elemento **b** é equivalente ao elemento **a.** A conjunção de uma soma composta dos elementos **a** e **b** e o complemento do elemento **b** é equivalente ao elemento **a.** A **figura 19** ilustra a representação destas leis.

Lei 11 - Expansão:

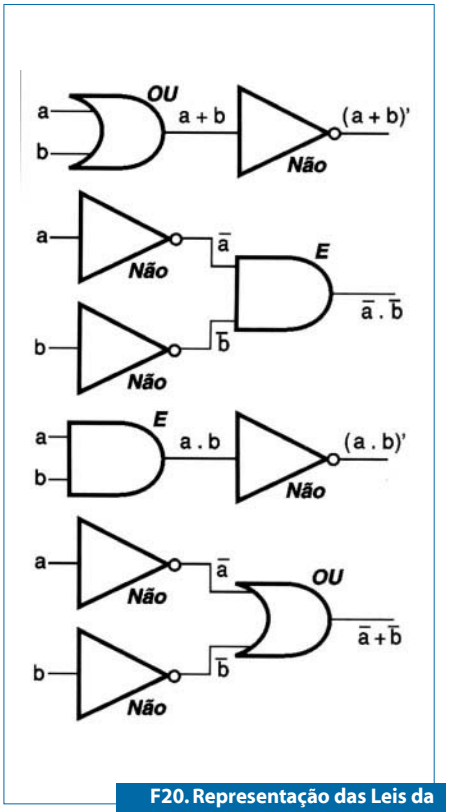
$(a \times b) + (a \times \bar{b}) = a$
$(a + b) \times (a + \bar{b}) = a$

Notação matemática:

$(a \cap b) \cup (a \cap \bar{b}') = a$
$(a \cup b) \cap (a \cup \bar{b}') = a$



F19. Representação das Leis da Expansão com blocos lógicos.



F20. Representação das Leis da Dualidade com blocos lógicos.

Notação lógica:

$(a \wedge b) \vee (a \wedge \sim b) = a$

$(a \vee b) \wedge (a \vee \sim b) = a$

Leis da Dualidade

O complemento de uma soma composta pelos elementos **a** e **b** é equivalente à conjunção do complemento do elemento **a** e o complemento do elemento **b.** O complemento de um produto composto pelos elementos **a** e **b** é equivalente à disjunção do complemento do elemento **a** e o complemento do elemento **b.** A **figura 20** traz a representação destas leis.

Lei 12 - Dualidade:

$(a + b)' = \bar{a} \times \bar{b}$

$(a \times b)' = \bar{a} + \bar{b}$

Notação matemática

$(a \cup b)' = a' \cap b'$

$(a \cap b)' = a' \cup b'$

Notação lógica

$\sim (a \vee b) = \sim a \wedge \sim b$

$\sim (a \wedge b) = \sim a \vee \sim b$





Relação Booleana

Idempoint

Relação 1 - Adição:

$a + 0 = a$
$a + 1 = 1$
$a + a = a$

Onde: $0 \equiv a$

Relação 2 - Multiplicação:

$0 \times a = 0$
$1 \times a = a$
$a \times a = a$

Onde: $0 \equiv a$

Comutativa

Relação 3 - Adição:

$(a + b) = (b + a)$

Relação 4 - Multiplicação:

$a \times b = b \times a$

Associativa

Relação 5 - Adição:

$(a + b) + c = a + (b + c)$

Relação 6 - Multiplicação

$(a \times b) \times c = a \times (b \times c)$

Distributiva

Relação 7 - Distributiva

$a + (b \times c) = a \times (b + c)$
$a + b \times c = (a + b) \times (a + c)$

Absorção

Relação 8 - Teorema de DeMorgan

$a \times (a + b) = a + a \times b \equiv a$

Relação 9 - Teorema de DeMorgan:

$\bar{\bar{a}} = a$

Teorema 1:

$\overline{(a \times b)} = \bar{a} + \bar{b}$
$\overline{(\bar{a} \times \bar{b})} = a + b$

Teorema 2:

$\overline{a + b} = \bar{a} \times \bar{b}$
$\overline{\bar{a} + \bar{b}} = a \times b$

Exemplos de Portas Digitais/Tipo e Função: Ver tabelas 15 e 16.

Regras de Fan-Out: Ver tabela 17.

