Ano 44 Nº 431 - Dezembro/08
Europa € 4,30
Brasil R$13,90

www.sabereletronica.com.br

SABER ELETRÔNICA



EMC

Compatibilidade Eletromagnética

Controle e redução de ruído em amplificadores operacionais

Uma análise técnica dos filtros para fontes chaveadas

ISSN 0101-6717

Leitores de RFID
de baixa freqüência com comunicação de dados via TCP/IP

Teclas CapSense
Conheça o processo para aplicação dessa tecnologia

Conversor CC-CC
Aplicação em máquina de solda a arco elétrico com eletrodo revestido

Mais performance, mais funções, mais opções
Menos custos

Enfrente os desafios de hoje e prepare-se para os do amanhã



Mais razões do que nunca para chamar o seu distribuidor autorizado Agilent.

OSCILOSCÓPIOS
Maior variedade e informações atualizadas com maior rapidez. Sinais digitais e mistos de 60 MHz a 1 GHz.

DMMs
Flexibilidade multifuncional com precisão de laboratório e velocidades de linha de produção. De 5 ½ a 6 ½ dígitos.

FONTES DE ALIMENTAÇÃO
Fontes de alimentação silenciosas, estáveis e confiáveis, otimizadas para os instrumentos da Agilent. De 30 a 200 watts.

GERADORES DE FUNÇÕES
Precisão, velocidade e versatilidade para criar formas de onda padrão e personalizadas. Modelos de 10 MHz, 20 MHz e 80 MHz.

CONTADORES E FREQÜÊNCÍMETROS
Até 200 medições de tempo e freqüência por segundo pela interface GPIB. Medições de freqüência com 10 e 12 dígitos/s.

UNIDADES DE AQUISIÇÃO E COMUTAÇÃO DE DADOS
Pequeno tamanho e baixo custo, podem ser configuradas com módulos *plug-in* opcionais. De 16 a mais de 500 canais.

UNIDADE MODULAR MULTIFUNCIONAL DE AQUISIÇÃO DE DADOS VIA USB
Aquisição de dados com alta velocidade, alto volume e configuração simples. Até 384 canais trabalha como unidade autônoma ou em sistema modular, até 3MSa/s. Com fácil conectividade USB 2.0. Múltiplas funções em um único módulo.

DMMs E OSCILOSCÓPIOS DE MÃO
Preços econômicos sem perda de performance. 60% a mais de resolução e o dobro da faixa de medição dos modelos desta categoria. O primeiro multímetro de mão do mundo com display OLED. Novo

TESTADORES DE RF DE MÃO
Duráveis, recarregáveis e prontos para o uso em campo, com tela em cores visível sob a luz do sol e conexão USB para o *download* de dados.

Para saber mais consulte o seu distribuidor Agilent

FLK Instrumentação Eletrônica Ltda
RJ - (21) 2224-1801
flk@flk-rio.com.br

NORTRON
PE - (81) 3427-3445
nortron@nortronne.com.br

PARES Eletrônica
PR - (41) 3014-3600
vendas@pares.com.br

QUART
SP - (11) 2198-5500
quart@quart.com.br
AM - (92) 3644-2699
quart.am@quart.com.br

Conheça nossa linha completa de produtos
www.agilent.com.br

Agilent Technologies

Editora Saber Ltda.
Diretores
Hélio Fittipaldi
Thereza Mozzato Ciampi Fittipaldi

ELETRÔNICA
www.sabereletronica.com.br

Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi

Diretor Técnico
Newton C. Braga

Conselho Editorial
João Antonio Zuffo,
Newton C. Braga

Redação
Fabieli De Paula

Auxiliares de Redação
Érika Yamashita, Monique Souza,
Thayna Santos

Colaboradores
Alexandre Capelli, Alexandre Novakoski ,
Alexandre dos Santos, Antonio Dresch Júnior,
Danny R. Efrom, Érico Back Machado, Mark Lee,
Patrícia Soares, Roberto R. Cunha

Designers
Carlos C. Tartaglioni, Diego M. Gomes,
Edimaldia Ferreira

Produção
Diego M. Gomes

VENDAS DE PUBLICIDADE

Carla de C. Assis,
Ricardo Nunes Souza

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

Capa
ETS Lindgren

Impressão
São Francisco 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

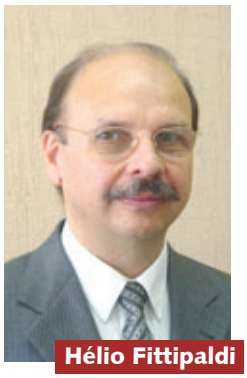
Edições anteriores (mediante disponibilidade de estoque), solicite pelo site ou pelo tel. 2095-5330, ao preço da última edição em banca.

Saber Eletrônica é uma publicação mensal 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:

ANER www.aner.org.br
Associação Nacional dos Editores de Revistas

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



Hélio Fittipaldi

Encerrando o ano, o presidente da Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica (Abinee), Humberto Barbato, acompanhado de diretores da entidade, apresentou na coletiva de imprensa, os dados do setor eletroeletrônico do ano de 2008 e as perspectivas para o próximo ano. O faturamento da indústria eletroeletrônica, em 2008, deverá atingir R$ 123,7 bilhões com crescimento de 11% em relação ao ano anterior, não sofrendo um impacto significativo da crise mundial.

O setor de componentes elétricos e eletrônicos mostra uma retração de 5 % em relação à 2007 e o de utilidades domésticas manterá os mesmos números. As demais áreas da indústria eletroeletrônica deverão apresentar bom crescimento de faturamento. O mercado de PCs, que atingiu 12 milhões de unidades, cresceu 20 % e só não foi melhor devido à desvalorização do real frente ao dolar, mas mesmo assim, ficou dentro das expectativas, segundo o diretor da área de informática, Hugo Valério.O número de empregados, ficou em torno de 165.500 contratados, com 9,4 mil empregos diretos a mais do que o ano de 2007.

Para 2009, apesar da gravidade da crise econômica mundial, a Abinee, considerando que a trajetória do crescimento da indústria eletroeletrônica tem acompanhado o desempenho do país, prevê uma evolução de 7%, confirmada a previsão de crescimento de 3,0% da economia nacional. Barbato afirmou que a expectativa do setor também continua positiva para o próximo ano em relação aos investimentos. Ele ressalta que: "É importante que o governo corte os custeios para continuar investindo e com isto oxigene o mercado" diz.

Já o diretor da área de automação da Abinee, Nelson Ninin, destacou o papel da Petrobras como catalisador dos investimentos para o segmento e acredita que não haverá queda no faturamento das empresas em 2009. O diretor de economia da Associação, Antônio Correa de Lacerda, salientou que, aproveitando a tendência mundial, o governo deveria reduzir a taxa de juros e desonerar os investimentos e o consumo, para que estes sejam mantidos e ampliados garantindo o crescimento do mercado interno.

Esta linha, definida em inúmeras declarações da entidade e de participantes do setor, que o governo deveria diminuir os impostos e o custo Brasil, pois é isto que o país necessita para se fortalecer e resistir às crises internacionais, foram por nós mostradas neste ano todo como assunto recorrente. A atual situação internacional já está colocando à prova este governo que aí está, e em poucos meses saberemos a realidade.

危機

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

20



36



44



Editorial 01

Seção do Leitor 04

Acontece 06

ABEE 42

Reportagem

14 O futuro dos displays

Desenvolvimento

16 Conheça os filtros EMI/RFI em modo comum

20 Tópicos em eletrônica analógica: Ruído

24 EMC (Compatibilidade Eletromagnética)

Eletrônica Aplicada

30 Leitores RFID com comunicação Ethernet

32 Conversor CC-CC Forward tipo Buck

Tecnologias

36 O que falta para a tecnologia 3G decolar de vez?

37 Teclas Capsense (TM) com CSD

Circuitos Práticos

44 Carregador de bateria com o FSD210

46 Fonte Chaveada de 90 W para monitores com função Standby

48 Amplificadores Operacionais Auto-Zerados

Microcontroladores

51 Teclado de porta de carro utilizando LIN

Componentes

54 Termostato – termômetro digital com o MAXQ3212

55 Monitor de banco de baterias

56 Flash de LEDs duplos para 1,2 A

58 A4935 – Driver MOSFET trifásico automotivo

60 Sintetizadores programáveis de clock com saídas LVCMOS

61 LT3085 – LDO SMD da Linear

61 Vishay amplia linha de 140 CHR

62 TSOP22xx – Nova família de sensores IR para controle remoto

64 LT5581 – Detector de potência RMS para 6 GHz

Índice de anunciantes

Instituto Monitor 3
Cypress 5
Texas 7
NXP 9
Cika 11
National Instruments 13
Metaltex 19
ALV 29
Tato 29
Bürklin 31
Honeywell 41
IR 53
Microchip 59
Portal Saber Eletrônica 63
Agilent ..... 2ª capa
STMicroelectronics ..... 3ª capa
Atmel ..... 4ª capa

INSTITUTO MONITOR



CURSOS TÉCNICOS *a distância com diploma reconhecido pelo MEC*

- **Eletrônica** com direito a registro no CREA
- **Contabilidade** com direito a registro no CRC
- **Corretor de Imóveis**
  Transações Imobiliárias com direito a registro no CRECI
- **Secretariado** com direito a registro na DRT (atual SRTE)
- **Informática**



CURSOS SUPLETIVOS (EJA) – Ensinos Fundamental e Médio



Confira as vantagens de estudar conosco:



- *Matricule-se em **qualquer época do ano**.*
- ***Estude no seu ritmo**, onde e quando quiser.*
- *Conte com o **suporte de professores** pelo Portal do Aluno - via mensagem eletrônica, por telefone, fax, carta ou pessoalmente na sede da Instituição.*
- ***Economize tempo e dinheiro** com cursos mais rápidos e acessíveis do que os de escolas convencionais.*
- *Conquiste **diploma válido em todo o Brasil** para continuar os estudos em nível superior.*



Antonio do M. Santos, Mat. 23353, São Paulo, SP

O curso a distância é a melhor alternativa para estudar de modo prático sem abrir mão da qualidade. Nenhuma escola técnica preencheu minhas necessidades como essa.

Conheça outros cursos do Instituto Monitor:

Cursos Profissionalizantes

- Eletricista Enrolador
- Eletrônica, Rádio e TV
- Chaveiro
- Eletricista
- Caligrafia

Cursos de Formação Profissional

- Informática (Windows / Word / Power Point / Excel / Internet)
- Gestão Financeira
- Administração Imobiliária
- Sistemas de Telecomunicações
- Práticas Administrativas



Mônica Gomes, Mat. 48983, Agudos, SP

A empresa em que trabalho propôs que as secretárias fizessem o curso técnico. Foi aí que ganhei uma promoção. Se não fosse a educação a distância ia ficar complicado para conciliar o curso e o trabalho.

Atos legais de credenciamento e autorização: Processo nº 004/2005 e Parecer nº 252/2005, do CEE-SP, publicados no DOE-SP em 30/07/2005.

Faça parte deste time vencedor. Matricule-se já!

AF 0809-01-SE

Central de Atendimento:
(11) 3335-1000
www.institutomonitor.com.br
atendimento@institutomonitor.com.br
Rua dos Timbiras, 263 - São Paulo - SP - CEP 01208-010

Postos regionais em: *Curitiba • São José dos Campos / Informações:* 0800-773-4455

Instituto Monitor
Formando profissionais desde 1939



Player de Ringtone - SE 429

Leio e acompanho a Saber Eletrônica há anos. A revista sempre apresenta artigos úteis e esclarecedores. Porém tenho algumas sugestoes!
Como leitor, reparei que, por exemplo, no artigo "Player de Ringtones com Microcontroladores", publicado na edição nº 429, o autor entra nos últimos detalhes de programação, mas não menciona onde pode ser adquirido o produto, qual o seu preço e como se carrega o software. Gostaria que visassem mais o contexto do usuário final.
Paulo Ernane
Belo Horizonte - MG



Saber Eletrônica nº 429

Caro Paulo, agradecemos sua preferência por nossa publicação e sua sugestão já está anotada. Nosso objetivo é sempre melhorar o conteúdo para poder adequá-lo ao máximo com o nosso público-alvo. Continue nos enviando suas análises através do e-mail: **atendimento@sabereletronica.com.br**. Obrigado pelo contato!

Chaves Seletoras

Gostaria de saber se há algum artigo a respeito de chaves seletoras publicado na revista ou no site Saber Eletrônica.
Rubervan dos Santos
Powertemp Tecnologia Industrial
Santo André - SP

Caro Rubervan, sobre chaves seletoras ainda não temos nehum artigo específico, porém sua sugestão já foi encaminhada para nossos editores publicarem algo a respeito.

Fornecedores de CI

Olá, editores da Saber Eletrônica, vi em uma das matérias, um circuito relacionado com a pesquisa que estou desenvolvendo em minha empresa. Trata sobre um medidor pontual monofásico de características elétricas, usando o CI MSP430FE427.
Procurei este CI em alguns fornecedores e os mesmos só podiam importá-lo em grande quantidade. Vocês podem indicar um contato ou uma loja, onde eu poderia comprá-lo? Agradeço a atenção e faço votos de boa sorte nessa revista tão interessante para os profissionais de eletrônica.
Aldonso Martins
Diretor Comercial
EcoEnergia Eficiência Energética
Recife - PE

Informamos que no site da Saber Eletrônica (**www.sabereletronica.com.br**) você encontra a pesquisa de componentes viabilizada pela Net Components, onde há uma lista de empresas e fornecedores de produtos eletrônicos. Sobre o MSP430 indicamos a loja Arrow Brasil (**www.arrowbrasil.com.br**), localizada em São Paulo.

Componentes

Prezados senhores, tenho 45 anos e possuo a coleção Saber Eletrônica desde o número 49 (ano 1976). Recentemente, folheando as revistas pensei em fazer algumas montagens eletrônicas para o meu filho. Só que aqui no Rio de Janeiro é difícil encontrar alguns componentes para a montagem dos circuitos (microfone e fone de cristal, bastão de ferrite, capacitor variável para transistores etc). Gostaria que vocês me indicassem alguma loja, pode ser em São Paulo, que envie produtos via correio.
Marcus Barra
Rio de Janeiro- RJ

Ficamos contentes em saber que está repassando seus conhecimentos de eletrônica para seu filho e informamos que a loja Mvtech, localizada em São Paulo, faz encomendas via correio. Segue o *site* da loja: **www.mvtechbrasil.com.br.**

Contato com o Leitor

Envie seus comentários, críticas e sugestões para **atendimento@saberelétronica.com.br**.

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



CapSense. Beleza além da superfície.

Detecção capacitiva de toque baseada no PSoC

Maximize a flexibilidade e integração do Design, criando uma solução com estilo e interface durável. CapSense™ substitui botões, chaves, sliders em seu produto. CapSense Permite:

- Mudanças rápidas em seu design em qualquer estágio, do conceito à produção. CapSense não é um ASIC ou módulo; você tem o controle do design em todos os estágios.
- Implementação em um único chip, suportando múltiplas interfaces—botões, sliders, touch screens, touchpads e sensor de proximidade—em variados substratos condutivos.
- Integração única de funções adicionais—controle de LED, monitoramento de bateria, controle de motor, sensor de luz ambiente, etc—tudo isso integrado em único chip.
- Rápido "time-to-market" com uma poderosa ferramenta visual de design permitindo a customização do sistema.

COMECE AGORA COM O CAPSENSE

Solicite um Kit de Desenvolvimento do CapSense:
www.cypress.com/go/getcapkitnow

Solicite amostras do PSoC CapSense:
www.bpmrep.com.br/pt/contato.asp

Baixe grátis o nosso visual embedded software PSoC Express™:
www.cypress.com/go/getcapexpressnow

Registre-se para o CapSense NetSeminar:
www.cypress.com/go/getcapseminarnow



Aplicações possíveis com o PSoC CapSense.

Comece seu próximo design com CapSense:
www.cypress.com/gocapsense
Telefone : (11) 5181-4788

BP&M Representações

CYPRESS PERFORM

Cypress, the Cypress logo, and PSoC are registered trademarks and CapSense is a trademark of Cypress Semiconductor. All other trademarks are properties of their respective owners. © 2008 Cypress Semiconductor Corporation. All rights reserved.

Brasil precisará de R$ 10,2 bilhões
para alavancar Parques Tecnológicos

O Brasil precisará de R$ 10,2 bilhões para alavancar a evolução do setor de empreendedorismo inovador no País. A conclusão é do inédito estudo sobre "Parques Tecnológicos no Brasil", desenvolvido pela Associação Nacional de Entidades Promotoras de Empreendimentos Inovadores (Anprotec) em parceria com a Agência Brasileira de Desenvolvimento Industrial (ABDI).

A pesquisa foi desenvolvida durante o ano de 2007. Dos 57 parques tecnológicos brasileiros identificados, 35 foram analisados. Já no cenário internacional, os países estudados foram França, Reino Unido, Espanha, Irlanda, Finlândia, Japão, China, Índia, Coréia do Sul, Taiwan, Cingapura, Malásia, Nova Zelândia e Estados Unidos. Depois da conclusão do mapeamento, o estudo fez a classificação para definir padrões e parâmetros de avaliação e comparação. Por fim, estabeleceu-se visão de futuro dos parques tecnológicos, proposições de políticas públicas e programas de apoio aos centros e as empresas neles instaladas.

Segundo o dirigente da Anprotec e responsável pela pesquisa, José Eduardo Fiates, nenhum dos parques tecnológicos brasileiros contribui de maneira efetiva para o desenvolvimento científico, tecnológico e econômico do país. "É preciso que haja estratégia política para equilibrar e otimizar o potencial do Brasil. A atuação desses centros precisaria estar mais integrada às necessidades regionais e às prioridades econômicas brasileiras. Sem esses elementos, tampouco sem o aporte de universidades ou instituições de pesquisa, fica difícil gerar desenvolvimento sustentado", acrescenta Fiates.

Siemens:
crescimento de 33% no Brasil

Durante a coletiva de imprensa que ocorreu este mês em São Paulo (SP), o presidente da Siemens no Brasil, Adilson Primo, anunciou um crescimento recorde de 33% no país. Com esse número a empresa assume a liderança em desempenho nos mercados emergentes. O balanço fiscal foi encerrado no dia 30 de setembro, com um faturamento líquido de R$ 4,6 bilhões maior do que os R$ 3,5 bilhões do ano anterior.

Segundo a empresa os números deste ano já remetem o novo portifólio, organizado desde janeiro nos setor de Energy, Industry e Healthcare, com a Siemens IT Solutions and Services como cross-sector.Em 2008 o setor de Energia impulsionada pela procura por parte dos países nas Américas, obteve conquistas em exportações e oportunidades - chaves no mercado doméstico. Já na Industria conseguiu grandes contratos no fornecimento de automação industrial, drives, equipamentos elétricos, e soluções para o segmento de óleo e gás.

Com Healthcare, a Siemens estabeleceu tendências com um inovador equipamento de Tomografia Computadorizada Somatom Definition Dual Source, alcançando o primeiro lugar no mercado brasileiro de Ressonancia Magnética por Imagem (RMI).Com essas conquistas e novas estruturas a Siemens afirma que com o seu novo portifólio pode suprir as necessidades e oferecer soluções para os seus clientes em diversos segmentos.

Houve também este ano um crescimento no seu quadro de funcionários em 2008. Aumentou dois mil novos colaboradores e emprega hoje no Brasil cerca de nove mil pessoas, 27% a mais do que no ano anterior. Além disso, a empresa aumentou em 26% investimento em treinamentos. "O segredo da Siemens é transformar os riscos em oportunidades" afirma Primo que na entrevista mostrou-se otimista e confiante para 2009, mesmo diante do cenário de crise mundial. " No ano fiscal que se inicia temos o desafio de continuar crescendo, de 3 a 4 vezes o PIB brasileiro e a previsão de investimento é de R$ 120 milhões", diz. A empresa já inicia 2009 com R$ 5,3 bilhões em entrada de pedidos.



O Presidente da Siemens no Brasil, Adilson Primo mostrou-se otimista para 2009, mesmo diante do cenário de crise mundial.

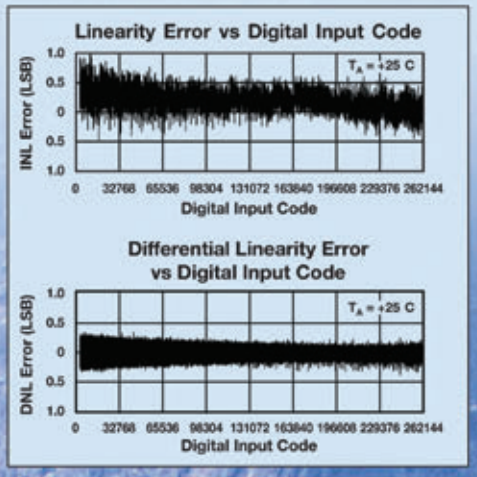
Conversor de alta precisão digital para analógico

Performance monótona de 18-bits

O **DAC9881** é o conversor digital para analógico industrial com maior precisão. Possui resolução de 18 bits, ±2 LSB INL, ±1 LSB DNL em um pequeno encapsulamento QFN, o DAC9881 aumenta a performance e simplifica o projeto em aplicações de precisão como teste de equipamento automático, instrumentação, controle de processo, aquisição de dados e sistema de comunicação. **Isto é um Analógicos Alta Performance>>À Sua Maneira ™.**

Acesse: www.ti.com/dac9881
Adquira amostras e módulos de Avaliação





TEXAS INSTRUMENTS

A águia vermelha é marca registrada da Texas Instruments. 2231A0 (2-2009)

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

Abinee apresenta o faturamento de 2008

A Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica (Abinee) divulgou neste mês os dados do desempenho do setor em 2008 e as perspectivas para 2009, com a presença dos diretores das áreas de telecomunicações, economia, automação, e informática.

O faturamento da indústria em 2008 crescerá 11% em relação a 2007, totalizando R$ 123,7 bilhões. O amparo nos investimentos e o aumento do consumo, contribuiram para esse bom desempenho da indústria eletroeletrônica. De acordo com a associação, a área de telecomunicações será a que mais vai faturar em 2008, obteve um crescimento de 21% em comparação ao ano anterior, já a indústria de componentes Elétricos e Eletroeletrônicos deverá fechar com saldo negativo – 5%.

"Expectativa positiva para 2009, 7% factíveis." afirma o presidente da Abinee, Humberto Barbato, que mesmo em um ambiente de crise tem perspectivas otimistas para o ano de 2009, já que as projeções de crescimento do PIB do Brasil estão por volta de 3%, e como a indústria caminha junto com desempenho do país, a Abinee prevê esta evolução.

As exportações de produtos elétricos e eletrônicos crescerão 11% em 2008, ultrapassando os US$ 9,3 bilhões de 2007, somando este ano US$ 10,3 bilhões. A única área que apresentou queda foi a de informática – 8%. E as demais tiveram em média um crescimento de 4%.

Os Componentes Elétricos e Eletrônicos continuam sendo os produtos mais importado, totalizarão US$ 19 bilhões, 40% acima do ano passado. As importações deverão atingir US$ 33,7 bilhões neste ano, superando 40% de 2007.

Com a permanência dos investimentos do Programa de Aceleração do Crescimento (PAC), e a constante inovação tecnológica em celulares na eletrônica e na informática, asseguram esse otimismo na indústria eletroeletrônica, mantendo estável o número de empregados totalizando 166 mil para 2009.



O presidente da Abinee, Humberto Barbato (segundo, da esqueda para direta) apresenta o faturamento e as projeções de crescimento para 2009.

Desaceleração econômica
afeta fabricantes de chips

Novos sinais de desaceleração na demanda mundial por chips emergiram neste último mês, quando a STMicroelectronics reduziu suas projeções para o quarto trimestre e fontes setoriais disseram que duas importantes empresas do setor em Taiwan estão se preparando para reduzir custos.

Os embarques de celulares vão cair em 2009, depois de diversos anos de crescimento aparentemente irreversível, e as montadoras de automóveis - única fonte de lucro para muitos fabricantes de chips nos últimos anos - estão reduzindo a produção e demitindo trabalhadores.

A STMicro, maior fabricante européia de chips, atribui à recente desaceleração dos setores de comunicação sem fio, automóveis e periféricos para computadores a redução das projeções de vendas e receita no quarto trimestre, apenas uma semana depois de ter confirmado os números originais.

A Intel, maior fabricante mundial de chips, cujos microprocessadores acionam 80 por cento dos computadores pessoais do planeta, anunciou no começo do mês que previa uma forte queda de vendas no quarto trimestre, devido à perda de demanda empresarial e privada. As perspectivas desfavoráveis para o setor, foram confirmadas por pesos pesados dos semicondutores como a Applied Materials e a National Semiconductor.

A NXP apresenta o microcontrolador ARM9 com USB 2.0 On-The-Go e menor custo do mercado



Processador LPC313x ARM926EJ-S



Projetistas de sistemas embarcados agora podem ter uma opção com alta performance e baixo custo, menor consumo de energia, além da economia de espaço em aplicações que requerem flexibilidade na conexão USB.