Tipo	Função
7400	Quad, 2-input NAND
7401	Quad, 2-input, NAND, Open Collector
7408	Quad -2-input, AND
7409	Quad - 2-input, AND, Open Collecor
7410	Triple, 3-input, NAND
7411	Triple, 3-input, AND
7412	Triple, 3-input, NAND, Open Collector, V_{OH}=5.5 V
7403	Quad, 2-input, NAND, Open Collector, V_{OH}=5.5 V
7420	Dual, 4-input, NAND
7426	Quad, 2-input, NAND. Open Collector
7437	Quad, 2-input, NAND, I_{OL}=48 mA
7438	Quad, 2-input, NAND, Open Collector

T15. Algumas portas TTL (AND/NAND) (veja a tabela).

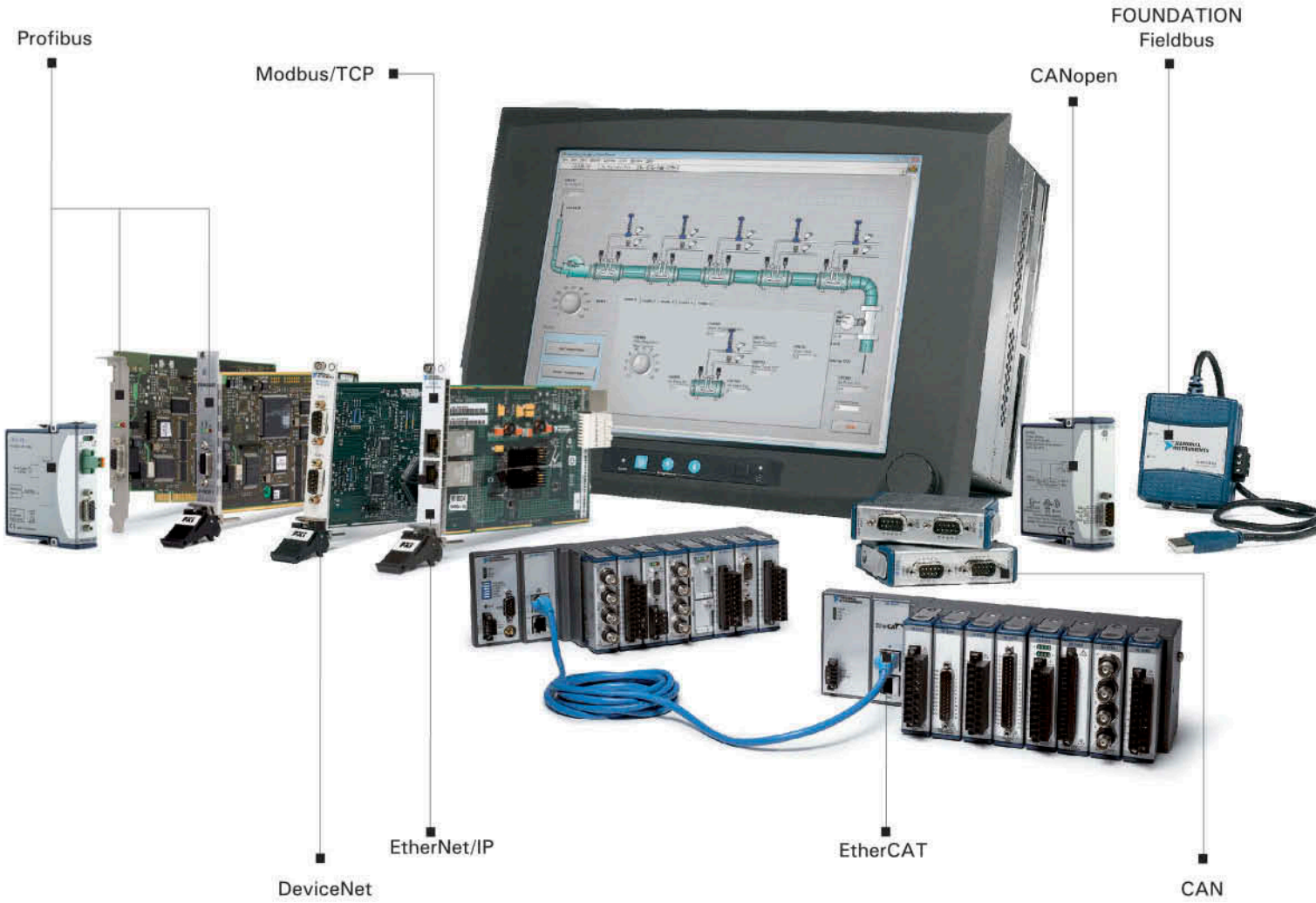
Tipo	Função
7402	Quad, 2-input, NOR
7425	Dual, 4-input, NOR
7427	Triple, 3-input, NOR
7432	Quad, 2-input, OR

T16. Algumas Portas TTL OR/NOR (veja a tabela).

Família/ Subfamília	Pode excitar.... entradas	Família/ Subfamília	Pode excitar.... entradas
Regular TTL	10 Regular TTL 40 Low-power TTL 6 High-power TTL 6 Schottky TTL 20 Low-power Schottky TTL	High-Power TTL	10 Schottky TTL 40 Low-power Schottky TTL
		Schottky TTL	12 Regular TTL 40 Low-power TTL 10 High-power TTL 10 Schottky TTL 40 Low-power Schottky TTL
Low-Power TTL	2 Regular TTL 10 Low-power TTL 1 High-power TTL 1 Schottky TTL 5 Low-power Schottky TTL	Low-power Schottky	5 Regular TTL 20 Low-power TTL 4 High-power TTL 4 Schottky TTL 10 Low-power Schottky TTL
High-Power TTL	12 Regular TTL 40 Low-power TTL 10 High-power TTL		

T17. Regras de Fan-Out para Subfamílias TTL (veja a tabela).

LabVIEW, um ambiente de programação para múltiplas redes industriais



Sistemas de automação mais complexos exigem integração entre diferentes protocolos industriais. A comunicação entre diferentes sistemas é extremamente importante e deve ser simples, eficaz e muitas vezes determinística. Com o LabVIEW e as interfaces de comunicação da National Instruments você pode integrar diferentes sistemas de automação em apenas um ambiente de desenvolvimento, o que reduz custo e tempo em seus projetos.

>> Conheça mais sobre as interfaces de comunicação da National Instruments em **ni.com/comm**

(11) 3149-3149

NATIONAL INSTRUMENTS

©2008 National Instruments Corporation. Todos os direitos reservados. LabVIEW, National Instruments, NI, e ni.com são marcas registradas da National Instruments. Outros nomes de produtos e das empresas mencionadas são marcas registradas e nomes comerciais das respectivas empresas. 2007-9417-181-101-B

Nova Linha de Sensores Angulares GMR Infineon
TLE5010/5012 iGMR Giant Magnetic Resistive Sensor

O TLE5010/5012 é um sensor angular 360 ° que detecta a orientação de um campo magnético utilizando-se de elementos integrados de resistência magnética gigante (IGMR).



Características principais:

- Baseado no princípio GMR (Giant Magnetic Resistive)
- Sensor de campo magnético integrado para detecção e medição de ângulos
- Totalmente calibrado para medições angulares em 0 - 360 ° com contador de voltas e medição de velocidade angular
- Dois conversores separados de alta precisão: single-bit SD-ADCs
- Representação de 15 bits do valor absoluto do ângulo na saída (resolução de 0,01 °)
- Representação de 16 bits dos valores Seno/Cosseno na interface
- Erro angular de no máximo 1,0 ° ao longo da vida util com auto-calibração
- Interface SSC Bi-direcional SSC de até 8 Mbit / s
- Suporta Safety Integrity Level (SIL), com funções de diagnóstico e informações de status
- Interfaces: SSC, PWM, Incremental Interface (IIF), Hall-Switch Mode (HSM)
- 0,25 mM tecnologia CMOS
- Componente qualificado para uso Automotivo: -40 ° C a 150 ° C (temperatura de junção)
- ESD> 4 kV (HBM)
- RoHS-compliant (Encapsulamento Pb-free)

Aplicações típicas:

O sensor GMR TLE5012 foi projetado para o sensoreamento da posição angular em aplicações automotivas e industriais, tais como:

- Comutação de motores elétricos (por exemplo, usado em direção elétrica assistida (EPS))
- Interruptor de rotação
- Medição angular da direção do veículo
- Sensoreamento Angular

A Infineon oferece uma variedade de sensores analógicos e digitais para medição de diversos parâmetros: Pressão, campo magnético, posição, distância, direção e velocidade.

Saiba mais sobre a linha de sensores Infineon para aplicações Automotiva, Industrial e de Consumo. Acesse: www.infineon.com/sensors

Infineon

(11) 3372-9240

vendas.brasil@infineon.com

www.infineon.com

Distribuidores:

ARROW BRASIL S/A.

(11) 3613-9300

vendas@arrowbrasil.com.br

www.arrowbrasil.com.br

AVNET do Brasil

(11) 5079-2150

vendas@avnet.com

www.em.avnet.com

Farnell Newark

(11) 4066-9400

rnetto@farnellnewark.com

www.farnellnewark.com.br