Plataforma CPU
- 180-MHz, 32-bits ARM926EJ-S
- 16 kB D-Cache & 16kB I-Cache
- Unidade de gerenciamento de memória (MMU)

Memória Interna
- 96kB (LPC3130) ou 192 kB (LPC3131) de memória SRAM embarcada

Interface de memória externa
- Controlador NAND Flash com ECC *(Error correction code)* de 8-bits
- Controlador de memória *Multi-Port* de 8/16-bits para SDRAM e SRAM

Portas de comunicação e conectividade
- Porta USB 2.0 *high speed* OTG com PHY integrado
- Duas interfaces de I²S
- Interface SPI *Master/Slave* integrada
- Duas interfaces I²C *Master/Slave*
- *Fast* UART
- Interface de cartão de memória (MCI): MMC/ SD/ SDIO/ CE-ATA
- Quatro canais ADC de 10-bits
- Interface LCD integrada de 4/8/16-bits compatível com 6800/8080

Principais funções do sistema
- *Clock gating & scaling* dinâmicos
- Múltiplos modos de consumo de energia
- *Boot-up* selecionável: SPI Flash, NAND Flash, cartões SD/MMC, UART ou USB
- Controlador DMA
- Quatro *timers* de 32-bits
- *Watchdog timer*
- Gerador de números randômicos (RNG)
- I/Os de uso geral
- Estrutura de interrupção flexível e versátil
- Interface JTAG com *boundary scan* e acesso a funções de *debug* ARM

Tensão de operação e temperatura
- Tensão de Core: 1.2V
- Tensões de I/O: 1.8, 2.8, 3.3V
- Temperatura de -40°C até +85 °C

Encapsulamento
- TFBGA180: 12x12 mm², 0.8 mm *pitch*

Aplicações
- Eletrônica de consumo
- Aplicações industriais
- Equipamentos médicos
- Equipamentos de comunicação
- Equipamentos automotivos

Part Number	SRAM (kB)	HS USB, OTG	A/D Converter (channel x bit)	LCD Interface	MMC, SD SDIO, CE-ATA	SPI	I²C- bus	I²S	Temperature Range (°C)	Package
LPC3131	192	1	4 x 10	1	1	1	2	2	-40 to +85	TFBGA180
LPC3130	96	1	4 x 10	1	1	1	2	2	-40 to +85	TFBGA180

Para mais informacões, consulte **www.nxp.com** ou um de nossos distribuidores autorizados.

Distribuidores autorizados:

ARROW BRASIL, SIA · AVNET do Brasil · FUTURE ELECTRONICS · KARIMEX

NXP founded by Philips

STMicroelectronics e LG Electronics

apresentam celular com NFC

A STMicroelectronics e a LG Electronics apresentam as vantagens do NFC (Near Field Communication) do telefone móvel KU380-NFC da LG, que utiliza o system-on-ship ST21NFCA da ST.

O novo lançamento oferece capacidades de pagamentos Paypass sem contato, viabilizadas por um cartão (U)SIM, assim como funções de Reader/leitura sem contato. O telefone celular KU380-NFC, um dos primeiros aparelhos compatíveis com NFC do mercado mundial, aumenta a flexibilidade para os desenvolvedores de serviços ao suportar aplicações que operam tanto no processador do terminal quanto no cartão (U)SIM.

A ST e a LG conseguiram a flexibilidade do KU380-NFC através da combinação de uma arquitetura aberta com os mais recentes padrões ETSI como Host Controller Interface (HCI), Single Wire Protocol (SWP), para comunicação com o cartão (U)SIM, além dos padrões de comunicação RF 13.56MHz-based. Os primeiros protótipos do celular estão sendo demonstrados com a utilização de um cartão (U)SIM da Gemalto, totalmente compatíveis com todos os padrões ETSI relevantes, com aplicações Reader e PayPass.

"O telefone KU380-NFC, primeiro do mercado a utilizar o controller ST21NFCA NFC da ST , é o resultado de uma colaboração bem-sucedida entre a LG Electronics, a Gemalto e a ST," disse o gerente de marketing de Telecom e NFC da STMicroelectronics, Laurent Degauque."Colaborar com esses dois líderes e pioneiros na implementação da tecnologia NFC em um produto para o usuário final que oferece todos os modos operacionais NFC é uma grande oportunidade para a ST mostrar os benefícios da arquitetura aberta do ST21NFCA", completa.

Produtos

Osciloscópios da Farnell

A Farnell Newark anuncia as novas séries de Osciloscópios de sinais mistos MSO2000 e de tecnologia "Digital Phosphor" DPO2000 da Tektronix. São ferramentas que envolvem sinais analógicos e digitais, recursos de navegação e busca Wave Inspector que ajudam a verificar longos registros de memória. Além disso, oferecem decodificação automática de barramentos de dados seriais e a nova função FilterVu, que permite a redução de ruído na visualização do sinal através de filtros.

A maioria dos projetos eletrônicos feitos atualmente possuem microprocessadores, microcontroladores, DSPs, RAM, Flash, EEPROM's, FPGAs, A/Ds, D/As e outros dispositivos de entrada e saída. A tendência é que nos sistemas embarcados os barramentos paralelos sejam substituídos por barramentos seriais tais como I2C, SPI, RS-232, CAN e LIN. Nos barramentos seriais um único sinal pode incluir informações de endereço, dados, controle e clock; a complexidade envolvida na depuração de circuitos que contenham essas tecnologias é muito maior.

As Séries MSO2000 e DPO2000 solucionam estes problemas por meio de recursos de trigger, decodificação e análises de barramentos seriais nunca antes verificados em um osciloscópio nesta faixa de preços. Os MSO2000 proporcionam ainda a habilidade de correlacionar no tempo sinais analógicos e digitais usando até quatro canais de osciloscópio e 16 canais digitais simultaneamente. As Séries MSO2000 e DPO2000 são ideais para projetistas de sistemas embarcados e de educadores envolvidos no ensino de sistemas digitais.



Osciloscópios de sinais mistos MSO2000 e de tecnologia "Digital Phosphor" DPO2000 da Tektronix.

HOLTEK

microcontroladores FLASH de Baixo Custo



HOLTEK lança nova Série HT48FxxE Microcontroladores FLASH 8-Bit

Características:

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

Memória de Programa FLASH Reprogramável até 100 mil vezes



BAIXO CUSTO

CMOS

Compatível com TDA1311

CONVERSOR D/A ÁUDIO STEREO 16-BIT

HT82V731

- Baixo Consumo de Corrente
- Freqüência de Resposta Excelente
- Tensão de Entrada: 2.4V~5.0V
- 2 Canais de Saída no mesmo Chip
- Faixa Dinâmica 16-Bit
- Baixa Distorção Harmônica
- Formato de Dados Complemento a 2, TTL
- Encapsulamento 8SOP

Ideal para equipamentos tais como MP3, PDA, Smartphone e etc.

QUÁDRUPLO AMPLIFICADOR OPERACIONAL DE BAIXÍSSIMO CUSTO

HT9274

- Baixo Consumo de Corrente: 5μA
- Tensão de Entrada: 1.6V~5.5V
- Alta Impedância de Entrada
- Operação com Fonte Simples
- Saída rail to rail
- Compatível com LM324/WT274(14DIP)
- Encapsulamento 14DIP

Ideal para equipamentos tais como MP3, PDA, Smartphone e etc.

Conheça todos os produtos
holtek.com

CIKA ELETRÔNICA
Distribuidora de Componentes Eletrônicos

Tel.: 55 11 6693-6428
Fax: 55 11 6693-8805
vendas@cikaeletronica.com
cikaeletronica.com

Diretor da National Instruments

fala sobre mudanças do setor automotivo

Durante o evento NI Automotive Day, promovido pela National Instruments no mês de novembro em São Paulo, que contou com a presença de cerca de 180 pesquisadores e engenheiros ligados à indústria automobilística, foram apresentadas as mais recentes tecnologias voltadas a este segmento.

O Diretor Internacional de Marketing da líder mundial em instrumentação virtual, Dave Wilson, enfatizou o status da classe mundial desta indústria no Brasil. Segundo o executivo, o consumo de carros no País é maior do que na França e na Grã Bretanha. Só em 2008 já foram vendidos cerca de 3,25 milhões de automóveis, sendo 90% deles com a tecnologia Flex.

Para Wilson, esta é uma indústria que está passando por grandes mudanças muito rapidamente. A demanda é por produtos com recursos cada vez mais sofisticados e de altíssima qualidade. E a eletrônica será uma grande aliada neste caminho, via recursos de software e conectividade. Até 2010, segundo dados da ABI Research, 40% dos componentes de um carro serão eletrônicos. O que representa um grande desafio para os engenheiros do setor.

As principais dificuldades passarão a situar-se na fase de testes e prototipia. A maneira como se testava até recentemente não funciona mais. "Hoje, devemos tentar achar os problemas de um novo projeto no mundo virtual e consertá-los, antes de fazer protótipos e testes no mundo real, e assim acelerar o ciclo do desenvolvimento", diz Wilson.

Os processadores multicore trouxeram novas possibilidades para as tecnologias mais avançadas. E a linguagem gráfica de programação LabVIEW, da National Instruments, tira o máximo partido desta nova realidade, independentemente do número de núcleos de um processador.

Curtas

Crise

Para amenizar os efeitos da crise a Sony anunciou neste mês a realização de um plano de restruturação, no qual prevê a redução dos investimentos e a demissão de oito mil dos 160 mil funcionários. A empresa tem previsão de fechar 10% das fábricas de produção e redução de 30% nas aplicações, principalmente para os aparelhos e componentes eletrônicos. Com essa medida a Sony tem o objetivo de poupar US$ 105,00 bilhão. A queda da demanda e a valorização do iene afetam as vendas da Sony. Segunda a empresa estas iniciativas são a resposta aos imprevistos e às rápidas mudanças no cenário econômico global.

Monitoramento

Já está em funcionamento o novo sistema de segurança do MASP (Museu de Arte de São Paulo). Com 96 câmeras e sete monitores de alta definição, o sistema é o mais avançado do mundo em museus, informa a LG Security System que doou cerca de R$ 1milhão e meio ao projeto, iniciado em janeiro de 2008. O novo Centro de Monitoramento Avançado de Museus têm câmeras de giro localizadas em pontos estratégicos com capacidade de aproximação de 444 vezes, a maior disponível no mercado. Outra inovação tecnológica é a câmera que fala - por meio dela, as informações são transmitidas por voz à pessoa que monitora a central.

Guia de Produtos

A nova atualização do guia de produtos da Atmel - para o inverno 2008 (inverno no norte do globo), já está disponível no endereço: **www.onfulfillment.com/atmel/**. Para acessar basta colocar seu usuário e senha, e pesquisar os novos ítens. A empresa manufaturadora de semicondutores, foi fundada em 1984. Sua produção inclui as memórias EEPROM e Flash, microcontroladores (incluindo o 8051, a arquitetura ARM e sua arquitetura própria, a Atmel AVR), FPGAs, chips para smartcard, RFID, interfaces RF, CI´s para automóveis e outros componentes eletrônicos.

AGORA NA VERSÃO 8.6

NI LabVIEW

Limitado somente por sua Imaginação.

Análises de áudio com 24 Bits

Testes paralelos de alta velocidade

Consumo de energia e medições de fuga de corrente



Ferramentas de modulação para teste de qualquer padrão wireless

Teste digital do LCD

Inspeção ótica e inserção de componentes

Tempo Real e Embarcado | Processamento de Sinais | **Teste de Alto Desempenho** | Controle Industrial



Produto

LabVIEW

Toolkit de Modulação para LabVIEW

Controladora PXI Multicore

Instrumentação Modular (DC à RF)

Com o ambiente gráfico para desenvolvimento LabVIEW da National Instruments e a plataforma para instrumentação modular PXI Express, você pode testar dispositivos cada vez mais complexos em bancada ou no chão de fábrica. Você pode facilmente realizar medições com milhares de instrumentos e sensores e extrair informações importantes utilizando as ferramentas para processamento e análises de sinais que são inclusas.

>> Expanda sua imaginação com recursos técnicos visitando **ni.com/imagine/test** 11 3149-3149

NATIONAL INSTRUMENTS

©2008 National Instruments. Todos os direitos reservados. LabVIEW, National Instruments, NI, e ni.com são marcas registradas da National Instruments. Os outros nomes de produtos e das empresas mencionadas são marcas registradas e nomes comerciais das respectivas empresas. 2008-8911-631-101-1

O Futuro dos Displays

Fabieli de Paula



Veja nesta matéria alguns destaques do evento internacional - LatinDisplay 2008 e descubra as novidades e perspectivas para a tecnologia das telas

Mostrador touch screen dupla face; monitor com imagens 3D; tela de plasma do tamanho da parede ou com apenas 0,05 milímetros de espessura; moldura de foto em diodo orgânico emissor de luz (OLED); display OLED com vida útil mais longa e com menor consumo de energia e até TV digital portátil que cabe no bolso. A lista não pára de crescer. São tantas as novidades internacionais divulgadas este ano que fica difícil acompanhar o mercado tecnológico mundial de produtos eletroeletrônicos. Para reunir investidores, pesquisadores, estudantes, governantes e até mesmo curiosos da América Latina, aconteceu no mês de novembro o LatinDisplay 2008. O evento apresentou diferentes tecnologias de fabricantes e centros de pesquisa que apontam a tendência mundial de displays com imagem em 3D para dispositivos móveis.

Durante o evento a LiquaVista mostrou uma inovação de baixo consumo de energia fazendo com que a bateria do celular dure mais. A tecnologia permite que, por meio de muitas gotas de óleo, os pixels mudem de cor. A HP trouxe o projeto de um display reflexivo, que não consome energia com a imagem parada e gasta muito pouco com a imagem em movimento, para vários usos, incluindo sinalização externa. O projeto é mundial e tem participação de cientistas brasileiros do CTI (Centro de Tecnologia da Informação). Já a Qualcomm desenvolveu para os celulares o display que fica sempre ligado sem gastar energia. O destaque da fabricante são displays muito brilhantes sob a luz solar.

Houve também um simpósio, onde aconteceram palestras ministradas por representantes internacionais dos setores de pesquisa e desenvolvimento (P&D) e produtivo de displays. Segundo o organizador do programa do simpósio, Daniel den Engelsen que é um dos principais especialistas em tecnologias para displays do mundo, apesar de a América Latina hoje representar um papel insignificante na produção de mostradores de informação, a região tem um papel ativo nas aplicações desses produtos.

"O centro de gravidade da produção de displays está no Extremo Oriente, enquanto as novidades em mostradores 3D e flexíveis vêm em sua maioria da Europa e Estados Unidos. Porém, em aplicações, a América Latina tem um papel ativo. O destaque é a carteira estudantil equipada com computador e tablete que está sendo usada por alunos da rede pública de ensino do município de Serrana (SP), uma inovação brasileira que está ganhando força no Brasil e fora dele. A peça gerou muita atenção no LatinDisplay 2008, tanto na palestra que foi ministrada pelo físico Victor Pellegrini Mammana, que é inventor de um dos dispositivos usados nessa ferramenta educacional, quanto na exposição paralela ao simpósio, onde o produto foi exposto" afirma Engelsen.

O especialista acredita que a indústria de displays passa por uma fase em que é a cooperação entre engenheiros e pessoal de marketing que está funcionando como motor das inovações em produtos de displays. "Isso ocorre em displays 3D, mostradores flexíveis e touch screens. Essas telas tor-

naram-se uma febre por causa do iPhone, da Apple. Já as 3D são a nova moda nos Estados Unidos, onde muitos cinemas estão investindo nessa tecnologia".

Para Engelsen, os novos displays reflexivos que praticamente não consomem energia dependerão muito de sua performance de imagem para ganhar mercado, pois terão que apresentar bom contraste, representação e iluminação. Já os displays flexíveis, avalia, atingirão apenas nichos de mercado. "A não ser que alguém encontre um meio para combinar uma forma agradável de utilização com um dispositivo móvel, como por exemplo, quem sabe, vestir o display?".

Para o consumidor dessas novidades em displays, Engelsen lembra que o mais importante é uma boa performance de imagem: iluminação suficiente e conveniente; cores de alta fidelidade; alto contraste; eliminação dos reflexos de iluminação do ambiente; e ausência de "artefatos" ao se assistir filmes, por exemplo. "Esse é um problema presente nas telas de TV LCD que sofrem de manchas de movimento. As soluções que reduzem as manchas de movimento ainda não foram implementadas nos produtos atuais, um dado importante para quem está pensando em comprar um LCD agora".

Logo depois da performance de imagem, o pesquisador cita que vem a facilidade de se colocar informação no display. "O iPhone é um bom exemplo de como uma tela touch screen facilita enormemente o uso e torna a vida dos consumidores mais fácil. Essa característica também é o ponto alto da carteira estudantil brasileira. Em vez de usar o clássico mouse, qualquer um pode facilmente desenhar e escrever on line na carteira, por meio do tablete ou touch screen, e ela ainda permite trabalho interativo entre duas ou mais pessoas". O próximo passo na digitalização do mundo, segundo ele, é o protocolo de TV de Internet (IPTV). "Além de poder assistir à TV de qualquer parte do mundo, qualquer um poderá facilmente baixar informações da internet na tela de seu televisor. Isso vai tornar a vida de muita gente mais fácil. IPTV precisa ainda de estrutura adequada: cabos de fibra de vidro, nova compressão de vídeo etc. A China está seguindo nessa direção".

Em relação à questão tecnológica dos displays, Engelsen conclui que os OLEDs serão mais importantes na próxima década. "Isso porque eles podem ser produzidos por custos menores que os LCDs, têm menor consumo de energia e excelente performance de imagem. A Sony lançou a primeira TV OLED de 11 polegadas em dezembro de 2007 e sua performance é arrasadora! Tanto a Samsung quanto a Sony estão planejando lançar novos modelos em 2009", antecipa. Ele diz que a tecnologia CRT (sigla para tubos de raios catódicos) será obsoleta em cinco anos, enquanto os LCDs vão dominar o cenário na próxima década. Ele ressalta que os investimentos para fabricação de LCD estão incrivelmente altos e que os grandes players desse mercado são Samsung, LGE, Sharp, AUO e CMEL. "A competição entre elas é extremamente agressiva. Se uma fábrica não ocupa sua capacidade plena, está perdendo dinheiro por causa dos custos fixos e depreciação de equipamento especial caríssimo. Agora, com a crise econômica, estas companhias devem reduzir seus investimentos em fábricas de geração 10". E



Joe Valle, secretário de Ciência e Tecnologia, escreve sobre a tela da carteira digital.

Carteiras digitais

O governo federal, por meio da Secretaria da Ciência e Tecnologia para a Inclusão Social (SECIS), que pertence ao Ministério da Ciência e Tecnologia, anunciou durante o Latin-Display 2008, que as salas de aula do futuro, informatizadas, são prioridade para o próximo ano.

O Projeto Alvorecer, caracterizado pelas carteiras digitais - com computadores acoplados - e ferramentas pedagógicas (softwares e materiais), vai ser levado para outras escolas da rede pública do Brasil. "O projeto é prioridade para a secretaria em 2009 e objeto do convênio que vai ser assinado entre a Abinfo (Associação Brasileira de Informática) e a SECIS no começo do próximo ano. Este é o projeto estratégico da secretaria para a democratização do ensino no país", disse Joe Valle, secretário de Ciência e Tecnologia para a Inclusão Social do Ministério da Ciência e Tecnologia.

O projeto já é aplicado em Serrana, interior paulista. "Serrana é o grande laboratório para o país. Vamos aproveitar a expertise, a experiência que deu certo. E o nosso modelo para replicar no Brasil", comenta. De acordo com Valle, o governo liberou em 2008 cerca de R$ 1,5 milhão para pesquisas com a carteira digital e a implantação do sistema em Serrana.

Serrana tem atualmente 160 carteiras digitais (Lap Tup-niquim). Segundo o diretor do projeto na Prefeitura de Serrana (SP), Miguel João Neto, a partir de agora o foco será estender o conteúdo e as novas ferramentas pedagógicas que integram o Projeto Alvorecer. "A tecnologia do CTI está pronta para ser levada para as escolas. Agora, vamos iniciar o processo para complementar a solução tecnológica, por meio de convênios para a ampliação do conteúdo". Um dos softwares, por exemplo, tem recursos semelhantes ao usado pela NASA (EUA).



Conheça os filtros EMI/RFI em modo comum

Diferente dos antigos circuitos analógicos, a maioria dos circuitos modernos utiliza fontes chaveadas. As fontes chaveadas ou "Switched Mode Power Supplies" (abreviadas por SMPS) geram um elevado nível de interferências e ruídos, ou seja, EMI e RFI.

Para evitar que os ruídos e interferências geradas se propaguem através da rede de energia, devem ser usados filtros. Neste artigo, abordamos alguns tópicos da tecnologia dos filtros em modo comum, assim como a maneira como eles são utilizados

Newton C. Braga

Circuitos de comutação rápida, como os usados em fontes de alimentação chaveada, podem gerar ruídos e sinais de altas freqüências que se propagam tanto pelo ar quanto através da rede de energia.

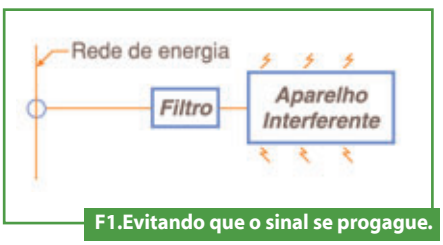
Para evitar que os sinais se propaguem através da rede de energia alcançando outros equipamentos ligados na mesma rede, e que sejam sensíveis, devem ser utilizados filtros.

Conforme mostra a **figura 1**, esses filtros são normalmente intercalados entre o aparelho interferente e a rede de energia.

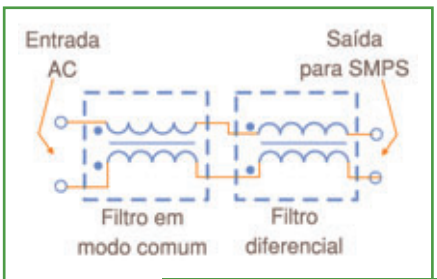
No caso específico das fontes de alimentação chaveadas, são raros os projetos que não incluem um ou mais filtros, observe a **figura 2**. Esses filtros podem ser do tipo em modo comum (common mode) ou diferenciais (differential).

Na maioria dos casos, entretanto, o uso de um único filtro em modo comum já consegue eliminar até 90% do ruído gerado, dispensando-se assim o filtro diferencial adicional.

Para os leitores que têm problemas de ruídos e RFI gerados em circuitos comutadores de alta velocidade, como os das fontes chaveadas, será interessante entender mais sobre o funcionamento dos filtros em modo comum.



F1.Evitando que o sinal se progague.



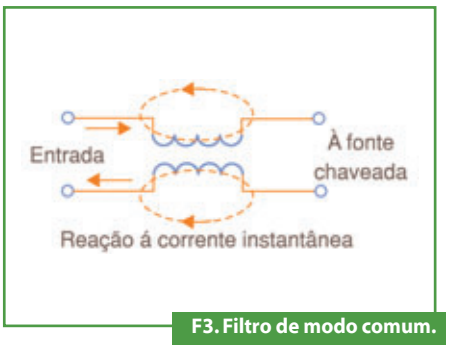
F2.Filtro em modo comum e diferencial interligados.

O filtro em modo comum

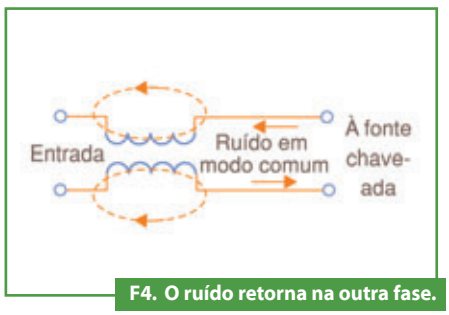
No filtro em modo comum existem dois enrolamentos que são ligados cada um em série com uma das fases do sinal de alimentação, conforme ilustra a **figura 3**.

As conexões dos enrolamentos devem ser feitas de tal maneira que os fluxos criados pelos enrolamentos tenham sentidos em que um tenda a cancelar o outro. Dessa forma, a impedância apresentada pelo dispositivo se torna próxima de zero (existem apenas pequenas perdas pela fugas e pela resistência dos enrolamentos).

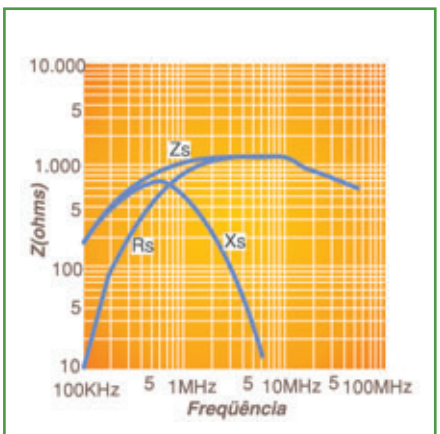
Conforme mostra a **figura 4**, o ruído gerado por uma fonte chaveada aparece normalmente em uma das fases, ou nas duas, e consiste numa componente de alta freqüência. No entanto, como essa corrente encontra nos enrolamentos uma impedância elevada, pois ela não é cancelada pela corrente de retorno, isso quer dizer que a tensão em modo comum que aparece é cancelada pelo indutor. O resultado é que o sinal não passa para a rede de energia, propagando-se até outros equipamentos que sejam sensíveis.



F3. Filtro de modo comum.



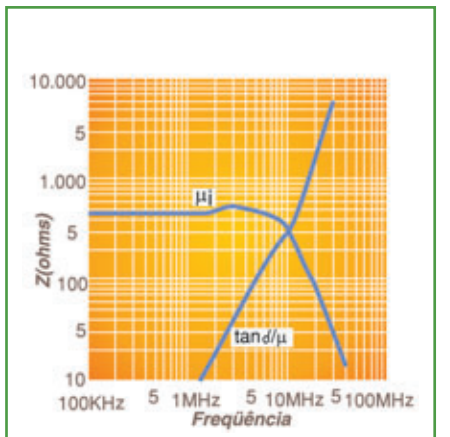
F4. O ruído retorna na outra fase.



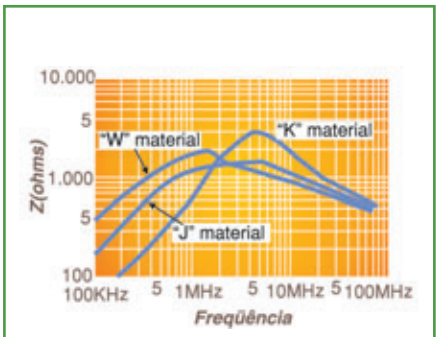
F5. Impedância Zt de uma toróide.

O material do indutor

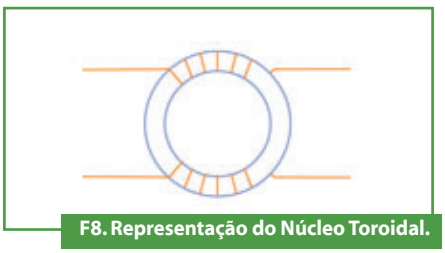
A maioria das fontes chaveadas comuns opera com freqüências entre 20 e 200 kHz. O ruído gerado nessas fontes tem normalmente uma faixa de freqüências entre 200 kHz e 50 Mhz, o que significa que o melhor material para se fabricar um indutor para um filtro é o ferrite. Esse material oferece a mais elevada impedância na faixa de freqüências dos ruídos que devem ser eliminados. Na **figura 5** temos uma curva em que mostramos a impedância Zt de um toróide de ferrite em função da freqüência do sinal. Observe que os valores máximos são alcançados entre 1 e 10 Mhz.



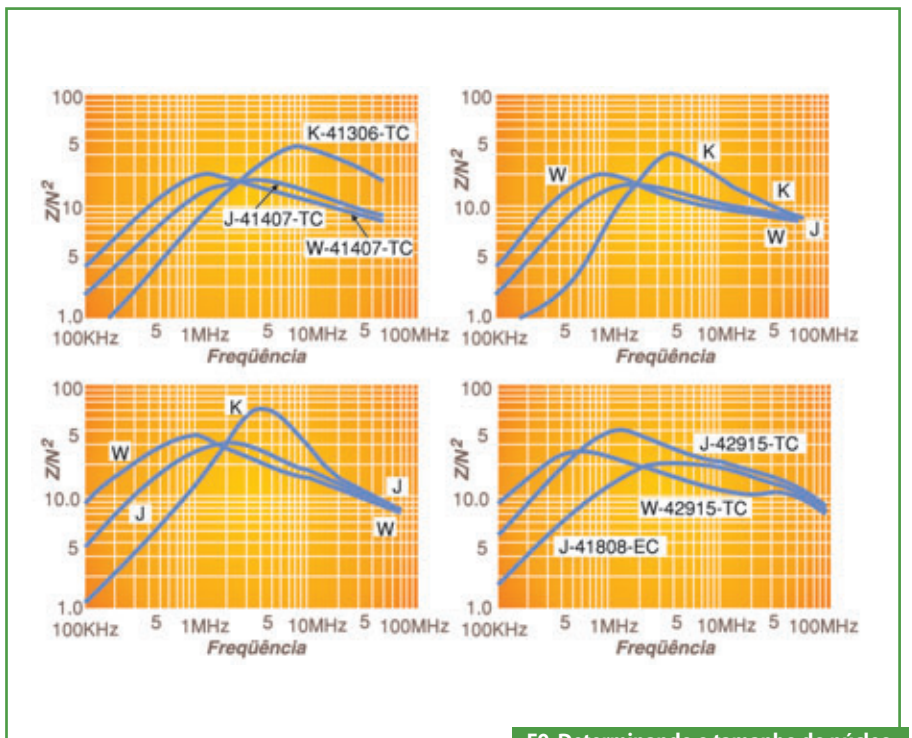
F6. Gráfico da permeabilidade e fator de perda do material.



F7. Impedância x Freqüência.



F8. Representação do Núcleo Toroidal.



F9. Determinando o tamanho do núcleo.

No mesmo gráfico temos a reatância indutiva em série (Xs) e a resistência em série (Rs) do enrolamento, as quais são funções da permeabilidade e do fator de perdas do material, que, geram juntos a impedância total do dispositivo, a qual está plotada.

Esse gráfico revela que nas baixas freqüências, a reatância indutiva Xs iguala a impedância total, enquanto que nas altas freqüências é a resistência em série que contribui mais para a impedância total.

Quando a freqüência aumenta, partindo de um baixo valor, a resistência em série cresce e começa a se somar com a reatância em série criando Zt, a impedância total. Em aproximadamente 700 kHz, a reatância decrescente iguala a resistência que aumenta. Acima dessa freqüência, a resistência em série é que contribui mais para a impedância total. Na **figura 6** temos um gráfico em que a permeabilidade e o fator de perda do material usado (ferrite) se comportam em função da freqüência.

Observe que a permeabilidade caindo depois dos 700 kHz, faz com que a reatância indutiva caia também, e o fator de perda aumentando com a freqüência faz com que a resistência se torne o fator dominante na determinação da impedância nas altas freqüências.

Note que na **figura 6** a impedância total tem seu valor mais elevado, e portanto de maior utilidade como material de filtro, em freqüências entre 1 e 20 MHz. Isso ocorre devido às perdas do material, e somente com pouca contribuição da permeabilidade.

Fica claro então que a faixa de freqüências onde um material é útil num filtro, é impossível de identificar a partir da permeabilidade e fator de perdas em baixas freqüências.

A melhor maneira de identificar o melhor material é utilizando curvas comparativas (impedância x freqüência), como a ilustrada na **figura 7**.

Nessa figura temos as curvas (impedância x freqüência) de três tipos de ferrites. O material J tem uma impedância total alta na faixa de freqüências de 1 a 20 MHz, sendo o mais utilizado para se enrolar filtros de modo comum.

Já o material W, tem 20% a 50% mais impedância do que o material J em freqüências abaixo de 1 MHz. Por esse motivo, esse material é preferido para enrolar filtros onde o ruído de baixa freqüência é o predominante.O material K, por outro lado, é recomendado para o caso em que os ruídos de alta freqüência predominam. Na faixa acima de 2 MHz, esse material tem 100% mais impedância que o material J.

A_L (mH/1000T) min

	MECHANICAL DIMENSIONS (mm)			POWER MATERIALS			HIGH PERMEABILITY MATERIALS		
PART	A (O.D.)	B (I.D.)	C (HGT.)	R 2300μ ± 25%	P 2500μ ± 25%	F 3000μ ± 20%	J 5000μ ± 20%	W 10,000μ ± 30%	H 15,000μ ± 30%
40200TC	2.54	1.27	1.27	400	454	525	875	1,750	2,625
40301TC	3.51	1.83	1.27	380	410	495	825	1,650	2,475
40502TC	3.94	2.24	1.27	340	368	440	735	1,470	2,205
40503TC	3.94	2.24	2.54	670	716	885	1,475	2,950	4,425
40401TC	4.83	2.29	1.27	440	474	570	950	1,900	2,850
40402TC	4.83	2.29	2.54	870	948	1,140	1,900	3,800	5,700
40601TC	5.84	3.05	1.52	450	488	585	980	1,960	2,940
40603TC	5.84	3.05	3.18	940	1,020	1,225	2,040	4,080	6,120
40705TC	7.62	3.18	4.78	1,920	2,088	2,505	4,175	8,350	12,500
40907TC	9.53	5.59	7.11	1,730	1,884	2,260	3,765	7,530	11,300
41003TC	9.53	4.75	3.18	1,000	1,095	1,314	2,196	4,392	6,590
41005TC	9.53	4.75	4.78	1,510	1,650	1,980	3,308	6,616	992
41206TC	12.7	5.16	6.35	2,600	2,820	3,384	5,640	11,280	16,900
41303TC	12.7	8.14	3.15	680	745	894	1,488	2,976	4,460
41305TC	12.7	8.14	5.08	1,090	1,190	1,430	2,380	4,760	7,140
41306TC	12.7	8.14	6.35	1,360	1,485	1,782	2,968	5,936	8,900
*41406TC	12.7	7.14	6.35	1,660	1,805	2,166	3,612	7,224	10,800
*41407TC	12.7	7.14	4.78	1,240	1,356	1,630	2,715	5,430	8,140
41506TC	13.2	7.37	3.96	1,020	1,111	1,334	2,295	4,590	6,880
41450TC	14.0	8.99	5	990	1,080	1,290	2,160	4,320	6,480
41605TC	15.9	9.07	4.7	1,260	1,375	1,650	2,760	5,520	8,280
41809TC	18.4	9.75	10.3	2,810	3,050	3,660	6,115	12,200	18,300
42106TC	20.6	12.7	6.35	1,380	1,500	1,680	2,800	5,600	8,400
42109TC	20.6	12.7	8.89	1,930	2,100	2,520	4,200	8,400	12,600
42206TC	22.1	13.7	6.35	1,380	1,510	1,812	3,020	6,040	9,060
42207TC	22.1	13.7	7.9	1,720	1,875	2,250	3,700	7,400	11,100
*42212TC	22.1	13.7	12.7	2,770	3,020	3,624	6,040	12,080	18,100
*42507TC	25.34	15.45	7.66	1,800	1,958	2,348	3,913	7,825	11,700
*42508TC	25.34	15.45	10.27	2,220	2,420	2,900	4,830	9,660	14,490
*42908TC	29	19	7.43	1,450	1,585	1,902	3,170	6,340	9,510
42915TC	29	19	15.2	2,960	3,222	3,868	6,447	12,894	19,300

Formato do núcleo

A geometria mais popular para o enrolamento de filtros EMI/RFI é a que faz uso de núcleos toroidais, veja a **figura 8**. Todavia, entre os dois enrolamentos, é utilizado um divisor não metálico, cuja finalidade é permitir sua fixação numa placa de circuito impresso.

O núcleo "E" é mais caro do que o núcleo toroidal, mas o seu uso tem suas vantagens. A montagem é mais barata e as bobinas prontas tem recursos para serem

fixadas mais facilmente nas placas de circuito impresso. O próprio enrolamento exige máquinas menos sofisticadas, sendo, por isso, mais econômico.

Deve-se considerar ainda que os núcleos E apresentam uma fuga de indutância maior do que os núcleos toroidais, mas é possível utilizar um "gap" que aumenta essa fuga, e com isso fazer o dispositivo absorver tanto os ruídos em modo comum quanto os diferenciais.

Curvas de impedância

O tamanho do núcleo para um determinado filtro pode ser determinado a partir da impedância desejada e das curvas impedância x freqüência do material. Na **figura 9** temos alguns exemplos dessa curvas.

Considerando o espaço no projeto disponível para a instalação do filtro, selecione um núcleo a partir do gráfico na **figura 9**. Para obter uma impedância específica, divida a impedância desejada pela impedância por volta ao quadrado (Z/N 2), obtida no gráfico na freqüência de interesse. O quadrado desse número nos dará o número de espiras que devem ser enroladas no núcleo selecionado. Se esse número de espiras não couber no núcleo, um núcleo maior deverá ser escolhido. Não será preciso levar em conta a possibilidade de haver saturação do núcleo, pois a maioria dos ruídos em modo comum é de baixas tensões. As curvas mostradas nos gráficos foram obtidas no site da Magnetics (www.mag-inc.com) e são típicas para núcleos comuns, com uma tolerência de 30%. As variações normalmente são devidas às mudanças do diâmetro do fio usado e sua colocação no enrolamento.

Conclusão

Conforme os leitores perceberam, não é difícil projetar um filtro EMI/RFI para uma fonte chaveada usando toróides comuns.

O próprio comportamento do material e a distribuição das freqüências que devem ser eliminadas numa faixa que é praticamente inerente às propriedades dos ferrites, facilita as coisas. Se o leitor estiver com problemas de EMI/RFI em fontes chaveadas de circuitos os mais diversos, por que não projetar e incluir um filtro baseado nas informações dadas neste artigo?

METALTEX
50 anos
Borne Relé
PRZ
Na medida certa
para sua aplicação
O PRZ é um sistema modular de design compacto, composto por relé e soquete que possui duas versões:
- Uma com contato de prata níquel (AgNi), para comutações de cargas em geral até 6A@250VCA/30VCC.
- Outra com contato de prata níquel com ouro (AgNi+Au), indicada para aplicações em instrumentação ou aplicações onde houver comutação de sinais de baixa corrente, baixas tensões, sinais de sensores de temperatura entre outros.
A montagem é realizada em trilho DIN e devido a sua largura de 6,2mm, proporciona uma grande economia de espaço no painel.
Estão disponíveis nas tensões de acionamento de 12, 24, 48, 110, 220 VCA/VCC.
Além dos módulos prontos, também são vendidos separadamente os relés da linha JZ e os soquetes PRT8
São comercializados em conjuntos compostos por relé e base com os seguintes códigos:

Material do contato Prata níquel (AgNi)	Material do contato Prata níquel com ouro (AgNi + Au)
PRZ-1R-12 - 12VCC-VCA	PRZ-1R-12/G - 12VCC-VCA
PRZ-1R-24 - 24VCC-VCA	PRZ-1R-24/G - 24VCC-VCA
PRZ-1R-48 - 48VCC-VCA	PRZ-1R-48/G - 48VCC-VCA
PRZ-1R-110 - 110VCC-VCA	PRZ-1R-110/G - 110VCC-VCA
PRZ-1R-220 - 220VCC-VCA	PRZ-1R-220/G - 220VCC-VCA
PRZ-1R-D12 - 12VCC	PRZ-1R-D12/G - 12VCC
PRZ-1R-D24 - 24VCC	PRZ-1R-D24/G - 24VCC

Conheça também
Q Bornes a relé
Bornes utilizados como acopladores, comutando cargas não suportadas pelos circuitos de comando em painéis elétricos e automação industrial em geral.
Modelos de acordo com as necessidades de tensão de acionamento e arranjo de contatos.
Disponível em vários modelos com diversos arranjos de contatos: 1NA, 1NF, 1 reversível, 2 NA, 2NF, 1NA e 1NF ou 2 reversíveis, todos nas opções de alimentação 12VCC, 24VCA/CC, 48VCA/CC, 110-127VCA/CC e 220-240VCA/CC. Ainda existe a opção de interfaces com saída tipo estado sólido podendo comutar cargas de 2A – 240VCA no modelo QA1A e 2A – 3 a 52VCC no modelo QC1A.
Possuem tamanhos reduzidos e possibilitam montagem direta em trilho DIN (TS32 OU TS35), além de incorporar LED indicador de acionamento.
São comercializados com os seguintes códigos:

	1NA	1NF	1 reversível	1NA e 1NF	2NA	2NF	2 reversíveis	Estado sólido
24VCC	Q1A-D12	Q1B-D12	Q1R-D12/QE1R-D12*	Q1A1B-D12	Q2A-D12	Q2B-D12	Q2B-D12	*QA1A-D12
24VCA/VCC	Q1A-24	Q1B-24	Q1R-24	Q1A1B-24	Q2A-24	Q2B-24	Q2B-24	*QA1A-D24
24VCC	Q1A-D24	Q1B-D24	Q1R-D24/QE1R-D24*	Q1A1B-D24	Q2A-D24	Q2B-D24	Q2B-D24	*QC1A-D12
48VCA/VCC	Q1A-48	Q1B-48	Q1R-48	Q1A1B-48	Q2A-48	Q2B-48	Q2B-48	*QC1A-D24
110VCA/VCC	Q1A-110	Q1B-110	Q1R-110	Q1A1B-110	Q2A-110	Q2B-110	Q2B-110	
220VCA/VCC	Q1A-220	Q1B-220	Q1R-220	Q1A1B-220	Q2A-220	Q2B-220	Q2B-220	

* Tipo econômico QE1R saída com 1 contato reversível.
** Tipo estado sólido QA1A para cargas de 2A – 240VCA e QC1A para cargas de 2A – 3 a 52VCC (todos com saída NA).

São Paulo (MATRIZ) (11) 5683-5700
Campinas (19) 3243-8434
Minas Gerais (31) 3384-9476
Paraná (41) 3357-3370
Goiás (62) 3249-2474
Pernambuco (81) 3342-0235
Rio de Janeiro (21) 3872-3227
Espírito Santo (27) 3340-7967
Rio Grande do Sul (51) 3362-3652
Santa Catarina (47) 3435-0439
www.metaltex.com.br

Tópicos em Eletrônica Analógica: Ruído



Já a algum tempo os problemas relacionados com o ruído gerado pelo próprio sistema não se limitam às aplicações industriais e científicas. Aquisições de dados com alta resolução e medições de precisão já fazem parte de equipamentos de uso geral e, em especial, a aplicações portáteis alimentadas a bateria.

Nestes casos o desafio é maior devido às tensões baixas encontradas em equipamentos alimentados por baterias. A precisão do sistema depende totalmente do nível de ruído de fundo.

Para obter o melhor desempenho de um circuito de condicionamento de sinais deve-se levar em conta todas as fontes de ruído, mesmo no nível de componentes, e entender sua contribuição no nível de ruído geral do sistema

Roberto Cunha

Alguns acreditam que escolher componentes com os mais baixos níveis de ruído irá garantir a operação otimizada de um circuito de condicionamento de sinais.

Isto não é verdade embora seja um bom ponto de partida.

O problema é que os datasheets fornecem informações muito limitadas, sem especificar a origem do ruído, como o ruído varia com o tempo, temperatura e configuração do circuito, para citar apenas alguns exemplos de fatores que possuem influência no desempenho de um circuito em relação ao ruído.

O desenvolvimento de projetos com baixo ruído é fundamental para os dispositivos atuais, sejam portáteis ou não.

Com a redução do valor da tensão de alimentação das aplicações atuais (devido à necessária redução de consumo e para operação eficiente com baterias) os sinais a serem medidos ou monitorados possuem valor semelhante ao dos níveis de ruído.

Devido a redução da alimentação, ocorre uma redução no valor do LSB (Least Significant Bit) ou bit menos significativo. Por exemplo, imagine um sensor que gere uma saída de 30 mV máximo. Para um sistema de 12 bits, ½ LSB irá representar um sinal de 3,5 μV. Qualquer ruído referenciado a entrada com valor de 1 μV irá afetar significativamente a medição.

Qualquer circuito analógico que irá alimentar um conversor analógico-digital, deve possuir ruído baixo para evitar a redução da relação sinal-ruído (SNR).

A perda na relação sinal ruído, em dB, devido a um amplificador será dada pela equação:

$$SNR_{LOSS} = 20\log \frac{N_{ADC}^{\ 2}}{\sqrt{N_{ADC}^{\ 2} + \frac{\pi}{2} f_{-3dB} \left(\frac{2,5\, Ne_n}{FSR}\right)^2}}$$

Onde:

$\mathbf{N_{ADC}}$ é o ruído rms, em μV, do ADC,

$\mathbf{f_{-3dB}}$ é a largura de banda (-3 dB) do ADC ou a freqüência de corte do filtro de entrada,

N é o ganho de ruído do amplificador,

$\mathbf{E_n}$ é a densidade espectral de ruído de entrada do amplificador operacional em nV/√Hz

FSR é a faixa total de entrada do ADC (10 V para uma faixa de entrada de +/- 5V, por exemplo).

Um sistema mal projetado irá degradar a relação sinal/ruído desperdiçando a precisão de um sistema com conversores analógico/digitais de alta resolução.

A obtenção de medições precisas em circuitos de alta resolução depende do

nível de ruído do sistema. O máximo valor que pode ser obtido na relação sinal/ruído será:

$$SNR = 10\log \frac{Vsinal_{RMS}}{Vruido_{RMS}}$$

Ruídos relacionados com os componentes

Vários fatores devem ser considerados durante o desenvolvimento de amplificadores de baixo ruído utilizando amplificadores operacionais, principalmente cada tipo de ruído, seu comportamento e sua contribuição no desempenho geral do sistema.

Ruído Johnson ou Térmico

Um resistor qualquer solto sobre uma mesa terá uma quantidade própria de ruído associada a ele. Esse tipo de ruído, conhecido como Ruído Johnson, não está relacionado à qualidade do resistor e sua tensão será igual a

$$Vn = \sqrt{4kTRB}$$

Onde:
k = Constante de Boltzmann ou $1{,}38 \times 10^{-23}$ J/K
T = Temperatura absoluta em kelvin
R = valor da resistência em ohms
B = largura de banda em Hz

Dessa forma, um resistor de 100 kohms apresentará um ruído igual a 40nV rms para uma largura de banda de 1 Hz e temperatura de 25 ºC (298 kelvin).

Este tipo de ruído é aleatório, mas possui uma distribuição gaussiana, o que fornece um espectro de freqüência plano.

O ruído Johnson é independente e sempre presente.

Em circuitos de baixo ruído, o ruído Johnson gerado por um resistor externo será, geralmente, o fator limitante e que não pode ser facilmente reduzido.

Ruído Schottky ou Shot

O ruído Schottky está associado com a corrente que circula em uma junção PN, ocorre devido às flutuações dessa corrente. Quanto menor a corrente, mais dominante será o ruído Schottky, e seu valor é dado por:

$$Vn = \sqrt{2qI_oB}$$

Onde:
q = carga do elétron ou $1{,}6 \times 10^{-19}$ C
I_o = corrente DC de operação
B = largura de banda em Hz

Da mesma forma que o ruído Johnson, o ruído Schottky é aleatório e possui distribuição gaussiana.

Ruído Flicker ou 1/f

Tanto os amplificadores operacionais como os resistores apresentam características de ruído diferentes do que seria esperado a partir do cálculo do ruído Johnson. Em baixas freqüências o ruído é significativamente ampliado e segue uma característica 1/f, isto é, o espectro de ruído apresenta uma quantidade igual de potência por década de freqüência. Este ruído conhecido como Flicker é altamente dependente da qualidade de ambos, amplificador operacional e resistores. Um resistor de fio irá apresentar menos ruído do que um resistor equivalente de carbono.

No caso dos amplificadores operacionais, o ruído Flicker depende da qualidade e do nível de cuidado empregado em seu projeto, além do processo de fabricação utilizado.

Ruído Popcorn

Este tipo de ruído recebe esse nome porque, quando reproduzido em um altofalante, soa como pequenos estouros. É caracterizado por variar entre diferentes níveis de ruído e pode durar entre milissegundos até segundos. Bons componentes de baixo ruído não apresentam esse tipo de ruído.

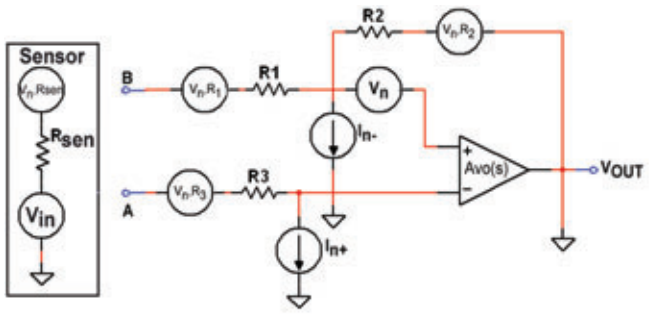
Somatório das fontes de ruído

Podemos ver na **figura 1** o diagrama de um amplificador com a indicação das diversas fontes de ruído do sistema.

As fontes de ruído são aleatórias e dessa forma devem somadas geometricamente (RMS). A fórmula mais reconhecida para obtenção do ruído total de um circuito com amplificador operacional que inclui os diferentes tipos de ruído é:

$$Vnt = \sqrt{(Vn^2 + 4kRext^2 + In^2 Rext^2)B}$$

Onde:
Vn = tensão de ruído do amplificador operacional
In = corrente de ruído do amplificador operacional
4kTRext = ruído Johnson dos resistores externos



F1. circuito amplificador para condicionamento de sinais mostrando suas fontes de ruído.

Ruído relacionado com um amplificador operacional

É importante conhecer os compromissos que deverão ser assumidos durante o projeto do amplificador. Como eles afetam o desempenho da aplicação, é importante saber como o componente foi projetado e qual o processo utilizado na sua fabricação. As informações contidas em um datasheet não são suficientes para uma escolha efetiva.

A característica de ruído de um amplificador bipolar é dependente da corrente quiescente (polarização DC). O que funciona para minimizar Vn, isto é, baixa resistência de base rb e alta corrente de coletor Ic, é o oposto do necessário para minimizar In. Este é o maior compromisso a ser assumido em projetos com amplificadores bipolares. Componentes que apresentam circuitos de cancelamento de Ib introduzem ruído correlacionado, que deve ser levado em conta na análise de ruído do circuito. Componentes com compensação de polarização possuem corrente de ruído maior do que a prevista pela corrente de polarização Ib.

Componentes CMOS apresentam ruído de contribuintes diferentes em diferentes regiões de operação. Ajustes podem ser feitos para se obter melhor desempenho em ruído, mas sempre terão implicações na aplicação final. O ruído Flicker (1/f) é inversamente proporcional à largura e comprimento do transistor, então para reduzir o ruído, projetistas utilizam transistores com maior geometria nos estágios de entrada. Essa escolha provoca o aparecimento de capacitâncias de entrada maiores que podem se tornar fatores limitantes para a aplicação.

Componentes CMOS possuem corrente de ruído muito menor quando comparada com componentes bipolares. A corrente de ruído pode ser desprezada em temperatura ambiente, mas poderá ser um problema com o aumento de temperatura.

Comparado aos componentes bipolares, os que utilizam JFETs, que possuem baixo gm, tendem a apresentar tensões de ruído maiores para condições de operação similares. Sua tensão de ruído também contém ruído Flicker, mas apresentam melhores correntes de ruído do que os bipolares. Sua corrente de ruído In pode ser desprezada em temperatura ambiente, mas com o aumento de temperatura começa a ser um problema e irá dobrar para cada aumento de 20ºC, já que a corrente de polarização IB irá dobrar a cada 10ºC. Muitos amplificadores operacionais JFET optaram por trocar tensão de ruído por maires capacitâncias de entrada. Uma simples comparação entre três tecnologias pode ser vista na **tabela 1**.

Após a escolha do sensor e amplificador a ser utilizado, deve-se escolher os outros componentes que irão formar o circuito. A melhor escolha é, geralmente, utilizar resistores de pequeno valor que irão reduzir o efeito da corrente de ruído do amplificador operacional. Os resistores irão introduzir sua parcela própria de ruído que irá elevar o nível mínimo de ruído do sistema.

O ruído introduzido pelos resistores não deve dominar o ruído do sistema.

Reduzir a largura de banda da medição é uma boa prática no projeto de circuitos de condicionamento de sinais de baixo ruído. Isso pode ser obtido com circuitos simples de um pólo ou com filtros ativos complexos de ordem mais elevada.

Como pode ser visto nas equações apresentadas, a largura de banda é um item crítico no cálculo do ruído de um sistema. Quanto maior for a freqüência de operação, maior será a quantidade de ruído presente. Um circuito de baixo ruído deverá possuir a máxima limitação possível em sua largura de banda.

A largura de banda de ruído em um amplificador operacional é normalmente limitada por uma rede RC. Mas é importante lembrar que a largura de banda de ruído não é igual à largura de banda da rede RC. Se o filtro possuir uma baixa taxa de corte (rolloff) a contribuição de sinais com freqüências maiores do que a freqüência de corte do par RC pode ser muito maior do que o esperado. A largura de banda de ruído de um filtro passa baixas, do tipo Butterworth, de 1º ordem será igual a 1,57 x f_{-3dB} do filtro. Isso representa mais de 50% de aumento.

Um filtro de 2ª ordem, pelo menos, é recomendável. Na **tabela 2** podemos ver a contribuição na largura de banda de ruído de filtros de diversas ordens.

Um método para projeto

Iniciando com a escolha de um sensor e suas características, ruído, impedância, resposta de freqüência e nível de sinal, obter o menor ruído referenciado à entrada (RTI) irá otimizar a relação sinal/ruído (SNR).

Em vez de lidar com as necessidades de ganho e potência primeiro e, aí, lutar com os problemas de ruído, pode ser mais interessante iniciar o projeto focando no baixo ruído.

Como o processo é iterativo, inicie considerando se o amplificador irá operar com banda larga ou na região 1/f.

Em seguida selecione os componentes ativos para o melhor desempenho em relação ao ruído. Escolha os componentes passivos e limite a largura de banda.

Analise as características que não são relacionadas com o ruído, como impe-

	Bipolar	CMOS	JFET
Tensão de ruído	o melhor	bom	melhor
Corrente de ruído	bom	o melhor	melhor
Freqüência de Corner	o melhor	bom	melhor
Sensibilidade à temperatura	o melhor	melhor	bom

Tabela 1. Desempenho em ruído para diferentes processos de fabricação.

Ordem do filtro	Largura de banda de ruído
1	1,57 x f_{-3dB}
2	1,11 x f_{-3dB}
3	1,05 x f_{-3dB}
4	1,03 x f_{-3dB}
Tipo "Brick Wall"	1,00 x f_{-3dB}

Tabela 2. Largura de banda de ruído em função da ordem do filtro utilizado.

dância de entrada, consumo de corrente e ganho em malha aberta.

Continue este processo até que se encontre uma solução que atenda todas as necessidades do sistema de forma satisfatória.

Utilizando o circuito da **figura 2** e substituindo o amplificador operacional por unidades com diferentes níveis de ruído interno, podemos verificar sua influência no ruído de saída.

A densidade de ruído de um amplificador possui muita influência no nível de ruído na saída do amplificador, como pode ser observado na **figura 3**. Onde são mostrados os níveis de ruído na saída para vários dispositivos, todos configurados para um ganho de 1000.

É possível que, em alguns casos, um amplificador operacional com uma densidade de ruído de banda larga maior seja mais adequado que outro com especificação menor. Se o sensor operar em freqüências muito baixas, um amplificador com baixo ruído 1/f será melhor opção.

Amplificadores operacionais tipo Auto-zero corrigem erros que aparecem na entrada continuamente. Como o ruído 1/f se aproxima assintoticamente do nível DC, ele também será corrigido. Esses amplificadores são indicados para condicionamento de sinal de sensores de baixa freqüência.

Para projetos de baixa tensão de alimentação, saídas e entradas do tipo Rail-to-Rail (RR) podem ser mais apropriados. Como a tensão de modo comum vai de um extremo da alimentação até o outro, um par diferencial de entrada opera quando o outro par para de trabalhar. Variações bruscas de tensões de offset e corrente de polarização de entrada podem causar distorção.

Para lidar com esse problema, alguns amplificadores operacionais utilizam circuitos do tipo charge pump internos para eliminar distorção de crossover na tensão de entrada.

Dependendo do projeto, o circuito charge pump pode produzir ruído que irá aparecer na saída do amplificador causando problema se o ruído estiver dentro da banda de interesse. Neste caso é aconselhável o uso de um analisador de espectro para verificar se a amplitude e freqüência forem muito menores do que a do sinal.

Amplificadores operacionais bipolares mais novos utilizam técnicas para cancelar parcialmente a corrente de polarização de entrada. Essa técnica pode adicionar correntes de ruído.

É recomendável a escolha de três ou quatro dispositivos de baixo ruído. Leve em conta suas tecnologias. Verifique se técnicas especiais de projeto, como auto-zero, cancelamento de corrente de polarização ou amplificadores rail-to-rail, por exemplo, são adequadas para seu circuito. Procure fotos da pastilha semicondutora mostrando a área dos transistores de entrada, lembrando que transistores maiores apresentam menor ruído mas capacitância maior.

Projetos de baixo ruído devem utilizar resistores de baixo valor, portanto os estágios de saída devem ser capazes de suportar cargas maiores. Após a escolha do amplificador operacional, devem ser escolhidos os resistores e capacitores. A escolha inadequada de resistores irá aumentar muito o ruído do sistema.

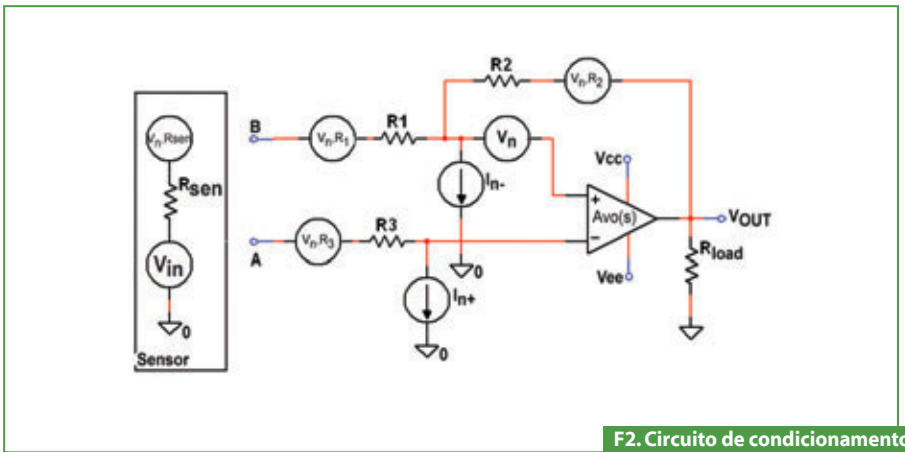
Além dos resistores, capacitores também devem ser utilizados para compensação e redução de ruído. Componentes reativos não adicionam qualquer ruído, mas corrente de ruído circulando neles provocam o aparecimento de tensões de ruído que irão entrar no sistema.

Conclusão

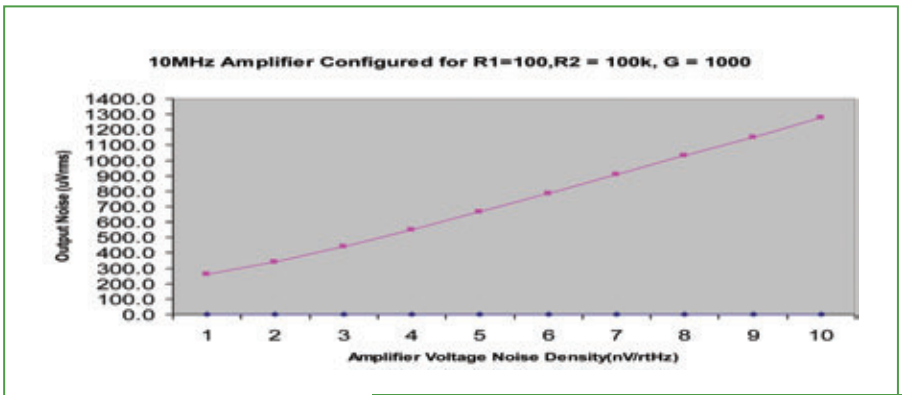
Projetos de amplificadores de baixo ruído para condicionamento de sinais de sensores com baixo nível de saída necessitam que se fique atento a diversas características que normalmente são desprezadas em outros tipos de aplicação.

Todas as considerações a respeito das fontes de ruído, intrínsecas aos componentes utilizados, devem ser levadas em consideração. A tecnologia e processo de fabricação dos amplificadores operacionais são importantes no desempenho final do circuito.

E por fim, é extremamente importante que baixas impedâncias sejam utilizadas ao redor do amplificador para minimizar os efeitos das correntes de ruído, do ruído térmico e captação de ruídos através de interferência eletromagnética (EMI). E



F2. Circuito de condicionamento de sinais.



F3. Nível de ruído na saída de um amplificador em função do ruído interno do amplificador operacional.

EMC (Compatibilidade* Eletromagnética)

Saiba como esse assunto pode diferenciá-lo no mercado, e garantir a qualidade dos produtos e serviços na sua empresa ou no seu emprego

Alexandre Capelli

Com o aumento da velocidade de processamento dos sistemas eletrônicos atuais, bem como o emprego da "nanotecnologia" na construção de circuitos, os problemas com interferências (geradas e absorvidas) tornaram-se um fator crítico para engenheiros desenvolvedores e de aplicação. O mercado internacional, já há algum tempo, exige um certificado de garantia quanto à EMI (Electromagnetic Interference), o qual tornou-se obrigatório para os fabricantes de equipamentos eletrônicos: trata-se da EMC (Compatibilidade Eletromagnética).

A intenção deste artigo é explorar um pouco a EMC, relacionando seus conceitos fundamentais com os demais fenômenos correlatos (EMI, ESD, distúrbios da rede elétrica, etc.) e propor algumas soluções para o projetista ou técnico de aplicação.

EMC e EMI

A EMC e a EMI são conceitos interligados, porém, devemos entender de modo claro a diferença que existe entre ambos, pois é comum encontrarmos confusões, as quais apenas atrapalham a diagnose e solução de problemas.

A EMI é o fenômeno físico da interferência eletromagnética, por exemplo, quando ligamos um forno de microondas próximo a uma TV, notamos a "interferência" (ruído eletromagnético) tanto na imagem como no som.

No exemplo dado, essa interferência pode chegar à TV de duas formas: irradiada através do ar, ou induzida pela rede elétrica através do cabo de alimentação.

Muitas vezes a EMI propaga-se das duas formas, simultaneamente.

A EMC é a característica contrária a EMI, isto é, ela é um parâmetro que reflete o nível de interferência que determinado equipamento emite.

A palavra "compatibilidade", no que se refere a EMC, significa que determinado dispositivo não emite interferência eletromagnética acima do nível compatível com sua categoria, e também apresenta determinada imunidade a EMI ao seu redor.

Apenas para exemplificar, os equipamentos eletrônicos embarcados em um avião devem ter altíssima imunidade a EMI, pois uma interferência poderia causar um desastre. Resumindo, podemos dizer que a EMI é a "doença" e a EMC o "atestado de saúde".

Ainda neste artigo, discorreremos sobre órgãos e logística de certificação.

Tipos de Interferências

Para melhor compreensão da EMC, vamos explorar um pouco alguns conceitos básicos sobre os tipos de interferências que um circuito eletrônico pode sofrer, ou gerar:

a) Distúrbios da rede elétrica:

Na revista Saber Eletrônica nº 343 publicamos um artigo que analisa com detalhes os tipos de distúrbios que uma rede elétrica pode apresentar. Como não é o foco deste artigo, não estudaremos cada um deles novamente, porém, o importante é saber que anomalias da rede elétrica (sags, spikes, distorção hormônica etc.) são uma forma de ruído elétrico e podem contribuir para a geração de interferências eletromagnéticas EMI.

b) ESD:

A ESD (descargas eletrostáticas) também já foi alvo de nossos artigos (revista nº349) e, embora não possa ser classificada como um ruído eletromagnético, esse fenômeno é um tipo de distúrbio elétrico, que se caracteriza por uma descarga elétrica produzida pelo acúmulo de cargas armazenadas nos corpos. A ESD, além de danificar componentes eletrônicos, pode gerar EMI.

c) EMI:

Finalmente, temos o ruído eletromagnético propriamente dito, que pode ser transmitido por irradiação ou condução.

A EMI pode ser causada de modo contínuo (sempre presente), ou esporadicamente.

Podemos afirmar, portanto, que os três fenônemos acima (distúrbios da rede elétrica, ESD e EMI) são as três principais fontes de interferência em um circuito eletrônico.

A seguir, analisaremos como interferências de diferentes naturezas podem gerar problemas semelhantes.

(*)Este artigo foi publicado na edição da SE nº 350

ESD como EMI

A descarga eletrostática (ESD) pode ser uma fonte de interferência eletromagnética (EMI). Os problemas que a ESD pode gerar transcendem as etapas de manufatura de circuitos e demais etapas fabrís. Mesmo o equipamento estando em pleno funcionamento em campo, a descarga eletrostática gera interferências eletromagnéticas cuja frequência pode variar de 300 a 100 MHz (**Figura 1**).

É nessa hora que a ESD, mesmo se inofensiva quanto a integridade dos circuitos, pode causar o mau funcionamento do equipamento através da interferência eletromagnética.

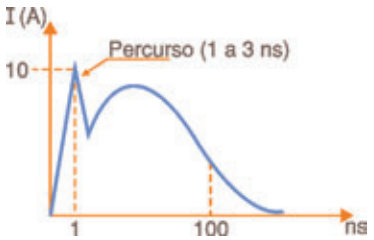
"Mas, fisicamente falando, como isso pode ocorrer?"

O primeiro conceito importante que o técnico ou engenheiro de campo deve entender é que não é preciso uma descarga eletrostática direta sobre o equipamento para que haja EMI. Na verdade, a ESD gera campos eletromagnéticos que podem se propagar por mais de 10 m da sua fonte.

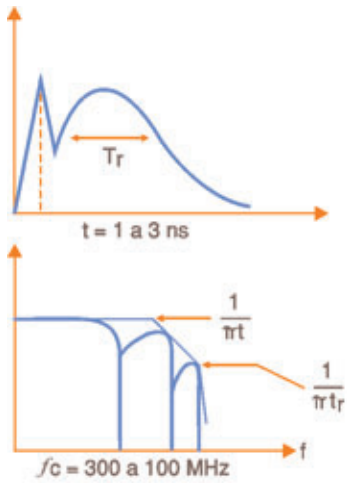
Para melhor compreensão desse fenômeno, vamos analisar um exemplo prático. A **figura 2** mostra a ocorrência de uma ESD nas proximidades de uma máquina. Suponha que essa máquina possua uma placa eletrônica com um lay-out (circuito impresso) que tenha, pelo menos, uma espira quadrada (na prática isso sempre ocorre). Pela lei de Faraday temos:

$$V = N \cdot a \cdot b \text{ e } B = \frac{\mu}{2\pi L} \cdot (di/dt)$$

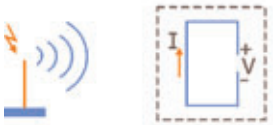
Onde:
V = tensão induzida
N = n° de espiras
A = área da espira
B = densidade do campo eletromagnético
L = distância da fonte de ESD até a espira formada.
Assumindo os seguintes valores:
N = uma espira
A = vide tabela **Fig. 3**
L = vide tabela **Fig. 3**
dI = 10 A
dt = 1 ns
PS: dI/dt = variação da corrente pelo tempo.



F1. Interferência eletromagnética gerada por descarga eletrostática.



F2. ESD próxima a uma máquina.



Área	Distância 10 cm	1m	3 m
1 cm²	2	0,2	0,07
10 cm²	20	2	0,7

Tensão induzida (V)

F3. Tabela.

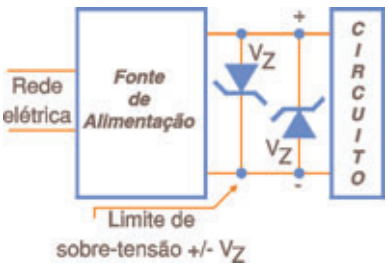
E, aplicando a fórmula V= N.A.B podemos observar através da **figura 3**, como a ESD induz tensões no circuito. No exemplo adotamos duas áreas: 1 cm². Notem que para uma área de 10 cm² a uma distância de 10 cm temos 20 volts induzidos!

À primeira vista podemos ter a falsa impressão que a amplitude do fenômeno não é tão grave assim, visto que a 3 m temos apenas 0,7 V induzidos (bobina de 10 cm²).

Ora, temos que lembrar que, atualmente, existem no mercado processadores alimentados com apenas 2,1V. Isso significa que 0,7 V corresponde a 30% do total da alimentação.

Como proteger o equipamento da EMI gerada pela ESD?

Para que uma proteção seja eficiente devemos "atacar" tanto a causa como o efeito. Assim sendo, seguem agora algumas técnicas para atenuação tanto da ESD como da EMI:



F4. Zeners ligados em antiparalelo.

a) Dispositivos protetores:

Há no mercado vários tipos de protetores contra sobretensões, porém, devemos ter cuidado na escolha, pois nem todos são rápidos o suficiente para eliminar a descarga eletrostática.

O diodo zener é uma boa opção. A **figura 4** ilustra dois deles ligados em antiparalelo. Esse "arranjo" não permite que tensões acima da nominal do zener cheguem ao circuito.

b) Filtros de alta frequência:

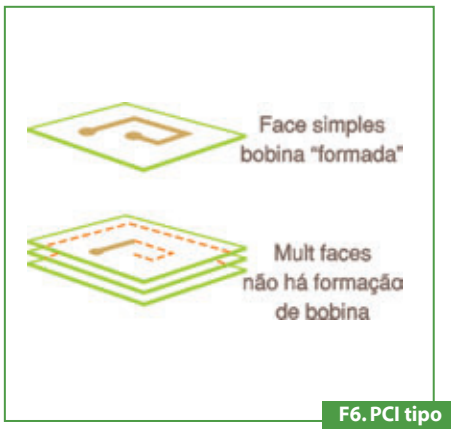
O filtro pode ser ativo ou passivo, desde que sua atenuação tenha um "range" de 100 a 300 MHz. Eis aqui uma proteção que atua no efeito e não na causa.

c) Ferrites:

Os núcleos de ferrite tipo toroidais também são muito eficazes para eliminar a EMI, não importando sua fonte. A **figura 5** traz um exemplo de aplicação.



F5. Núcleos de ferrite.



F6. PCI tipo multifaces.

d) Placas de circuito impresso "multifaces":

Essa técnica, obviamente, somente pode ser utilizada na fabricação do equipamento. A razão da sua eficiência pode ser facilmente entendida através da **figura 6**.

Como temos vários planos para distribuir as trilhas, evitamos a formação de bobinas, o que dificulta a recepção de ondas eletromagnéticas.

e) Aterramento:

O aterramento elétrico é a melhor solução contra ESD. Não basta, entretanto, o aterramento da planta da fábrica estar dentro das normas, se a máquina não estiver com todas as suas partes bem aterradas.

Embora essa deva ser uma preocupação do fabricante, caso o técnico em campo encontre uma simples "portinhola" metálica sem aterramento, não custa colocar um "fio" ligando-a no restante da máquina.

A **figura 7** mostra um exemplo de um painel IHM aterrado.



F7. Aterramento com fio em painel IHM.

Outra amarga experiência em campo

Há cerca de dois anos recebi uma solicitação de assistência técnica atípica. Um cliente, que acabara de comprar um Centro de Usinagem com CNC, estava impossibilitado de utilizar sua máquina porque o vizinho (ou melhor vizinha) reclamava de interferências na faixa de rádio AM.

O caso quase tomou proporções em esfera legal, visto que a vizinha em questão não conseguia ouvir seu rádio AM nas estações acima de 1000 kHz, quando a máquina entrava em operação.

De fato, foi uma terrível coincidência, pois, a máquina estava separada do rádio apenas pela espessura do tijolo da parede divisória.

A primeira solução que veio na minha mente foi tentar mudar a máquina para outro local na fábrica, mais distante do rádio. Isso não foi possível devido à logística de produção. A segunda solução foi tentar conversar com a reclamante e mudar o rádio de posição, porém, ela recusou-se de imediato visto que dormia naquele quarto, e era lá que desejava ouvir o rádio.

Bem, uma vez definido o problema, comecei o processo de eliminação da interferência.

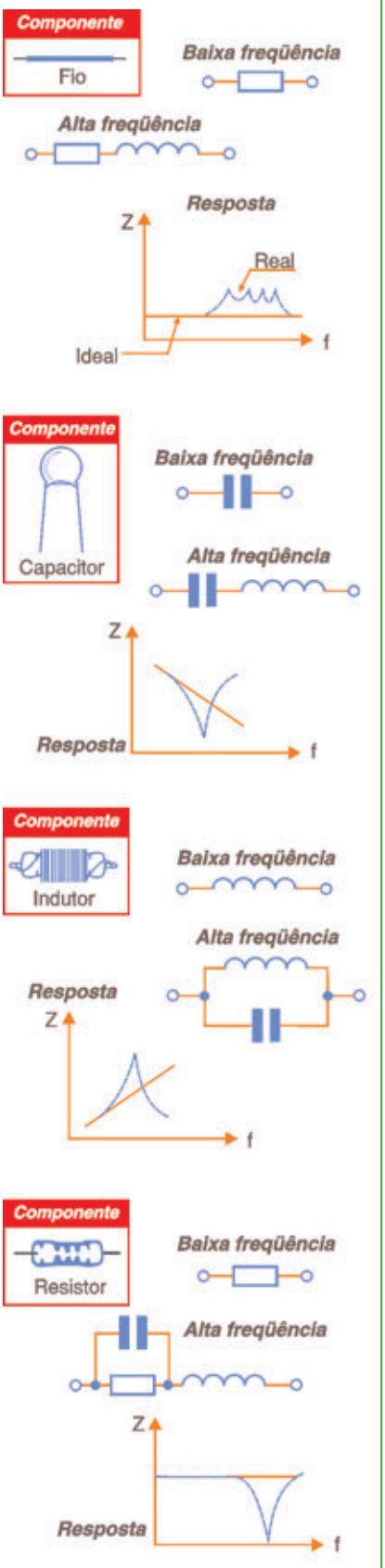
Lembre-se: uma simples "portinha" não aterrada pode permitir a entrada de EMI.

1ª Tentativa:

O defeito ocorria apenas quando o motor do eixo-árvore (principal e mais potente motor da máquina) era ligado. Na verdade, esse motor era acionado por um inversor de frequência. De imediato , diminuí a freqüência de PWM do inversor, a fim de que a EMI diminuisse na mesma proporção.

Resultado:

A interferência diminuiu, porém, ainda estava presente, e a vizinha continuava insatisfeita.



F8. Componentes diferentes dos componentes passivos.

2ª Tentativa:

Além da freqüência de PWM, instalei um transformador isolado entre a máquina e a rede elétrica. A intenção era isolar a "antena" formada pelos cabos de alimentação.

Resultado:

Pequena melhoria, mas ainda com interferência no rádio.

3º Tentativa:

Instalamos uma tela metálica na parede do cliente. A tela estava aterrada, e servia como gaiola de Faraday.

Resultado: Inalterado.

4º Tentativa:

Retirei todas as modificações anteriores, e colocamos no lugar três pequenos núcleos toroidais de ferrite nos cabos de alimentação do inversor.

Resultado:

Eliminação completa da interferência. Cliente e vizinha satisfeitos.

"Que nos sirva de lição!"

Dicas para o engenherio desenvolvedor ou técnico de campo

Antes de analisarmos as fontes de alimentação como geradores de EMI, vamos estudar três conceitos importantes:

a) "O esquema oculto"

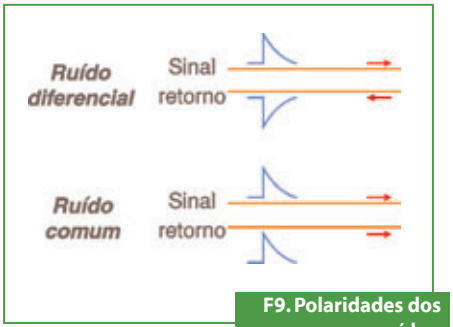
A **figura 8** mostra como os componentes passivos (fios, capacitores, indutores e resistores) se comportam na prática. Podemos notar a diferença de performance para baixa e alta freqüência. Um capacitor, por exemplo, funciona como um circuito LC, onde ele ganha um componente indutivo em série.

A resposta, conseqüentemente, também muda.

Essas diferenças entre componente ideal e real devem ser observadas pelo profissional de eletrônica.

b) Ruído comum x Diferencial

Outro fator importante é a natureza do ruído. Podemos encontrar, basicamente, dois tipos de ruídos: comum e diferencial. Conforme observamos na **figura 9**, o ruído diferencial apresenta a polaridade inversa em relação ao "retorno". No ruído comum temos a mesma polaridade, tanto para "ida como para volta".



F9. Polaridades dos ruídos.

O ruído diferencial predomina em freqüências menores que 1 MHz. Já o comum para freqüências acima dessa.

c) Tipos de capacitores

Finalmente, a última dica é quanto ao tipo de capacitor para cada faixa de freqüência.

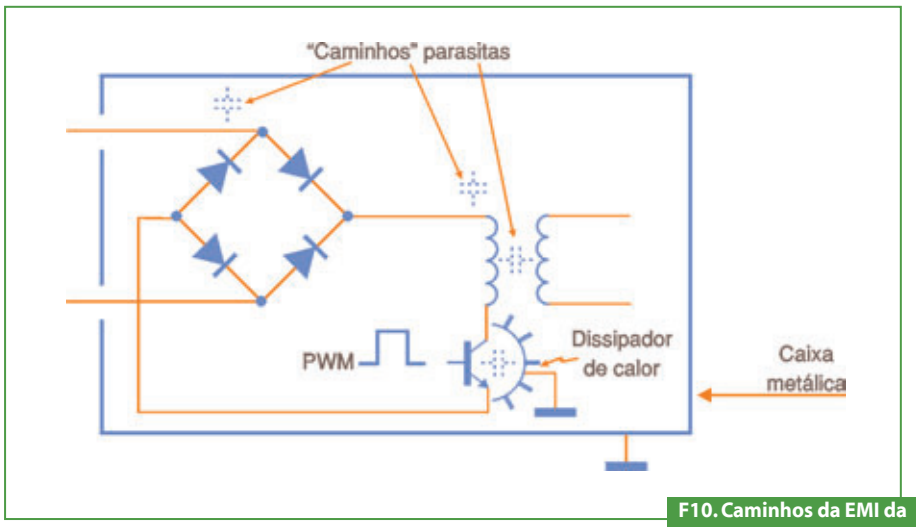
A **tabela** a seguir mostra um resumo do melhor capacitor a ser utilizado em um filtro em vista da freqüência de operação.

Fontes de alimentação x EMI

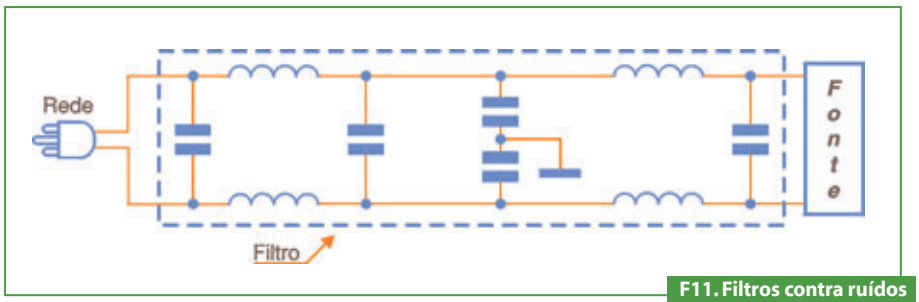
Nas duas últimas décadas, a fonte de alimentação chaveada substituiu quase que na totalidade a linear. De maior rendimento, menor peso e menor tamanho. Esse tipo de fonte tornou-se ideal para os circuitos modernos. Porém, ela apresenta uma desvantagem em relação a fonte convencional linear: o ruído elétrico emitido pelo circuito "chaveador".

As fontes chaveadas operam em freqüências que variam de 20 kHz a 60 kHz. Algumas delas, além do circuito de "chaveamento" principal, também possuem o regulador de tensão chaveado. O resultado de tantos sinais modulados é a EMI. A **figura 10** ilustra os caminhos por onde a EMI sai da fonte para a rede. Notem que as pequenas capacitâncias parasitas formadas pelo transformador, transistor chaveado, dissipador de calor e parte retificadora são suficientes para transmitir o ruído elétrico para a rede.

A fonte chaveada não é apenas "vilã", pois, além de gerar ruído na rede, ela também é sensível ao ruído emitido por outros dispositivos. Spikes, sags e outros distúrbios podem causar sua queima.



F10. Caminhos da EMI da fonte para a rede.



F11. Filtros contra ruídos (diferencial e comum).

O "remédio" tanto para eliminar a emissão de EMI quanto a sua recepção é o mesmo. A **figura 11** apresenta um filtro que elimina ruídos de natureza diferencial e comum.

Embora esse filtro seja uma ótima solução para a eliminação da EMI conduzida para a rede, necessitamos de outra proteção para a EMI irradiada. Nesse caso, a gaiola de Faraday é bastante eficiente para essa tarefa.

A **figura 12** mostra uma fonte de um PC, onde podemos notar que ela está confinada em uma caixa metálica que, junto com o restante do gabinete, dever ser aterrada. Mais uma vez, essa técnica protege o ambiente da EMI gerada pela fonte e vice-versa.

Um dica ao desenvolvedor: Segundo a IEEE-C62.41 (Prática de Proteção de Fontes de Baixa Tensão), uma fonte deve resistir a uma sobretensão de 106%, e a uma subtensão de 87% por um tempo mínimo de meio ciclo de senóide (8,33 ms) sem apresentar variações à carga.

Regulamentação

Finalmente, vamos às principais "dicas" sobre regulamentação da EMC. Na verdade, as normas e procedimentos sobre regulamentações da EMC tiveram origem na Europa em 1996.

O objetivo das normas é estabelecer limites para a emissão de EMI, e susceptibilidade a ela. A regulamentação internacional divide-se em duas classes:

Tipo	Frequência Máxima
Eletrolítico de Alumínio	100 kHz
Eletrolítico de Alumínio	1 MHz
Papel	5MHz
"Mylar"	10 MHz
Poliestireno ou Mica	500 MHz
Cerâmica	500 MHz

"A" = equipamentos industriais e/ou comerciais.

"B" = equipamentos residenciais

Independente da classe, as normas têm três principais origens: Normas Européias, Inglesas, ou Comissão Internacional.

As normas européias iniciam seu código por EN ("European Norm") , por exemplo: EN61000-4- As inglesas por BSI, porém, embora de códigos distintos no prefixo, são equivalentes na função (por exemplo: BSI 61000-4-2). Já as normas da Comissão Internacional iniciam seus códigos por IEC (International Electrotechnical Commission).

A exceção às regras acima são as normas específicas para Eletromedicina e Sistemas de Informação, que iniciam por CISPR.

Abaixo seguem as sete principais normas sobre compatibilidade eletromagnética.

- **CISPR11:** emissão para equipamentos médicos
- **CISPR22:** emissão para equipamentos de informação
- **IEC61000-4-2:** limite para imunidade a ESD
- **IEC610100-4-3:** limite para imunidade a RFI (interferência por radiofreqüência)
- **IEC61000-4-4:** limite para imunidade a EFT (transiente extremamente rápido)
- **IEC61000-4-5:** imunidade a transientes (picos)
- **IEC61000-4-6:** imunidade a RFI conduzida.

Conclusão

"Mas, sendo um fabricante de equipamentos, como posso obter o certificado de EMC para o meu produto?"

Semelhante ao processo de gestão de qualidade ISO 9000, podemos encontrar no mercado órgãos certificadores de EMC.

A maioria desses órgãos, além da certificação, também oferecem consultoria, "enquadrando" cada caso nos padrões internacionais.

Cabe lembrar que esse certificado é fundamental (obrigatório) para quem pretende exportar produtos para a Comunidade Européia e Estados Unidos.



F12. Fonte típica para PC.

Mais uma vez solicito aos leitores que nos enviem suas críticas e sugestões sobre este e demais artigos desta revista. Não se esqueçam que sua contribuição é valiosa!

Informações

Caso se interesse por mais informações sobre o tema, você pode acessar os *links* indicados a seguir:

www.lit.inpe.br/areas/emi/emi.htp
(certificação)
www.abricem.com.br
(cursos)
www.compliance-club.com
(informações gerais)
www.schaffner.com
(produtos)
www.campstat.com/glossario.htm
(glossário de termos técnicos)





Leitores RFID com comunicação Ethernet



Este trabalho tem o objetivo de mostrar a aplicabilidade de leitores de identificação por rádio freqüência (RFID) de baixa freqüência (125KHz) com comunicação de dados via Ethernet – TCP/IP (protocolo de Internet) em um ambiente industrial agressivo

Antonio Dresch Jr. e
Danny R. Efrom

Atualmente, os sistemas de comunicação estão avançando na convergência entre os meios da tecnologia da informação voltada ao ambiente corporativo e a tecnologia da automação para o ambiente industrial. Percebe-se que fabricantes de equipamentos de ambas as áreas estão apresentando soluções em hardware para realizar a integração dos dados gerando um sistema integrado em tempo real.

No ambiente Fieldbus (chão de fábrica) é crescente a utilização do padrão Ethernet como meio comum para integrar os dados de maneira mais simplificada com o ambiente corporativo.

Com o desenvolvimento da tecnologia dirigida para a área de transmissão de dados, surgiu o PROFINET, um protocolo para transmissões de dados enviadas por estrutura Ethernet, com o propósito de aumentar a qualidade e velocidade da entrega de dados aos equipamentos industriais.

Baseadas na *web*, operações e ligação à Internet se combinam para tornar o acesso fácil e de implantação simples, com quase ilimitada flexibilidade e escalabilidade.

Esse método facilita a interligação de equipamentos industriais por toda a rede, tornando viável sua monitoração total.

Contudo, para aplicações onde não há a necessidade de comunicação determinística, o protocolo TCP/IP pode ser uma alternativa, associada ao meio físico da estrutura PROFINET. Por se tratar de um protocolo largamente aplicado, o TCP/IP viabiliza sua implantação pela grande quantidade de dispositivos disponíveis no mercado, reduzindo os custos em equipamentos e instalações.

Outra vantagem é ser um protocolo bastante difundido pelos programadores de software, o que facilita sua integração com os mais diversos sistemas.

Análise Situacional

Levando-se em conta o ambiente industrial, cada indústria possui características diferentes produzindo efeitos como a umidade, poeira, produtos químicos, temperatura e interferências eletromagnéticas. Todos estes fatores podem interferir na rede Ethernet Industrial.

Para que a tecnologia Ethernet Industrial tenha seu desempenho esperado, devem-se utilizar os procedimentos padrões de cabeamento, de equipamentos e de montagem, com o objetivo de imunizar a rede de possíveis defeitos.

O ambiente da aplicação pertence a uma empresa multinacional fabricante de motores situado na cidade de Joinville-SC. O local de contexto é uma linha de montagem de processo seriado dividida em 16 células operacionais. Cada célula é rastreada por meio de leitores RFID que identificarão os pallets (*tags*) que servem de base para a montagem do produto (motor elétrico).

O objetivo da rastreabilidade, além de fazer apontamento de tempos do processo, será o controle da qualidade do processo produtivo.

Neste ambiente existem muitas máquinas que geram interferências eletromagnéticas (EMI), sendo um dos principais geradores de ruídos na transmissão de dados, exigindo a blindagem dos cabos de rede e um sistema de aterramento equipotencial.

É importante observar que a blindagem seja uma malha e não apenas uma capa metálica. Além disso, o aterramento tem que seguir os padrões preconizados na NBR5410, garantindo o escoamento das correntes parasitas geradas pela EMI.

Outro fator degradante é a constante presença de óleos lubrificantes que provocam corrosão em materiais provenientes de alguns polímeros (como o

PVC), exigindo isolação especial para os cabeamentos.

O leitor RFID de baixa freqüência trabalha com acoplamento magnético e com pequenas distâncias de leitura em relação às tags (80 mm). Portanto, nesta configuração não será influenciado pela EMI, já seu gabinete deve ser feito de material resistente a corrosões do ambiente. Nesse caso foi utilizado de poliamida com comportamento de combustão auto-extinguível.

Este gabinete possui classe de proteção IP65 quando instalados seus respectivos conectores atendendo as exigências do circuito interno.

Os conectores do cabo PROFINET devem prever conexão da sua blindagem para o terra (PE) em todas as suas terminações, garantindo a imunidade a ruídos EMI e capacitâncias indesejadas devido ao comprimento do cabo.

Nos cabos elétricos de alimentação do leitor RFID e nos cabos PROFINET é utilizado isolação PUR (Poliuretano), conforme recomendação do fabricante, resistente aos fluidos e outros agentes do ambiente inserido.

Realizado nas devidas instalações e com os procedimentos recomendados, pode-se confirmar a imunidade da comunicação dos dados entre o leitor RFID e o controlador da linha de montagem possibilitando a construção de um sistema robusto.

Conclusão

A utilização do TCP/IP no chão de fábrica é uma convergência tecnológica em busca do aprimoramento dos processos e redução dos custos para a transmissão de dados.

Tendo em vista os agentes contaminantes existentes e o nível de exigência extrema do ambiente, quando comparado com outras indústrias, a viabilidade técnica deste projeto se justifica, visto que atende às normas e recomendações dos fabricantes.

Esta mesma configuração pode ser utilizada em ambientes menos agressivos, garantindo assim a sua blindagem em eventuais mudanças dos processos ou as instalações de novas máquinas nas proximidades.

Como trabalho futuro fica a sugestão de realizar o supervisionamento periódico e sistemático dos equipamentos, cabos e acessórios instalados na planta fabril observando possíveis falhas do sistema, levando em conta os agentes degradantes do ambiente.

Bibliografia

1) **Isotron-Harting** - Ethernet Industrial - Disponível em: **http://www.isotron.com.br**
2) **Lumberg Automation** - Field attachable connectors - Disponível em: **http://www.lumbergautomation.com**
3) **Prado, Eduardo** - Wireless LAN no mercado corporativo - Disponível em: **http://www.wirelessbrasil.org/wirelessbr/colaboradores/eduardo_prado/artigo_26.html**
4) **Phoenix Contact** - Fieldbus Conector - Disponível em: **http://www.phoenixcontact.com**
5) **Ulrich, Maikon** - Aplicação do cabeamento para rede Ethernet Industrial - Trabalho de Graduação. Faculdade de Tecnologia SENAI Joinville-SC.



Conversor CC-CC Forward Tipo Buck

Este artigo refere-se ao projeto de um conversor CC-CC através da topologia de uma fonte chaveada Forward tipo Buck aplicado à máquina de solda a arco elétrico com eletrodo revestido

Alexandre Araújo dos Santos, Érico Back Machado e Patrícia Sebajos Soares

As máquinas de soldas com eletrodo revestido existentes atualmente no mercado nacional apresentam como fonte de alimentação fontes de energia convencionais como transformadores de tap's, porém é possível desenvolver e aplicar a topologia de fontes eletrônicas, entre elas à de fontes chaveadas. O objetivo deste artigo é expressar através de cálculos e simulações esta possibilidade.

Soldagem a arco elétrico com eletrodo revestido.

O princípio de funcionamento das máquinas de soldas a arco elétrico com eletrodos revestidos, é que através da geração de calor transferir o metal do eletrodo ao metal base e soldar a peça. Itens importantes fazem parte disto:

- Produzir arco elétrico através de curto-circuito ou seja através de contato elétrico do eletrodo ao metal base (a temperatura atinge aproximadamente 4000°C);
- Controlar o comprimento do arco, a abertura e a reabertura;
- A tensão sem carga é a tensão antes de iniciar o arco e este valor varia entre 60 a 70V aproximadamente;
- A tensão de abertura do arco é a tensão no momento de ser fazer o arco, o seu valor correspondente é o mínimo;
- A tensão de trabalho é a tensão durante a soldagem, apresenta-se em torno de 30V;
- A corrente de soldagem é responsável pela distribuição espacial da energia térmica do arco elétrico e a sua intensidade é o que determina a taxa de deposição na peça.

Configuração do equipamento de soldagem

A configuração do equipamento de soldagem com eletrodo revestido é uma das mais simples possíveis e esta classificada em:

- Fonte de energia;
- Pinça (alicate) para ligação à peça;
- Cabos de interligação (eletrodo e terra);
- Porta eletrodo;
- Revestimentos dos eletrodos.

São utilizados na soldagem a arco elétrico uma fonte de energia capaz de fornecer valores de tensão e corrente nas faixas apresentadas na tabela a seguir e que foram utilizados como parâmetros para o projeto do conversor Forward tipo Buck.

A primeira etapa tem início, quando o interruptor (T1) é disparado e começa a conduzir. A fonte Vin fornece energia ao enrolamento primário do transformador e devido ao fluxo magnético originado faz com que esta energia seja induzida no enrolamento secundário do transformador. A tensão induzida polariza diretamente o diodo (D_6) colocando-o em condução.

O indutor de filtragem (L_3) armazena esta tensão e impõe uma corrente na saída, logo, a corrente no primário cresce já a partir de um valor mínimo, a esta corrente chama-se de magnetização. A corrente que passa a circular pelo enrolamento secundário irá fornecer energia tanto para o capacitor (C_2) como para a carga (R). Esta etapa é finalizada quando o interruptor (T_1) é bloqueado. Durante esta etapa não há corrente no enrolamento de desmagnetização.

A segunda etapa ocorre, quando o interruptor (T_1) e o diodo (D_6) se bloqueiam, a corrente (iLs) do indutor de filtragem circula pelo diodo (D_7) porque o mesmo é polarizado diretamente e entra em condução, a energia acumulada na indutância magnetizante é devolvida à fonte de alimentação através do diodo (D_5) tanto o indutor de filtragem (L_3) como o capacitor (C_2) passam a fornecer energia à carga, mantendo sua corrente constante pode ser observado que o transformador deve ser inteiramente desmagnetizado nesta etapa, ou seja, toda a energia armazenada no transformador deverá retornar à fonte, caso contrário ele saturará e provocará um mau funcionamento no conversor, para que isto aconteça é necessário que a razão cíclica seja a máxima, quando for concluída esta etapa de desmagnetização, o diodo (D_5) é bloqueado.

A terceira etapa acontece após o bloqueio de (D_5), a carga continua sendo alimentada pelo indutor de filtragem (L_3) e pelo capacitor (C_2) até o instante, em que o interruptor (T_1) passar a conduzir dando início a um novo período de funcionamento.

As principais características do conversor Forward tipo Buck são:

- É um conversor de transferência direta de energia;
- A saída é isolada da entrada;
- Permite ajustar a razão cíclica de operação através da relação de transformação e opera como abaixador;
- Possibilita usar várias saídas;
- A corrente de saída é de boa qualidade;
- A corrente na entrada é descontínua.

Especificação do projeto

Vin_{min} = 263,16V - Tensão mínima de entrada;

Vin_{max} = 277,01V - Tensão máxima de entrada;

V_{out} = 30V - Tensão de saída do conversor;

I_{out} = 100A - Corrente de saída do conversor;

η = 75% - Rendimento do conversor Forward;

P_{out} = 3000W - Potência de saída do conversor;

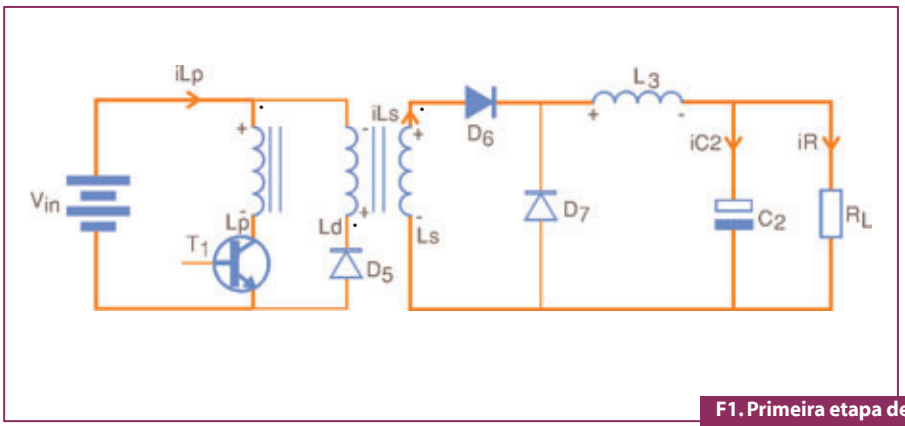
fs = 30kHz - Freqüência de chaveamento;

$D_{máx}$ = 0,5 - Razão cíclica máxima;

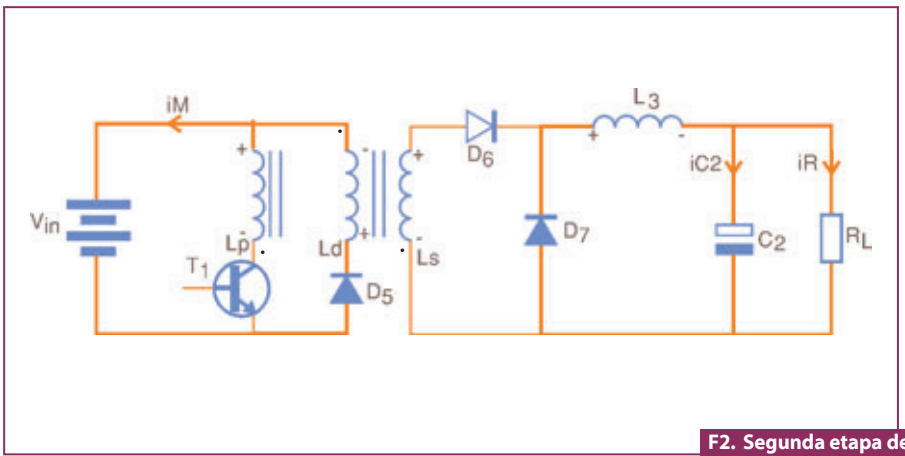
Ta = 400C - Temperatura de operação.

Diâmetro do Eletrodo (mm)	Intensidade Aproximada (A)	Tensão Aproximada (V)
1	35	18
2	70	19 a 21
3	105	22 a 25
4	140	26 a 28
5	175	29 a 30
6	210	31 a 36

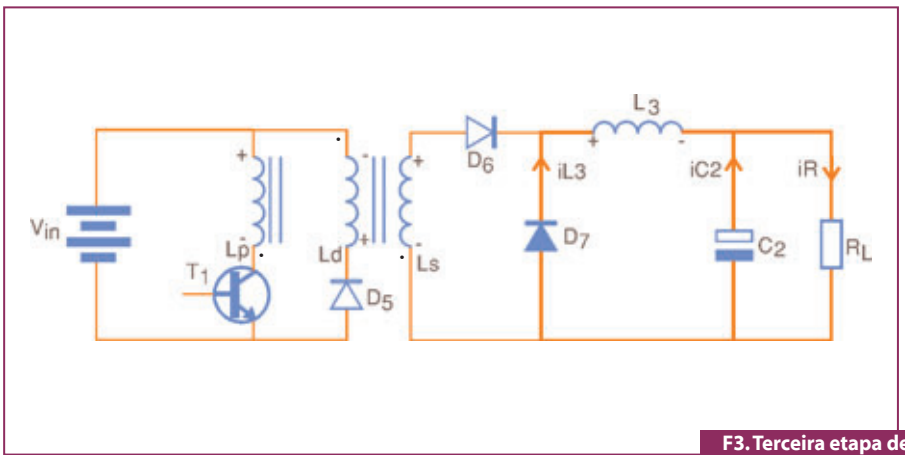
Tabela 1 - Valores usuais.



F1. Primeira etapa de Funcionamento.



F2. Segunda etapa de funcionamento.



F3. Terceira etapa de funcionamento.

Através de cálculos chegou-se ao valor de indutância do indutor de filtro de saída 109,60.

$$\Delta il = 0,4 \cdot 100 = 40\ A$$

$$Ipk = Iout + \frac{\Delta il}{2} = 120\ A$$

$$L3 = \frac{(Vin_{min} \cdot 1 - D_{máx})}{\Delta iL \cdot fs} = 109,60\ \mu H$$

Com uma área de janela do núcle de 7,93 cm², serão necessárias 21 espiras e um entreferro de 1,067 mm. E o condutor encontrado é o 3 AWG de seção 0,2667 cm² e seção de isolamento 0,3017 cm².

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = 0,043\ cm$$

$$d_{máx} = 2 \cdot \Delta = 0,00867\ cm$$

Porém de acordo com a tabela de fios de cobre que o diâmetro máximo que satisfaz o especificado é o condutor 19AWG, seção 0,006527 cm². Portanto , a seção calculada é maior que a máxima possível sendo necessário utilizar-se condutores paralelos para adequar ao permitido.

$$Nc_{ocupação} = \frac{SL3}{S_{máx}} = 40$$

Para verificar se a taxa de ocupação da janelo do carretel do núcleo escolhido comporta o enrolamento, calcula-se o fator de ocupação do mesmo.

$$K_{ocupação} = \frac{NL3 \cdot Ncp \cdot S_{isolam}}{7,93} = 0,82$$

A elevação da temperatura de operação do indutor deve ser no máximo de 40º C.

As perdas no núcleo de ferrite são calculadas pelas seguintes expressões empíricas:

• Coeficiente de perdas por histeresse: $k_h = 4.10^{-5}$

• Coeficiente de perdas por correntes parasitas: $k_e = 4.10^{-10}$

• Excursão da densidade de fluxo em teslas: $\Delta B_m = 0,15$

• $Pn = V_e . \Delta B_m^{2,4}(k_h.f_s + k_e.f_s^2) = 2,55\ W$

As perdas totais no indutor são

$$PT = Pc + Pn = 2,99\ W$$

O capacitor de saída definido que satisfaz as características desejadas de capacitância (C_2) e RSE é: H 1.500 µF x 63 V da marca Epcos, Resistência Série Equivalente de 0,08 Ω.

Para especificar o núcleo do tranformador são adotados os valores a seguir:

Kp = 0,3 - Fator de utilização primário;

Kw = 0,5 - Fator de utilização da área da janela;

j = 450A/CM² - Densidade de corrente;

ΔB = 0,3T - Variação da densidade de fluxo.

O cálculo da área total do núcleo resultou em: 55,87 cm⁴ para $A_e . A_w$.

Da tabela de núcleos do fabricante Thornton optou-se pelo NEE-65/33/52 (o mesmo núcleo indutor de filtragem), que possui área efetiva da perna central do núcleo conforme: A_e=10,57 cm².

O número de espiras do primário é calculado: 14 espiras;

O número de espiras do secundário é calculado: 4 espiras;

O número de espiras do enrolamento de desmagnetização é considerado o mesmo das espiras do primário: $N_d = N_p$ = 14 espiras.

$$Sprim = \frac{Ipef}{j}$$

$$Ipef = \frac{1,2 \cdot Pout}{\eta \cdot Vin_{min} \cdot D \cdot \sqrt{2}} = 25,83\ A$$

$$Sprim = \frac{25,83}{450} = 0,0574\ cm^2$$

A seção do condutor para o enrolamento primário é : 0,0574 cm².

De acordo com o que foi calculado o fio deve ser 7 AWG, seção 0,1055 cm², seção de isolamento 0,1122 cm². Mas, deve ser levado em consideração o diâmetro máximo possível do condutor no núcleo – este é o que deve ser utilizado. Portanto deve-se calcular a quantidade de condutores em paralelo para que atenda ao exigido. O valor calculado é de 17 condutores em paralelo, com a seção de 0,188 cm².

O fio escolhido de acordo com a seção calculada deve possuir a bitola 3 AWG, seção 0,2667 cm², seção de isolamento 0,2837 cm². No entanto, também devem ser calculados condutores em paralelo para o secundário, atendendo ao diâmetro máximo possível. Condutores em paralelo no enrolamento secundário são:

$$Isef = \frac{Ipk}{\sqrt{2}} = 84,85\ A$$

$$Ssec = \frac{84,85}{450} = 0,188 cm^2$$

$$Ncparalelo = \frac{Ssec}{S_{máx}} = \frac{0,2667}{0,0065} = 41$$

41 com seção de 0,01148cm².

$$Isefdesm = 0,2 \cdot Ipef = 5,166\ A$$

$$Sdesm = \frac{Isefdesm}{j} = 0,01148\ cm^2$$

O fio definido de acordo com os cálculos deve ser 15 AWG, seção 0,0165 cm² , seção de isolamento 0,019021 cm². Entretanto devem ser calculados de condutores em paralelo para atender o diâmetro máximo.

$$Nc_{paralelo} = \frac{Scec}{S_{más}} = \frac{0,0165}{0,0065} = 3$$

Chegando-se a três condutores em paralelo. O diodo escolhido é o SKN 71/04 da Semikron. A corrente média no diodo de circulação (D_7) é:

$$Id_{med} = Iout.D = 50\ A$$

A máxima tensão reserva sobre o diodo (D_7) será a mesma do diodo (D_6).

$$VD7\ máx = VD6\ máx = 81,84\ V$$

O diodo escolhido é o SKN 71/04 da Semikron.

Após ter especificado os diodos de magnetização e de circulação, pode-se então determinar a potência dissipada sobre os mesmos e o uso, ou não, de dissipadores.

$$Pd = V_f.Idmd + rt.I_{Def}^2 = 96,6\ W$$

A resitência térmica calculada com base nos dados fornecidos pelo data sheet entre junção e ambiente é:

$$R_{ja} = \frac{Tj - Ta}{Pd} = \frac{180-40}{96,6} = 1,45°\ C/W$$

De acordo com o calculado - a resistência térmica entre o dissipador e o ambiente – é necessário utilizar dissipador, o mesmo pode ser o P1/120 – M12 fabricante Semikron.

O interruptor especificado é o IRG4PSH71U.

Após definido o interruptor, é preciso verificar se há necessidade do uso de um dissipador para dissipar o calor gerado no interior do componente durante a sua operação. Seguem os cálculos das perdas.

As perdas por condução são dadas:

$$P_{conIGBT} = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi}\right) \cdot \frac{V_{CEM} - V_{CEO}}{I_{CN}} \cdot I_{cm} + \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cdot \cos(\sigma)\right) \cdot V_{CEO} \cdot I_{CM}$$

$$P_{conIGBT} = 5,85\ W$$

As perdas por bloqueio são:

$$P_{Off} = V_{cc} \cdot I_{CM} \cdot t_{fN} \cdot fs \cdot \left(\frac{1}{3\pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}}\right) = 4,74W$$

As perdas totais são:

$$P_{totIGBT} = P_{conIGBT} + P_{off} = 10,59\ W$$

A resistência térmica do dissipador é:

$$R_{thda} = \frac{T_j - T_a}{P_{totIGBT}} - (R_{thjc} + T_{thcd}) = 9,78°C/W$$

Conclusão

De acordo com o calculado a resistência térmica entre o dissipador e o ambiente é necessário utilizar o dissipador, o mesmo pode ser o K5 - M8, fabricante Semikron.

Neste projeto é necessário a utilização de um circuito de comando para polarizar e disparar a chave (interruptor) da fonte Forward por isto foi definido utilizar o circuito integrado SG 3525 a sua definição deve-se, por atender as especificações do projeto, simplicidade e pelas seguintes características que são apresentadas a seguir:

- Possui tensão de referência regulada de 5,1V;
- Consumo na faixa de 15mA;
- Faixa de tensão de trabalho entre 8V e 35V;
- Baixo custo;
- Fácil aquisição no mercado e bastante utilizado;
- Flexível a todas as configurações (Push-pull, Fly-Back, Forward,…);
- Possui oscilador interno com faixa de freqüências de trabalho de 100Hz até 500kHz;
- Soft-start interno;
- Amplificador interno (de erro integrado);
- Controle do tempo morto ajustável para garantir que os dispositivos de chaveamento não conduzam ao mesmo tempo, levando à queima dos mesmos.

Através de todo o equacionamento e simulações realizados no software Spice, é possível implementar este projeto na prática, montando um protótipo e fazendo-se alterações e adequações necessárias.

A topologia Forward tipo Buck foi definida após todo o estudo e pesquisa entre os mais diversos tipos de conversores CC-CC isolados e não isolados existentes, o motivo de sua escolha deve-se porque as máquinas de soldas a arco elétrico requerem um valor menor de tensão na saída. Portanto é necessário utilizar-se da topologia abaixador de tensão, o fato de ser isolado é devido a isolar a entrada da saída. Este conversor é o mais adequado para o valor de potência da máquina de solda.

É apresentado como sugestão a especificação dos componentes que podem ser empregados na montagem. Conclui-se que a área de Eletrônica de Potência é uma área muito promissora e que este trabalho é apenas umas das inúmeras aplicações e estudo que podem ser realizados.

Bibliografia

01) BARBI, Ivo - Projeto de Fontes Chaveadas - Publicação Interna: Florianópolis - 1997.

02) BARBI, Ivo - Eletrônica de Potência - Edição do Autor - 2000.

03) BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. - Conversores CC-CC básicos não isolados - Edição dos Autores - 2000.

05) MARQUES, Paulo Villani - Tecnologia da Soldagem - ESAB - O Lutador, 1ª ed. - 1992.

07) SENAI - Departamento Nacional. Manual de Soldagem - Edição interna - 1976.

08) HOFFMAN, Salvador - Soldagem: Técnicas, Manutenção, Treinamento e Dicas. - Sagra Luzzato - 1992.

10) PETRY, Clóvis A.; NETO, Anis C. - Projeto e Implementação de uma Fonte de Alimentação Isolada do Tipo Forward Isolada - Publicação Interna INEP/UFSC - 2000.

11) BASCOPÉ, René P. T.; PERIN, Arnaldo J. - O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência. 1ª ed - Sagra Luzzatto - 1997.

12) WAINER, Emílio; BRANDI Sérgio D. MELLO, Fábio D. H. - Soldagem Processos e Metalurgia. 1ª ed - 1992.

13) MARQUES, Paulo V.; MODENESI, Paulo J.; BRACARENSE, Alexandre Q. - Soldagem: Fundamentos e Tecnologia. 1ª ed. - 2005.

O que falta para a Tecnologia 3G decolar de vez?

*Alexandre Novakoski



O que falta para a 3G se tornar um sucesso? Esse é o questionamento que certamente muitos empresários do ramo de telefonia se fazem diariamente, em busca de uma solução que impulsione de uma vez por todas as vendas de equipamentos baseados nesta tecnologia.

Embora já tenham superado a marca de 100 milhões de assinantes pelo mundo, os usuários de 3G ainda representam uma parcela pequena se comparados com os atuais 2 bilhões de assinantes de telefonia móvel em todo o globo. Não é preciso ser nenhum guru da telecomunicação para constatar que as operadoras de celular terão que se desdobrar para fazer da tecnologia 3G o fenômeno de vendas que o GSM foi. Mas por onde começar?

A informação a ser transmitida aos usuários é fundamental. Consumidores, por mais vanguardistas e adeptos ao mundo tecnológico que sejam, apenas são motivados a usar uma nova mídia se forem dadas explicações objetivas das inúmeras possibilidades e dos reais benefícios que ela lhes trará. Afinal de contas, estamos falando de um veículo ainda dispendioso se cotejado com outros meios de comunicação, cuja qualidade no intercâmbio de dados, segundo muitos especialistas, é por vezes inferior.

Dizer que a 3G é uma mídia que simplesmente permite enviar e receber vídeos por meio de um aparelho móvel é incorrer em uma arriscada miopia de mercado. Se analisada sob um prisma mais aguçado, é certo que veremos uma tecnologia capaz de mudar comportamentos e hábitos de vida, de uma maneira que venha facilitar a adequação da rotina à crescente velocidade de cognição pela qual a humanidade vem passando.

Pensar que um executivo português, enquanto viaja de trem, pode muito bem esclarecer face a face dúvidas de seu cliente baseado no Brasil, ao mesmo tempo em que participa de uma conferência com seu sócio espanhol, é de fato uma funcionalidade bastante útil no mundo corporativo de hoje, que quase sempre exige otimização nos processos de tomada de decisões negociais. O que dizer então daqueles fanáticos por futebol que poderão ver e ouvir de perto uma entrevista com seu ídolo-artilheiro do campeonato logo após o término da partida? Se bem contextualizado, o novo padrão – aliado a sistemas avançados de navegação via satélite – trará inovações práticas aos usuários.

A interatividade tem ditado o rumo da comunicação de uns tempos para cá. Com o advento da internet, logo surgiram a web 2.0, os conceitos "wikis", além da mudança na forma tradicionalista de comunicação de muitos jornais, que passaram a abrir espaços para conteúdos colaborativos de seus leitores. E com a tecnologia 3G não será diferente. Contudo, publicidade somente não basta. As empresas de telefonia móvel apenas enxergarão um cenário alvissareiro se conseguirem provar o caráter utilitário da tecnologia a seus futuros assinantes. Com criatividade e investimentos também na produção de conteúdos pragmáticos, quem sabe não serão capazes de cunhar o termo "3G maníacos" em breve?

(*)Alexandre Novakoski é gerente de canais da Seal Telecom, empresa especializada na distribuição e implantação de sistemas para comunicação presencial e à distância.



Teclas CapSense™ com CSD

Apresentamos um processo de projeto básico para criar botões CapSense utilizando o módulo do Usuário CSD e o PSoC. Será abordado a geometria do sensor, o layout da PCB, visão esquemática do CSD, determinação de valores de componentes e projeto para manufaturabilidade

Mark Lee

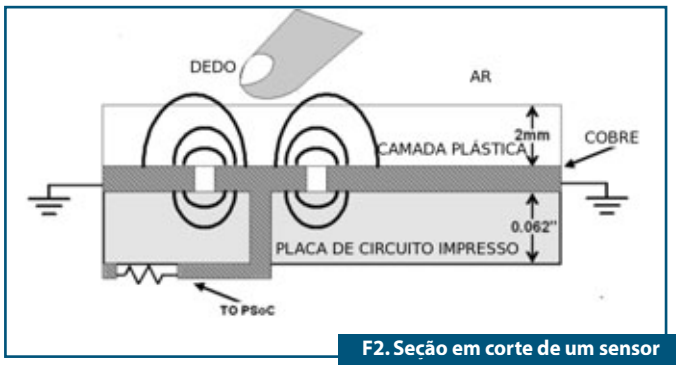
O módulo de usuário CSD proporciona sensoriamento capacitivo de alta performance utilizando um modulador Sigma-Delta. CSD é parte da solução PSoC CapSense da Cypress para sensoriamento de toque capacitivo que já substituiu mais de 2,5 bilhões de interruptores mecânicos.

O sensoriamento de toque CapSense está mudando a aparência do projeto industrial em produtos como telefones celulares, PCs, eletrônica de consumo e linha branca. As soluções CapSense apresentam a robusta arquitetura PSoC, Programmable System-on-Chip, que acelera o tempo de acesso ao mercado, integra uma ampla variedade de funções críticas no sistema e reduz os custos (**figura 1**).

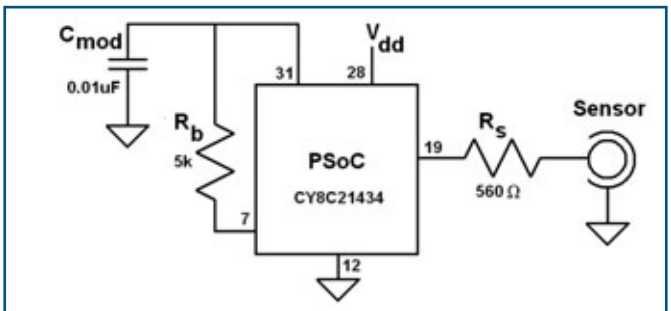
Uma vista em corte da placa de circuito impresso (PCB) CapSense para uma aplicação típica é mostrada na **figura 2**. Uma área



F1. Sensoriamento PSoC CapSense da Cypress.



F2. Seção em corte de um sensor capacitivo CapSense.



F3. Uma configuração possível para o CSD do CapSense utilizando o PSoC CY8C21434.

cobreada na placa forma o sensor capacitivo que sensoria a presença de um dedo sobre a camada protetora do material que o recobre. A camada protetora pode ser de plástico, vidro ou qualquer outro material não condutor.

Uma camada de vidro resulta em maior sensibilidade ao toque, quando comparada ao plástico (pelo menos 2 x mais sensível) devido à elevada constante dielétrica do vidro. O plástico também é selecionado para esta camada devido ao seu custo, facilidade de manufatura, peso, além de maior resistência ao impacto quando comparado com o vidro.

Método CSD de Sensoriamento

CSD significa CapSense com modulador Sigma-Delta. Um diagrama simplificado para o CSD programado por PSoC é ilustrado na **figura 3**. O CSD é programado tanto na família CY8C21x34 quanto CY8C24x94 de chips PSoC. Uma implementação simples de sensor é mostrada, mas o CY8C21434 pode suportar até 20 entradas.

Outros chip s da família podem suportar mais de 40 entradas. Os números específicos dos pinos são mostrados no diagrama.

No entanto, todos os pinos, com exceção de Vdd e GND podem ser redirecionados pelo projetista para facilitar o layout do circuito.

O CSD exige dois componentes externos, Rb e Cmod. Além disso, temos mais um resistor externo em série, Rs que pode ser acrescentado em cada entrada para aumentar a imunidade a RF.

O resistor Rb determina a faixa de valores de capacitância que o circuito pode medir. O capacitor Cmod atua no sentido de atenuar o ruido de alta freqüência.

Consulte o data sheet do Modulo do Ususário CSD no software PSoC Designer para conhecer a teoria de operação deste circuito. O PSoC Desgner está disponível gratuitamente para download em: www.cypress.com/capsense.

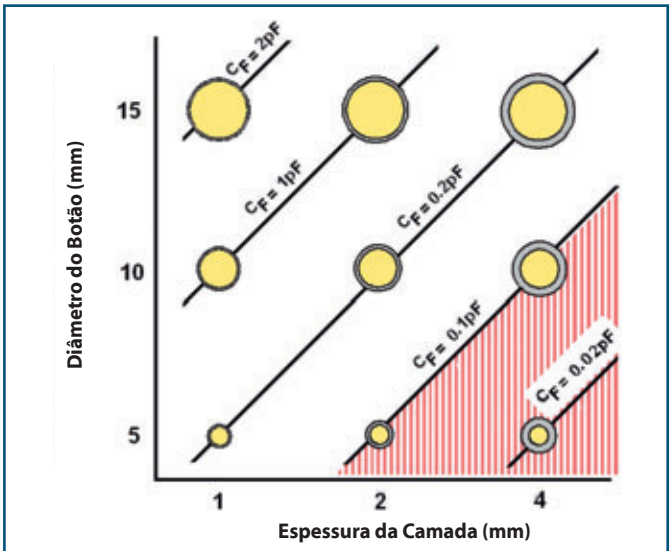
Tamanho e Formato das Teclas

O formato e o tamanho das teclas determinam a performance do sensor. Recomendações para o formato são dadas na **figura 4**. O melhor formato é o redondo. Um furo pode ser acrescentado para um LED de fundo, sem que isso degrade a performance do sensor.

Os sensores quadrados também funcionam bem, se os cantos forem arredondados. As cargas acumulam-se nas pontas, assim os sensores arredondados tendem a responder de maneira mais uniforme por toda sua superfície. Triângulos e os sensores interdigitalizados não são recomendados devido à distribuição não uniforme do campo elétrico.



F4. Recomendações para os formatos dos botões.



F5. Referência para seleção do tamanho das teclas ou botões.

A capacitância sensoriada quando o dedo não está presente é denominada capacitância parasita e indicada por Cp. A capacitância do dedo Cf é definida como a mudança na capacitância do sensor devido ao toque do dedo.

O sinal produzido por um toque é proporcional à relação Cf/Cp. Um valor maior para Cf se traduz em um sinal CSD maior. Cf aumenta com o tamanho do sensor e também medida que a capa de cobertura diminui.

Todos esses fatores são mostrados na referência de tamanhos de botões da **figura 5**. Um bom projeto CapSense tem uma capacitância de dedo de pelo menos 0,1 pF, conforme mostrado nas área não sombreadas da **figura 5**.

Para blindar o sensor e as suas trilhas evitando fontes de ruídos e para controlar a sensibilidade dos locais de toque, um plano de terra é também utilizado.

A proximidade do sensor do plano de terra influencia a capacitância parasita. Com o aumento da espessura da proteção, o tamanho da separação também deve aumentar para manter o mesmo nível de sinal. Uma regra de projeto para sensores CapSense é manter a tamanho da separação igual à espessura da proteção de cobertura, como ilustrado na **figura 5**. Note que o superdimensionamento da separação tende a aumentar a interferência cruzada entre botões.

Este gráfico é baseado numa capa plástica (veja **figura 2**) de espessura mínima necessária para a capacitância do dedo, e o tamanho da separação em torno da área do sensor.

Como um exemplo de projeto, considere uma cobertura plástica com 2 mm de espessura e uma meta de projeto de Cf = 0,2 pF. Usando o gráfico da **figura 5**, o diâmetro do botão é 10 mm e a separação entre o perímetro da área do sensor e a área de terra adjacente é de 2 mm.

SNR

SNR é a relação sinal / ruído do sistema. O sinal é a mudança na resposta do sensor. O ruído é a variação pico-a-pico na resposta do sensor quando o dedo não está presente. A exigência mínima para a SNR é 5:1, o que significa que o sinal deve ser 5 vezes maior do que o ruído. A **figura 6** mostra o que ocorre com um sistema com SNR 2,1 e outro com 5:1.

Orientação para Layout

As seguintes regras de projeto consistem num bom ponto de partida para se fazer um layout CapSense de sucesso, como ilustrado na **figura 7**. Veja o application note AN2292 para mais detalhes no layout CapSense.

Tamanho e forma do botão: 10 mm de diâmetro, redondo. Maior diâmetro aumenta a SNR. Também pode haver um furo de 2 mm opcional para inserção de LED.

Trilha do PSoC para a área do sensor: comprimento menor do 200 mm, largura menor do que 7 mil. Trilhas mais curtas e mais estreitas aumentam a relação SNR do botão.

Formato do PCB: 0,16 mm, FR4, 2 camadas, sensores de tipo. Componentes de fundo e roteamento em placas mais finas diminuem a SNR. Preenchimento de terra: camada superior com trilhas de 7 mil, espaçamento de 70 mil. Camada inferior com linhas de 7 mil e espaçamento de 45 mil. Abertura de 20 mm em torno dos traços e 20 mil ou mais em torno de todos os sensores. Aumentando a abertura em torno das trilhas, aumenta a SNR.

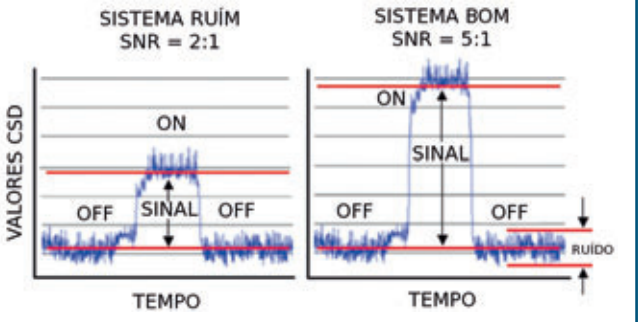
Roteamento: Não se recomenda nenhum roteamento na camada superior e sob os sensores. Sinais devem ser isolados em relaçãoo à terra. Somente uma via por sensor. Vias adicionais diminuem a SNR. Aterre todos os GPIO. Para aumentar a imunidade a RF coloque, resistores de 560 ohms em série com os pinos de entrada do CapSense e coloque resistores de 330 ohms em série com os pinos I2C. Coloque estes resistores dentro de 10 mm do PSoC.

Sintonizando o CSD

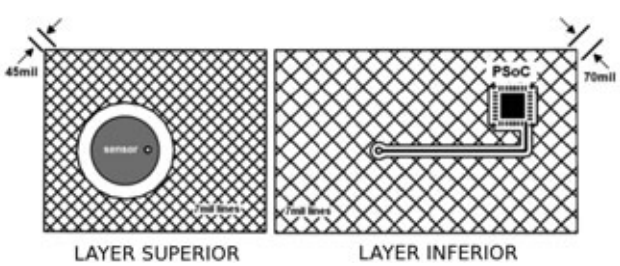
Esta seção requer alguma familiaridade com a criação de um projeto CapSense e os parâmetros de ajuste do módulo do usuário. Para um guia passo-a-passo que assume que o leitor não tenha nenhuma experiência prévia com o CapSense, consulte o CY3213A – CapSense Kit Quick Start Guide.

O parâmetro N de resolução fixa o nível máximo da velocidade de leitura do CSD em 2N . A finalidade de se sintonizar o CSD é fixar o nível da velocidade de leitura em torno de 50% deste valor máximo. O resistor de veocidade de contagem é fixado em perto de 50% desta máxima contagem. O resistor Rp determina a faixa de capacitâncias que é medida pelo CSD. Como as contagens são proporcionais à capacitância parasita Cp e Cp é também desconhecida por antecipação para uma nova montagem, o resistor Rb deve ser ajustado para acomodar os valores inferiores e superiores de Cp.

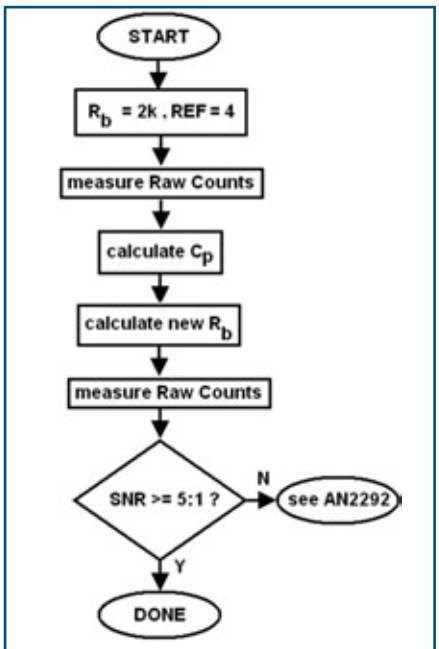
O processo de sintonia do CSD segue o fluxograma mostrado na **figura 8**. Rb é o primeiro a ser fixado para um baixo valor, 2 OHk, de modo a permitir a medida de uma ampla faixa de capacitâncias. O desconhecido



F6. Formas de onda para o sinal obtido numa SNR ruim (2:1) e numa boa (5:1).



F7. Exemplo de layout para uma PCB CapSense.



F8. Fluxograma para sintonizar o CSD.

$$C_p = \frac{VALORES}{2^N \times R_b \times \left[\frac{SysClk}{4}\right] \times \left[\frac{1}{(\frac{1}{4}+\frac{REF}{16})}-1\right]}$$

Equação 1.

$$newR_b = \frac{50\%}{C_p \times \left[\frac{SysClk}{4}\right] \times \left[\frac{1}{(\frac{1}{4}+\frac{REF}{16})}-1\right]}$$

Equação 2.

Cp é então estimado utilizando os valores medidos na equação 1. Três parâmetros, SysClk, N e REF são exigidos para se utilizar a equação 1.

A **figura 9** indica como fixar estes calores a partir do menu do PSoC Designer. O parâmetro SysClk da equação 1 é o clock do sistema PSoC. O clock para as entradas do CapSense é SysClk dividido por 4.

O ajuste típico para SysClk é 24 MHz. N é o ajuste de resolução para o CSD (9 e 16 bits). REF é o ajuste programável (1 a 8) que controla a tensão de referência. Counts é o valor de contagem que o PSoC armazena internamente no conjunto denominado CSD_asSNResult. Para mais informações sobre os nomes das variáveis CSD, veja o data sheet para CSD no PSoC Designer.

Um novo valor de Rb é calculado usando a equação 2, de tal forma que a contagem tenha uma valor na linha de base que seja 450% de 2N . O processo de sintonia é ilustrado pelo seguinte exemplo. Com N = 16 bits, REF = 4, f = 6 MHz, Rb = 2k e a nova contagem de varredura= 9830. A equação 1 estima Cp = 12,5 pF. Pela equação 2, a contagem de varredura aumenta para Counts = 32 768 (50% de 2N) com um novo valor de resistor Rb = 6,6 k ohms. Depois que o valor de Rb é determinado, o valor REF pode ser usado para ajustar a sensibilidade. REF está sob o controle do software. O equilíbrio entre os botões é encontrado modificando-se o valor de RF para cada botão. Melhor performance é alcançada com valores de RF perto de 4. Cada incremento em REF reduz a sensibilidade em 25%.

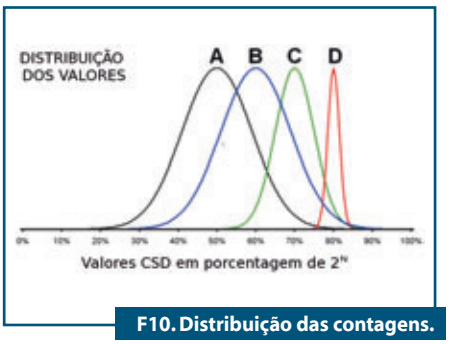
Projeto para manufatura

A sensibilidade do sistema de sensoriamento do CD é reduzida quando a velocidade de leitura está abaixo dos 85% da velocidade máxima. Ajustando a linha de base média paa 50% da velocidade máxima, o sistema tem uma boa margem de projeto. A equação 3 mostra isso.

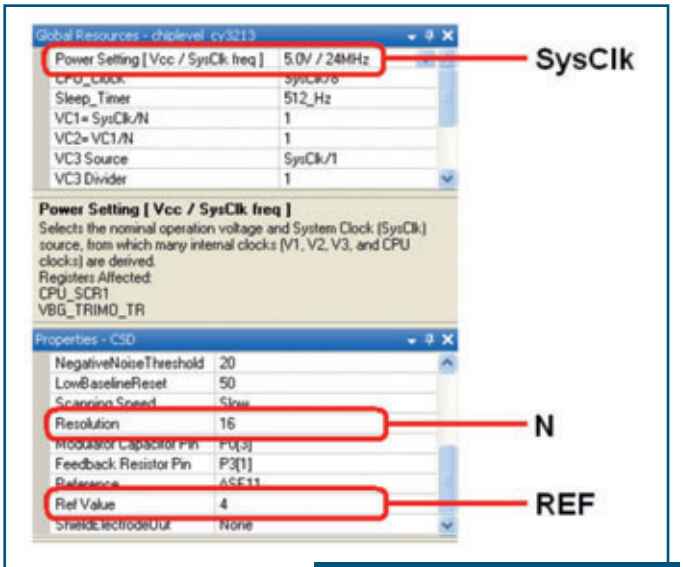
$$DesignMargin = 85\% - (AverageRawCounts/2^N)$$

Equação 3.

A **figura 10** mostra quatro distribuições que estão de acordo com as exigências de novas velocidades, não excedendo 80% de 2N. Observe que à medida que o nível médio de velocidade aumenta, a variação aceitável de unidade para unidade para o sistema torna-se menor. O sistema torna-se mais difícil e caro para fabricar. O plano de qualidade para o CSD deve considerar o ponto de operação



F10. Distribuição das contagens.



F9. Fixando os parâmetros SysClk, N e REF no PSoC Designer.

Ponto de Correção do CSD	Margem do projeto	Plano de controle de qualidade
a) 50% da varredura máxima	35%	Manter a PCB no mesmo material
b) 60% da varredura máxima	25%	Manter a PCB no mesmo material e limitar os fornecedores
c) 70% da varredura máxima	15%	Monitorar o teste da capacitância da PCB dentro de margem de 10%
d) 80% da varredura máxima	5%	Monitorar a capacitância da PCB dentro de margem de 5%

Tabela 1.

da velocidade de varredura. Este plano é dado na Tabela 1 para PCBs CapSense. Cada entrada CapSense tem um valor levemente diferente da capacitância parasita Cp devido a problemas de roteamento. Então, o valor compartilhado de Rb deve ser fixado para a entrada com o maior valor de Cp.

Devido à variação de Cp entre os sensores, algumas entradas terão velocidades de varreduras de 50% da máxima e outras abaixo deste valor. Todas as varreduras devem ficar entre 25% e 50% de 2N. Para se validar que uma sintonia está centralizada perto de 50%, criar um histograma similar ao da **figura 10**, usando um tamanho de amostra de 10 a 30 placas.

A constante dielétrica do material da PCB tem um impacto direto no nível de contagem através da capacitância parasita Cp. A tabela 2 lista outros parâmetros que têm um impacto na performance do sistema. Os parâmetros nesta tabela são escolhidos na ordem a aproximada de importância. A eliminação de aberturas (air gaps) entre a área do sensor e o dedo é a consideração mais importante no projeto. E

O que controlar	O que causa
Aberturas (air gaps) na montagem	Manter a PCB no mesmo material
Variação da constante dielétrica da PCB	Manter a PCB no mesmo material e limitar os fornecedores
Transientes em Vdd	Monitorar o teste da capacitância da PCB dentro de margem de 10%
Ripple em Vdd	Monitorar a capacitância da PCB dentro de margem de 5%
Interferência cruzada das trilhas com o LED	Aparece como um evento de toquel
Espessura da cobertura	Reduz a sensibilidade
Adesivo não condutivo	Reduz a sensibilidade
Condutividade da cobertura	Reduz a sensibilidade

Tabela 2.



Associação Brasileira de Engenheiros Eletricistas
Seção São Paulo

Informativo ABEE-SP Nº47 - Dezembro/08 www.abee-sp.com



Mensagem do Presidente

Engº Eletricista João Oliva
Presidente
CREA-SP 060091417 9

Chegamos ao final de mais um ano de muito trabalho. É muito gratificante para todos nós, Diretores e Conselheiros da ABEE-SP, ver o quanto avançamos na valorização profissional e ao mesmo tempo a consciência do caminho que se vislumbra para os próximos anos.

Quero aproveitar este momento especial para agradecer todo o seu carinho, sua atenção e principalmente o seu voto de confiança. Em nome da diretoria desejamos um Feliz Natal e um Ano Novo de muita saúde e prosperidade a você e aos seus familiares.

Aos 52 anos de fundação da ABEE-SP e 71 anos da ABBE Nacional, 2008 se consolida como o ano da visibilidade e reconhecimento nacional. Realizamos uma verdadeira cruzada pela cobrança do efetivo cumprimento do papel legal do Sistema CONFEA/CREA/MÚTUA e maior transparência em sua gestão. Além de marcamos presença da Engenharia Elétrica em todos os Estados da Federação, com a instalação das ABEEs do PA, PE, PB, AC e TO.

O 1º Seminário Nacional de Eficiência Energética "O 3º Choque do Petróleo" realizado no Clube de Engenharia do Rio de Janeiro, com o patrocínio de Furnas Centrais Elétricas SA, foi sucesso absoluto que reuniu mais de 240 participantes e 21 entidades apoiadoras institucionais, dentre elas o Sistema Firjan e Sebrae – RJ.

Por fim, fechamos o ano com "chave de ouro", promovendo o III Manifesto de Apoio à Segurança em Eletricidade: "O dia Nacional da NR-10", em São Paulo. E ainda marcamos forte presença na WEC (Congresso Mundial dos Engenheiros), em Brasília.

"A ABEE é a Energia da Engenharia"

Venha participar da vida associativa associa-se e junte-se a nós!

Até breve!

Seja associado da ABEE-SP

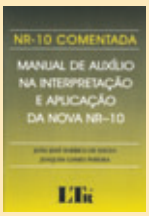
Não há taxa de inscrição. A contribuição anual é de apenas R$ 60,00 para Associado Individual e R$ 30,00 para Associado Aspirante. Você terá inúmeros benefícios diretos como descontos especiais na aquisição de normas, livros, assinatura de revistas e jornais, participação em cursos e palestras, adesão ao plano de saúde, convênios com advogados, dentistas, farmácias, entre outros. Preencha a ficha de inscrição disponível no site www.abee-sp.com e envie pelo endereço eletrônico abeesp@abee-sp.com

Livros na ABEE-SP

pelo e-mail **abeesp@abee-sp.com**
obs.: preço de capa mais despesas de envio.



Instalações Elétricas de Baixa Tensão
ABNT NBR 5410
Preço: R$ 100,00
209 páginas



NR-10 Comentada
Preço: R$ 15,00
Autores: João José Barrico de Souza; Joaquim Gomes Pereira
102 páginas



Metrologia Aplicada
Autor: Walfredo Schmidt
Preço: R$ 40,00
128 páginas

Assembléia Geral Ordinária no RJ

Em novembro, 32 engenheiros eletricistas, liderados pelo Pres. Reynaldo Barros, associados representantes das ABEEs Regionais e de Associações de Engenheiros Eletricistas partiram em caminhada histórica pelas avenidas do Rio de Janeiro, até a Sede Social Própria da ABEE Nacional.

Em espírito de união eles descerraram a placa comemorativa aos 71 anos de fundação e fortaleceram os votos e compromissos assumidos em 29 de junho de 1937. Durante a confraternização os engenheiros discutiram o planejamento estratégico para 2009 com o consultor Engº Gordilho.

Eles aprovaram a Medalha "Destaque da Engenharia Elétrica do ano de 2008" ao I Engº Eletricista: José Roberto Arruda e a realização de alguns eventos para o próximo ano, entre eles o "II Seminário de Eficiência Energética".

Luz natural é a melhor alternativa para economizar

O horário de verão, que teve início em 19 de outubro e irá até 15 de fevereiro de 2009, é um período em que se deve intensificar o incentivo ao uso da luz natural. De acordo com o presidente do Sindicato dos Eletricitários de São Paulo, Carlos Reis, a população precisa criar novos hábitos. "Temos uma hora a mais com luz solar no verão. Devemos aproveitá-la melhor. Além da economia na conta de energia elétrica, poupamos insumos da natureza. Essa alternativa pode ser enquadrada em algumas empresas também. Há prédios que têm janelas grandes e só a claridade do sol é o suficiente".

Estudo realizado pela Faculdade de Arquitetura e Urbanismo da Universidade de São Paulo (USP) indica que cerca de 30% a 40% da energia elétrica consumida pelos edifícios comerciais da cidade de São Paulo são para geração de luz artificial, enquanto nas capitais da Europa não ultrapassam 14%. Segundo os mesmos levantamentos, enquanto o céu de Londres emite 7.000 lux, o céu nublado de São Paulo emite mais de 14.000 lux, sendo que os paulistas consomem mais do que o dobro de energia elétrica.

O sindicalista relembra que, no início deste ano, o Brasil sofreu com a notícia de um possível apagão, por falta de chuva, que gerou redução nos níveis dos reservatórios das usinas hidrelétricas, e alto consumo de energia. "Apesar da necessidade urgente de haver uma economia no uso da eletricidade, nenhuma medida foi tomada. O governo não demonstra à população a real necessidade de haver uma redução no consumo e com isso não há conscientização para os gastos de energia".

"O Brasil é muito rico em alternativas que não desgastam a natureza. Quando aprendermos a utilizar esses recursos, com certeza não teremos mais preocupações", diz.

Google: calculadora de energia

O Google está usando o poder de seu site para promover uma página onde as pessoas podem calcular os benefícios financeiros das variadas formas de economizar energia.

A calculadora de economia de energia, decorada com temas de Halloween, é uma das diversas medidas que o Google tem tomado para combater os problemas de energia do país. O site ainda inclui um link para dicas avançadas de economia de energia.

De acordo com o blog Google Blogoscoped, o link não funciona em alguns países. A calculadora conta cada palavra em sua página a fim de maximizar a velocidade de carregamento, mas freqüentemente utiliza algumas palavras abaixo de sua caixa de busca para promover diferentes iniciativas.

O texto para o plano de economia de energia diz: "Espantado com os altos preços da energia? Aqui estão algumas formas de economizar". Acesse este endereço: **www.google.com/intl/en_us/hauntedhouse08/**

Apoio Institucional:

CREA-SP

CONFEA
Conselho Federal de Engenharia, Arquitetura e Agronomia

ABEE-SP
Gestão 2007/2010
Filiada à ABEE Nacional

DIRETORIA
Presidente: Eng. João Batista Serroni de Oliva
Vice-presidente: Eng. Victor M. A. S. Vasconcelos
1º Secretário: Eng. Celso Naves Lemos
2º Secretário: Eng. Nelson Gabriel de Camargo
1º Tesoureiro: Eng. Odécio B. de Louredo Filho
2º Tesoureiro: Eng. José Antonio Bueno
Diretor Social: Eng. Kleber Rezende Castilho
Diretor s/ pasta: Eng. Aramis Araúz Guerra

CONSELHO CONSULTIVO
Engenheiros: José Roberto Cardoso, Luiz Carlos Alcântara, Hilton Moreno, Álvaro Martins, Roberto Bartolomeu Berkes e Alexandre César Rodrigues da Silva

CONSELHO FISCAL
Engenheiros: João Chaebo Gadum Neto, Márcio Antonio Figueiredo e Edson Martinho

CONSELHEIROS SUPLENTES
Engenheiros: Demétrio Cardoso Lobo, Alexandre Ferraz Naumoff, José Aquiles Baesso Grimoni, Tiago Soares da Fonseca e Bernardo Levino dos Santos

CONSELHEIROS DE HONRA EX-PRESIDENTES
Engenheiros: Duílio Moreira Leite, Arnaldo Augusto Salomon Tassinari, Arnaldo Pereira da Silva, Antônio Soares Pereto e Aramis Araúz Guerra

CONSELHEIROS NO CREASP DA ABEE-SP
Engenheiros: Paulo Eduardo Queirós Mattoso Barreto, José Luiz Pegorin, Raul Teixeira Penteado Filho e Carlos Costa Neto

Publicação da Associação Brasileira de Engenheiros Eletricistas - Seção São Paulo
Rua Dr. Tirso Martins, 100 - cj.116 - V. Mariana
CEP 04120-050 - São Paulo - Fone: (11) 5539-8048
www.abee-sp.com / abeesp@abee-sp.com

Colabore com a ABEE-SP via ART

Os profissionais de qualquer área tecnológica, associados à ABEE-SP ou não, que utilizam a "Anotação de Responsabilidade Técnica - ART" devem preencher o código 056 ou 56 do formulário. Com essa ação, o responsável tem o direito de destinar 10% do valor à entidade de classe de sua preferência. Quando estes campos não são preenchidos, a contribuição deixa de ser feita. ART em papel: preencha 056 no campo 21. ART eletrônica via internet (**www.creasp.org.br**): preencha 56 no campo 31.

APÓIE A ABEE 056 OU 56 ART campo 21 campo 31

Carregador de Bateria com o FSD210

A Fairchild apresenta uma aplicação de um carregador de bateria de 3,5 W capaz de operar com uma faiza de tensões de entrada de 85 a 265 Vac

Fairchild apresenta uma aplicação de um carregador de bateria de 3,5 capaz de operar com uma faixa de tensões de entrada de 85 a 265 Vac

Newton C. Braga



Descrevemos aqui uma aplicação do circuito integrado FSD210 da Fairchild (**www.fairchild.com**) em um carregador de bateria de 3,5 W. Na condição de baixo consumo, o circuito precisa de apenas 0,1 W quando conectado à rede de 220 V. Na **figura 1** temos o diagrama completo do carregador.

Conforme podemos ver pelo diagrama, a ponte retificadora que fornece a corrente contínua para o circuito de chaveamento é ligada diretamente à rede de energia.

Dois indutores e um capacitor logo após estes diodos formam o circuito de filtro contra a EMI produzida pelo setor de chaveamento. Neste setor temos o circuito integrado FSD210 que excita diretamente um transformador de alto rendimento com sinais modulados em freqüência. No secundário deste transformador existe o setor de retificação, que fornece a corrente contínua para a carga da bateria com uma saída de 5,2 V x 0,65 A.

A realimentação que fornece o sinal de controle para o modulador é obtida de uma derivação deste circuito que, através do transistor Q_2 excita um acoplador óptico.

Este acoplador, que isola o circuito de baixa tensão da rede de energia e do circuito de chaveamento, fornece a realimentação que determina a regulagem do circuito de chaveamento. O circuito possui uma partida suave (soft start) interna. Na **figura 2** temos o esquema de enrolamento do transformador.

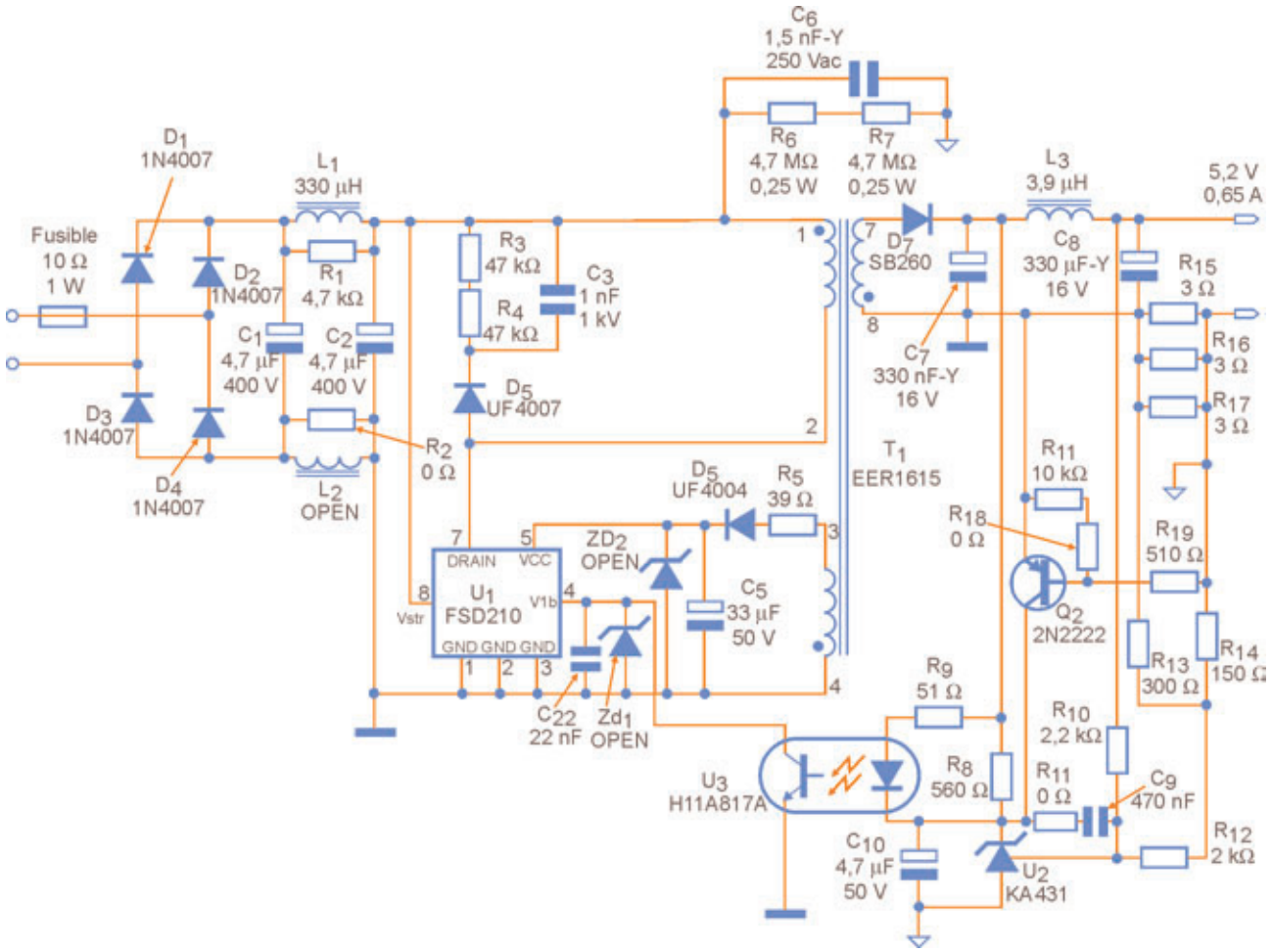
Neste transformador temos:

Np é formado por 99 voltas de fio 0,16 x 1 (enrolamento solenóide), duas camadas;

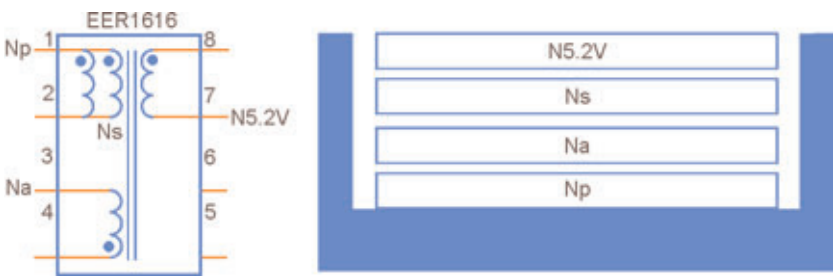
Na é formado por 18 espiras de fio 0,16 x 1 (enrolamento central solenóide), duas camadas;

Ns é formado por 50 voltas de fio 0,16 x 1 (enrolamento solenóide), três camadas;

N5,2V é formado por 9 voltas de fio 0,4 x 1 (enrolamento solenóide) três camadas.



F1. Carregador de baterias AB-33 com o FSD210 da Fairchild.



F2. Diagrama esquemático do transformador.

Fonte Chaveada de 90 W para Monitores com Função Standby

Este artigo descreve a utilização do circuito integrado L5991 (ST-Microelectronics) em uma placa de aplicação que contém uma fonte chaveada para monitores de vídeo com potência até 90 W

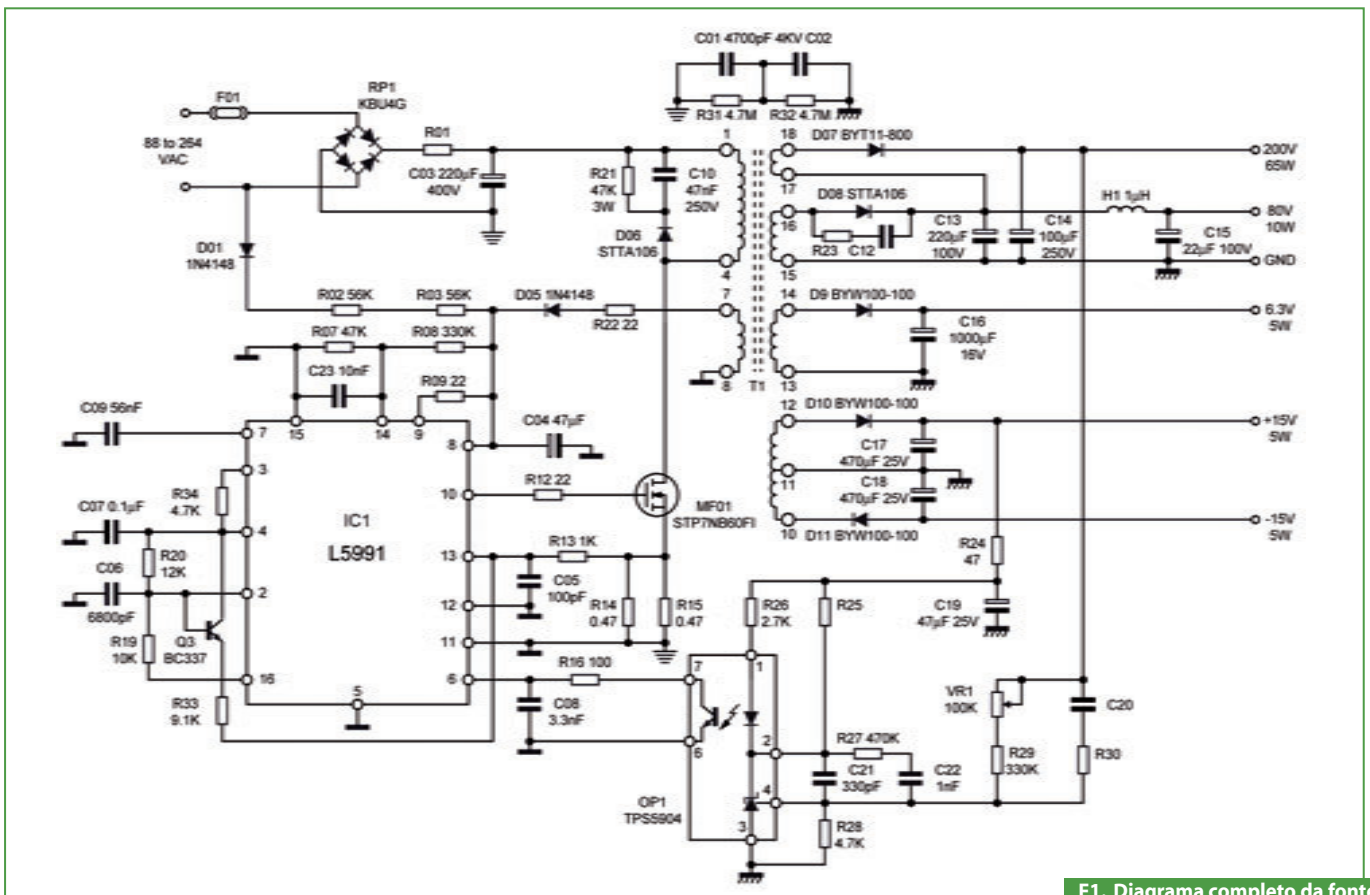
O circuito integrado L5991 consiste em um controlador de corrente do tipo PWM. As principais características do circuito sugerido são:

- Tensão de entrada: 88 a 284 Vca;
- Freqüência da rede: 50 ou 60 Hz;
- Potência máxima de saída: 90 W;
- Saída de Defexão horizontal: 200 V/0,325 A, ripple a plena carga de 1%;
- Saída de Amplificador de vídeo de 80 V, 0,125 A, com ripple a plena carga de 1%;
- Saída de deflexão vertical de +/- 15 V com 0,33 mA e ripple a plena carga de 1%;
- Saída de filamento de 6,3 V, 800 A com ripple a plena carga de 2%;
- Freqüência de chaveamento de 40 kHz;
- Eficiência: > 80%.

A topologia selecionada é do tipo *flyback* e no modo de operação com baixa tensão de rede, com potência de 90 W é CCM (*Continuous Conduction Mode*). Esta configuração possibilita menor estresse dos componentes de potência quando a tensão é baixa.

Na **figura 1** temos então o diagrama completo da fonte sugerida pela ST.

Observe a utilização de um transformador com enrolamentos separados



F1. Diagrama completo da fonte chaveada para monitores.

para as diversas tensões de saída. Note também que o feedback é obtido da saída de 15 V e que na saída de 200 V temos um elemento de disparo que serve de proteção para o circuito.

No entanto, o principal destaque para este projeto é a função Standby que está disponível diretamente no circuito integrado L5991. Quando a potência exigida pela carga está na faixa de 40 W a 90 W (modo normal) a freqüência do conversor é ajustada em 40 kHz.

Porém, quando o monitor entra num modo de baixo consumo (suspenso ou OFF), a potência exigida será muito menor, da ordem de poucos watts. Nestas condições, o L5991 irá reconhecer automaticamente esta nova condição de operação e muda a freqüência de comutação para 18 kHz.

Neste circuito, o capacitor C6 em paralelo com R19 e R20 fixam a freqüência de oscilação e este valor pode ser modificado para fixado por C6 e R20.

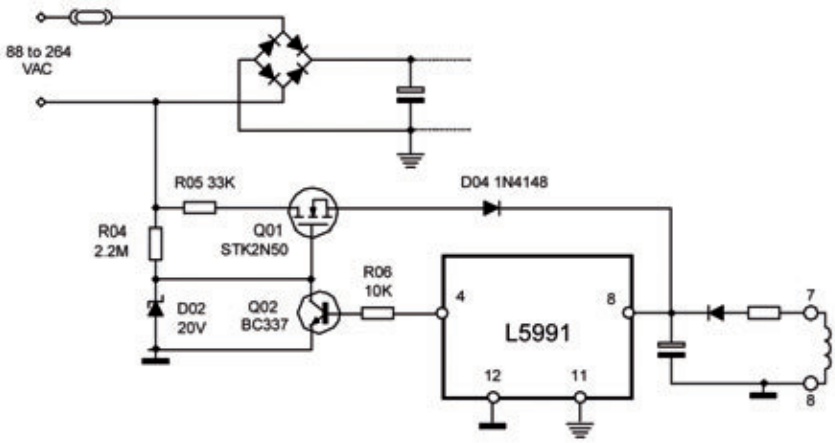
Uma característica importante do circuito é que ele dissipa apenas 300 mW com uma alimentação de 264 V. O tempo típico para acordá-lo é de 2,8 segundos em 88 V e 0,8 segundos em 264 V.

O circuito conta ainda com a possibilidade de se agregar proteções contra subtensão (OCP) e sobretensão (OVP), utilizando os recursos já existentes no circuito integrado L5991. Outra possibilidade consiste em se agregar um circuito de partida de baixo consumo, conforme mostrado na **figura 2**. Este circuito tem um consumo de apenas 10 mW e fornece tempos para acordar de 0,7 segundos e 0,2 segundos com as tensões mínima e máxima de entrada especificadas.

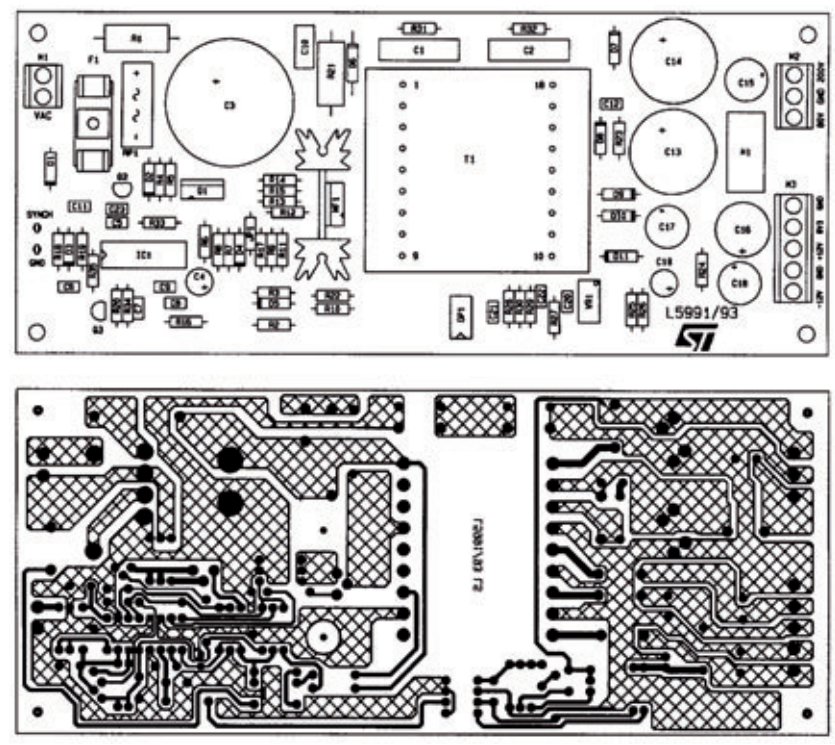
A placa de circuito impresso sugerida pela ST é ilustrada na **figura 3**. Conforme podemos ver, a simplicidade do circuito possibilita o uso de uma placa comum de face única.

Conclusão

A placa sugerida pela ST Microclectronics (**www.st.com**) possibilita o desenvolvimento de uma excelente fonte chaveada para monitores. Mas, como se trata de projeto específico, deve-se ter em mente que ela não é isolada da rede de energia, apresentando portanto potenciais perigosos, com os quais o projetista deve tomar cuidado. Mais informações podem ser obtidas no documento original AN1132 no *site* da ST, incluindo-se as informações sobre as características do transformador utilizado. Neste documento temos circuitos adicionais para agregar outros recursos não citados neste artigo.



F2. Circuito de partida de baixo consumo.

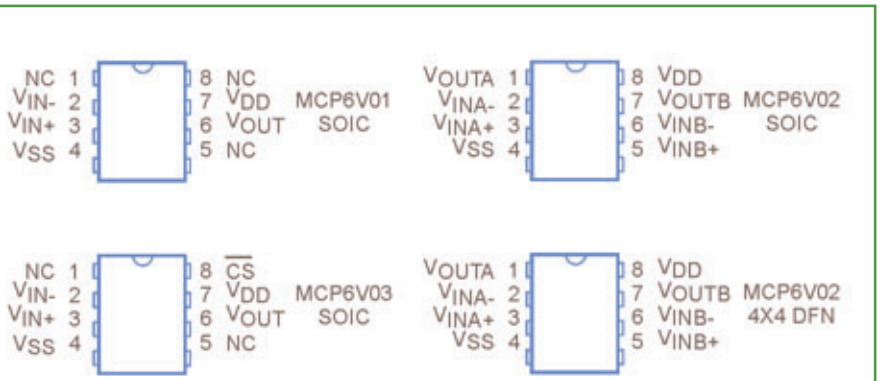


F3. Placa de circuito impresso para a fonte chaveada de 90 W.

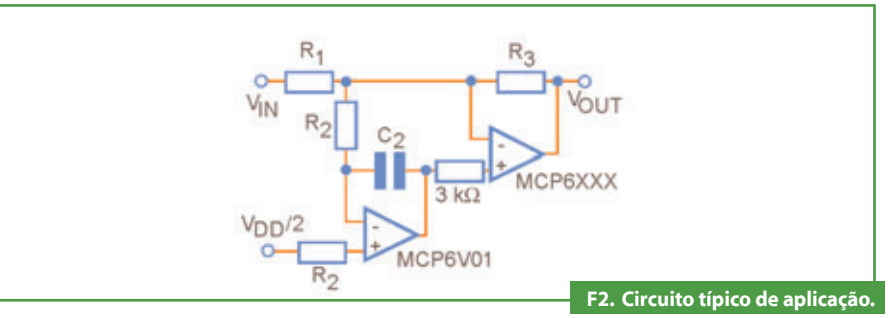
Amplificadores operacionais Auto-Zerados

Newton C. Braga

Os circuitos integrados MCP6V01/2/3 da Microchip possuem características que possibilitam sua aplicação em equipamentos portáteis, condicionamento de sensores, medidas de temperatura, correção de offset DC e instrumentação médica. Neste artigo, baseado no próprio sheet data do componente mostramos algumas configurações para estes componentes



F1. Pinagens dos amplificadores operacionais MCP6V01/2/3.



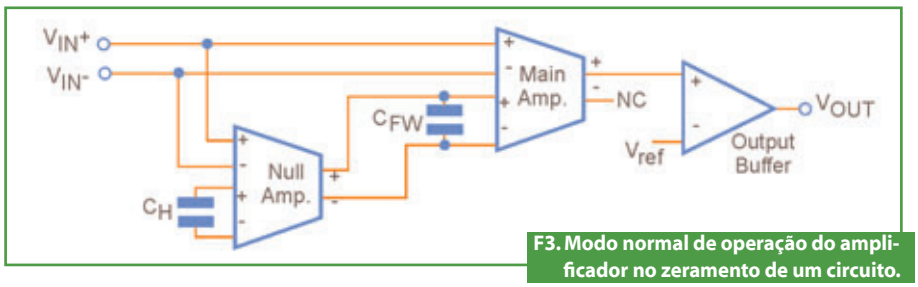
F2. Circuito típico de aplicação.

Os amplificadores operacionais MCP6V01/2/3 possuem correção da tensão de offset de entrada mesmo para desvios muito pequenos. Estes componentes possuem um produto ganho-faixa passante de 1,3 MHz e rejeitam fortemente ruídos de comutação. O ganho unitário é estável e não tem nenhum ruído 1/f. O PSRR e CMRR é excelente e eles podem operar com uma tensão tão baixa quanto 1,8 V, drenando apenas 300 µA de corrente quiescente por amplificador. Na **figura 1** temos as pinagens dos componentes desta família.

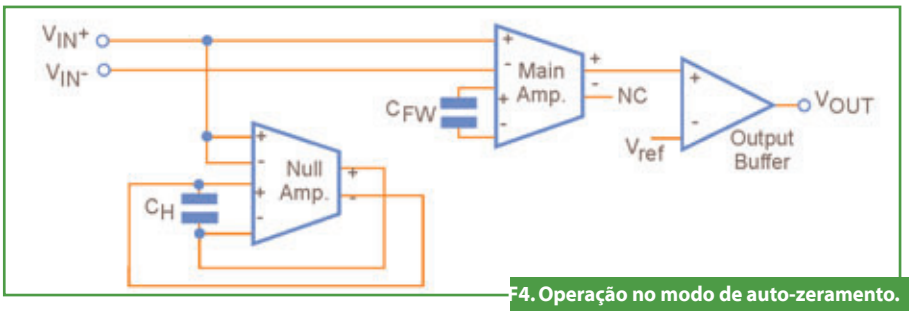
O circuito típico de aplicação é mostrado na **figura 2**.

Outras características de destaque:

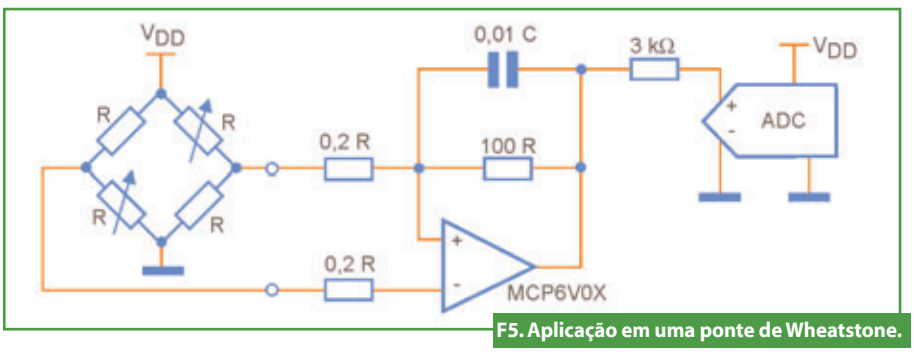
- Vos Drift: +/- 50 nV/ºC (max);
- Vos: +/- 2 µV (max);
- PSRR: 130 dB (min);
- CMRR: 130 dB (min);
- Io: 300 µA;
- Saída/entrada rail-to-rail;
- Tensão de alimentação: 1,5 a 5,5 V.



F3. Modo normal de operação do amplificador no zeramento de um circuito.



F4. Operação no modo de auto-zeramento.



F5. Aplicação em uma ponte de Wheatstone.

Circuitos

Na **figura 3** temos o modo de ação normal deste amplificador, onde é obtido o autozeramento.

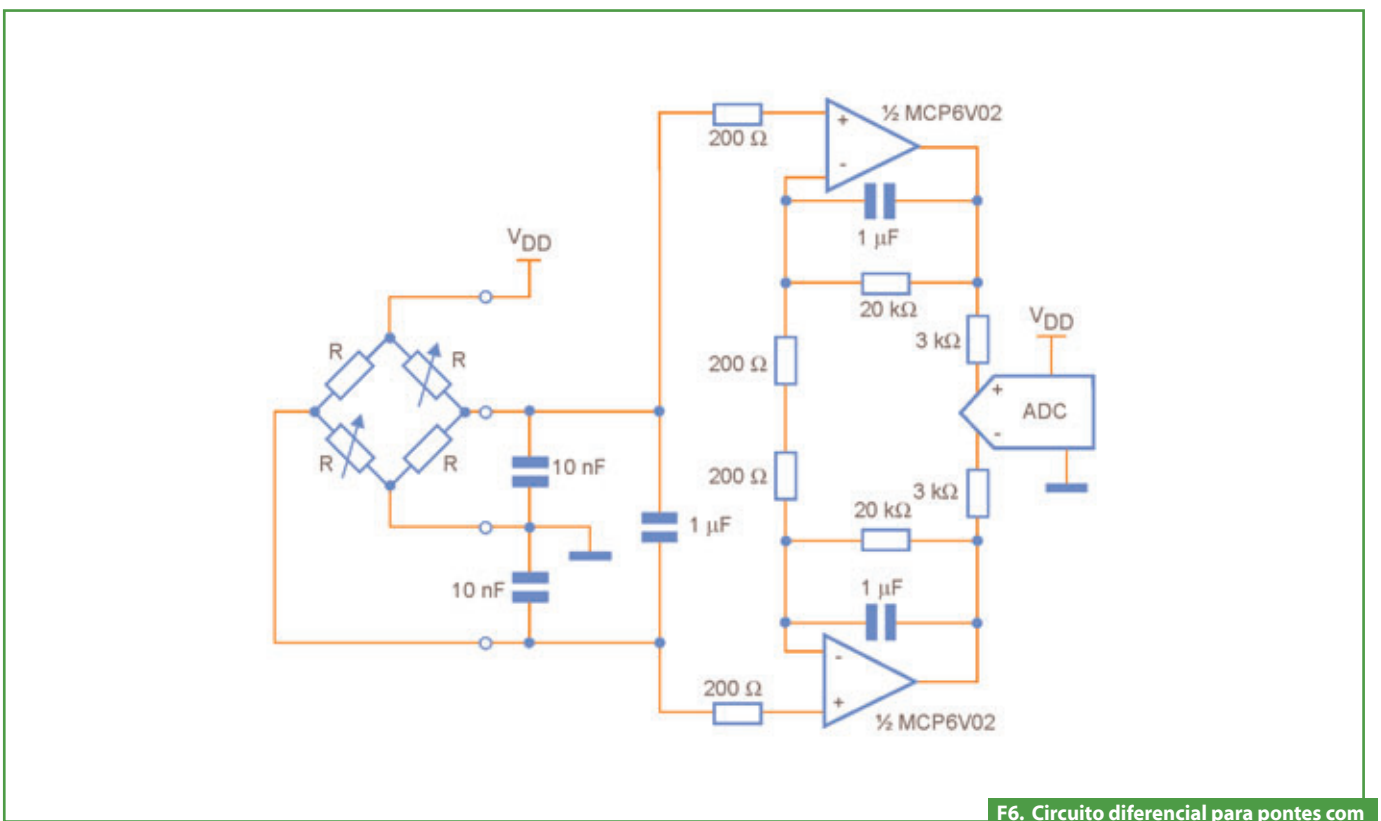
Na **figura 4** vemos o modo de operação para o auto-zeramento de um circuito.

1. Ponte de Wheatstone - 1

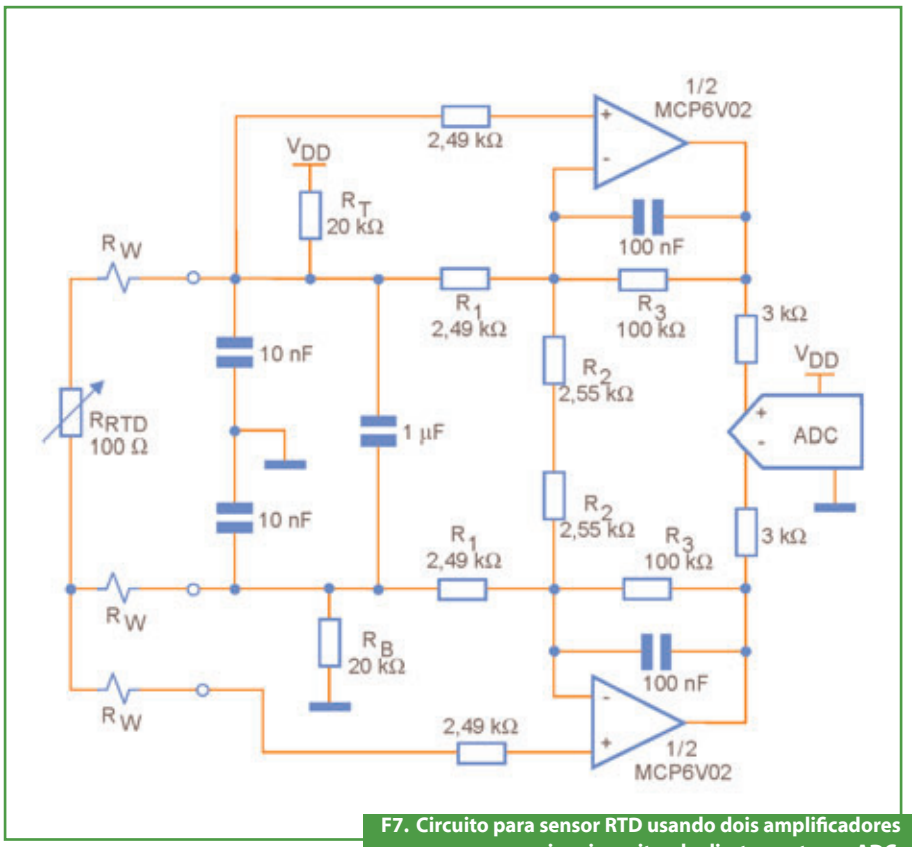
Na **figura 5** temos uma aplicação típica destes amplificadores o-peracionais numa ponte de Wheatstone. O dispositivo se mostra importante neste tipo de aplicação, onde os sinais são fracos e o ruído em modo comum intenso. Como o circuito não é simétrico, a saída tem apenas uma polaridade (single-ended).

2. Ponte de Wheatstone - 2

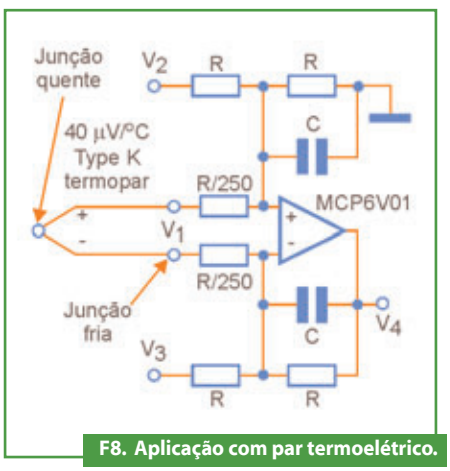
Um circuito que tem uma excursão tanto para valores positivos como negativos (totalmente diferencial) é ilustrado na **figura 6**, sendo indicado para pontes de sensores como as que fazem uso de sensores de pressão e de temperatura. Este circuito apresenta uma alta performance quando comparado com o anterior.



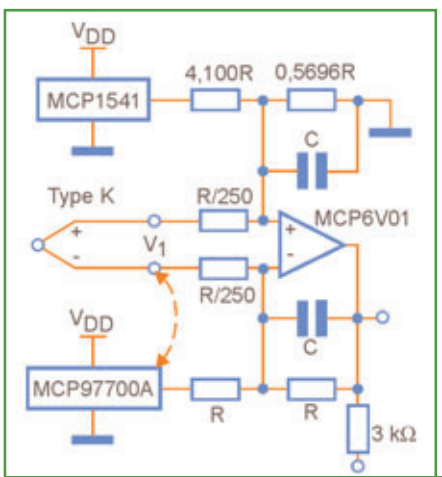
F6. Circuito diferencial para pontes com sensores de pressão, temperatura etc.



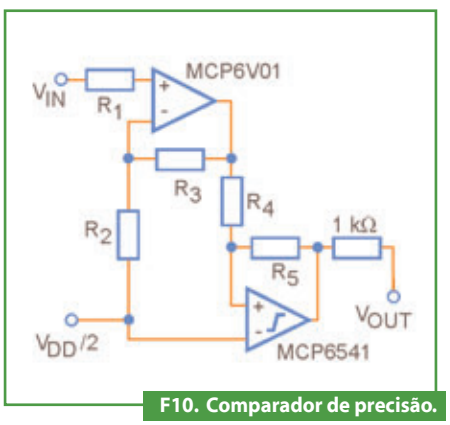
F7. Circuito para sensor RTD usando dois amplificadores operacionais excitando diretamente um ADC.



F8. Aplicação com par termoelétrico.



F9. Outra configuração para partermoelétrico com circuito regulador de tensão.



F10. Comparador de precisão.

3.Circuito Sensor com RTD

Na **figura 7** temos uma aplicação dos amplificadores operacionais com autozero com sensor RTD. Este circuito excita diretamente a entrada de um ADC.

O circuito é projetado para operar com RTDs de 3 terminais, corrigindo a influência da resistência do cabo de conexão (Rw). O resistor R1 não afeta a tensão de saída servindo apenas para balancear as entradas dos amplificadores operacionais.

Uma falha no RTD pode ser detectada, pois a tensão de saída sairá da faixa de valores prevista.

4. Amplificador para Par Termoelétrico - 1

A utilização dos amplificadores operacionais desta série com pares termoelétricos é exibida na **figura 8**.

Este circuito utiliza apenas um amplificador operacional, tendo uma saída única referenciada à terra.

5. Amplificador para Par teroemétrico – 2

Uma configuração melhor implementada é vista na **figura 9**.

O MCP1541 produz uma tensão de saída de 4,10 V com uma alimentação de 5 V. Esta tensão é ligada àescada de resistores de 4,100 e 1,322 ohms produz uma tensão e resistência equivalente de Thevenin de 1,00 V e 250 R. O resistor de 1,322 ohms é combinado em paralelo com o resistor r do topo produzindo um resistor equivalente de 0,569 ohms.

V4 deve ser convertida para a forma digital e então corrigida de acordo com a não linearidade do termopar. O ADC pode usar o MCP1541 como sua fonte de tensão de referência.

6. Comparador de Precisão

Completamos a série de circuitos aplicativos com um comparador de precisão. Neste circuito temos uma etapa de alta ganho antes da entrada de modo a melhorar a performance. O circuito é mostrado na **figura 10**. Não se recomenda utilizar o MCP6V01 como comparador propriamente dito, dadas suas características que exigem um loop de realimentação.

Amplificadores com características específicas, como o descrito neste artigo, possibilitam a implementação de soluções de alto desempenho com menor número de componentes. Os amplificadores com recursos de autozero são um exemplo desta gama de aplicações. O leitor poderá obter muito mais no data sheet dos componentes sugeridos, baixando-o diretamente do site da Microchip (**www.microchip.com**).

Teclado de Porta de Carro utilizando LIN

Veja a montagem de um teclado de porta de carro para controlar os vidros, baseado em um microcontrolador e na rede LIN

Newton C. Braga

A Freescale parte do fato de que os teclados tradicionais utilizam *micro-switches* que controlam diretamente as correntes que acionam os vidros elétricos e os espelhos.

Embora estas chaves possam controlar as correntes destes dispositivos, uma vez que elas não são elevadas, o teclado se torna complexo dada a necessidade de que, em alguns casos, os motores devem ser controlados nos dois sentidos de rotação. Além disso, o mesmo dispositivo poder ser controlado a partir de dois pontos, por exemplo: os vidros da frente devem ser controlados tanto pelo passageiro da direita como da esquerda.

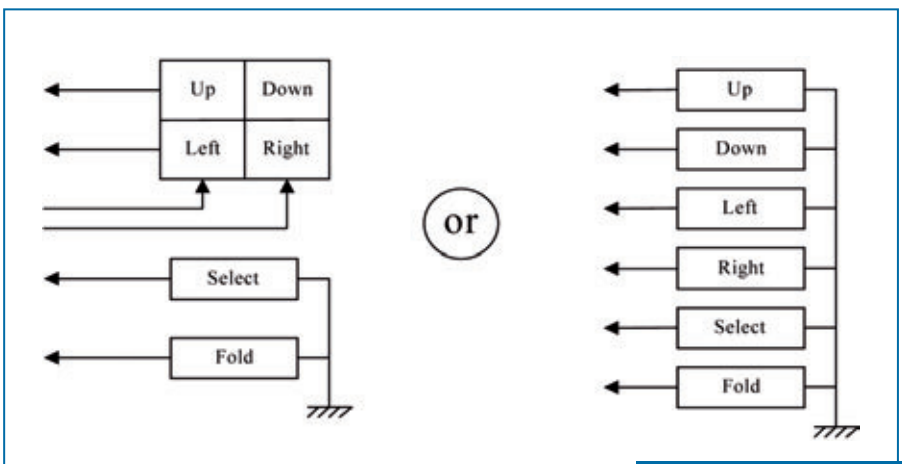
Considerando-se as correntes elevadas, o dispositivo torna-se caro e difícil de instalar. Com a utilização da solução eletrônica e uma interface para a rede LIN (***Local Interconect Network***), os problemas são resolvidos.

No ***Application Note AN2205*** da Freescale (**www.freescale.com**), que resumimos neste artigo, mas que pode ser baixado na íntegra no *site* da empresa, resumimos o projeto de um teclado como um nó escravo da rede LIN. Isso significa que ele pode iniciar as comunicações com outros nós da rede, no caso o mestre. No entanto, o mestre envia ao teclado uma mensagem a cada 100 ms que responde com um código de 4 bits que se refere a todas as funções que ele deve realizar, conforme diagrama de blocos mostrado na **figura 1**.

Nesse tipo de projeto deve-se considerar ainda que existe uma diferença entre o teclado utilizado e o teclado comum de uma calculadora.

De fato, nesta aplicação duas teclas podem ser pressionadas ao mesmo tempo, o que não ocorre com uma calculadora. Assim, a utilização da abordagem de matriz X-Y no projeto do teclado não se aplica.

Uma disposição de leitura em matriz tem uma capacidade limitada para detectar o pressionamento simultâneo de duas teclas. Para se obter este tipo de aplicação emprega-se a técnica das teclas-espelho.



F1. Funções implementadas pelo teclado.

O que acontece é que se as teclas da mesma linha ou coluna forem pressionadas, estas linhas serão curto-circuitadas. Desta forma, têm-se a detecção de uma terceira função. Isso é conseguido com uma matriz 5 x 2 usando-se 10 linhas I/O do microcontrolador. Trata-se do mesmo tipo de solução que normalmente é empregada no projeto de *joysticks*.

Outro problema a ser considerado é o tipo de tecla a ser utilizada neste tipo de aplicação. Como em um carro podemos ter quatro teclados, um em cada porta, sendo possível que mais de uma tecla seja pressionada ao mesmo tempo, isso deve ser previsto.

Para este tipo de aplicação em que as janelas devem subir e descer, exgindo assim funções complexas, não se usa a disposição convencional em matriz.

Uma solução seria utilizar 16 chaves, com uma disposição em que se empregam 16 I/Os em lugar da matriz 4 x 4. A seguir detalhamos as possíveis soluções.

No primeiro caso temos a interface direta com 16 chaves. Este método tem por vantagem precisar de um software simples, mas a desvantagem está na necessidade de se empregar 16 linhas I/O.

No segundo caso utilizam-se as entradas analógicas-para-digital. A vantagem está no uso de apenas 4 linhas I/O , mas a desvantagem reside na necessidade de se empregar um MCU com ADC e alguns componentes externos.

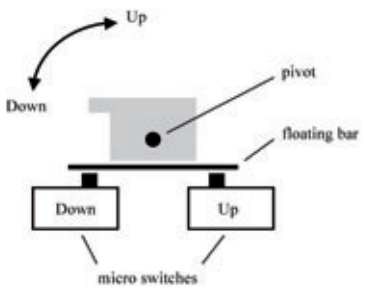
A terceira solução utiliza 8 chaves onde a duração do pressionamento distingue entre a operação normal e rápida. A vantagem está no uso de apenas 8 linhas I/O e a desvantagem está no fato de ser um pouco complicada para o usuário.

Finalmente temos a solução adotada neste projeto que consiste em 8 chaves, onde a subida e descida rápida são obtidas com o acionamento simultâneo de duas chaves (*up* e *down*). Na **figura 2** temos o aspecto das chaves utilizadas.

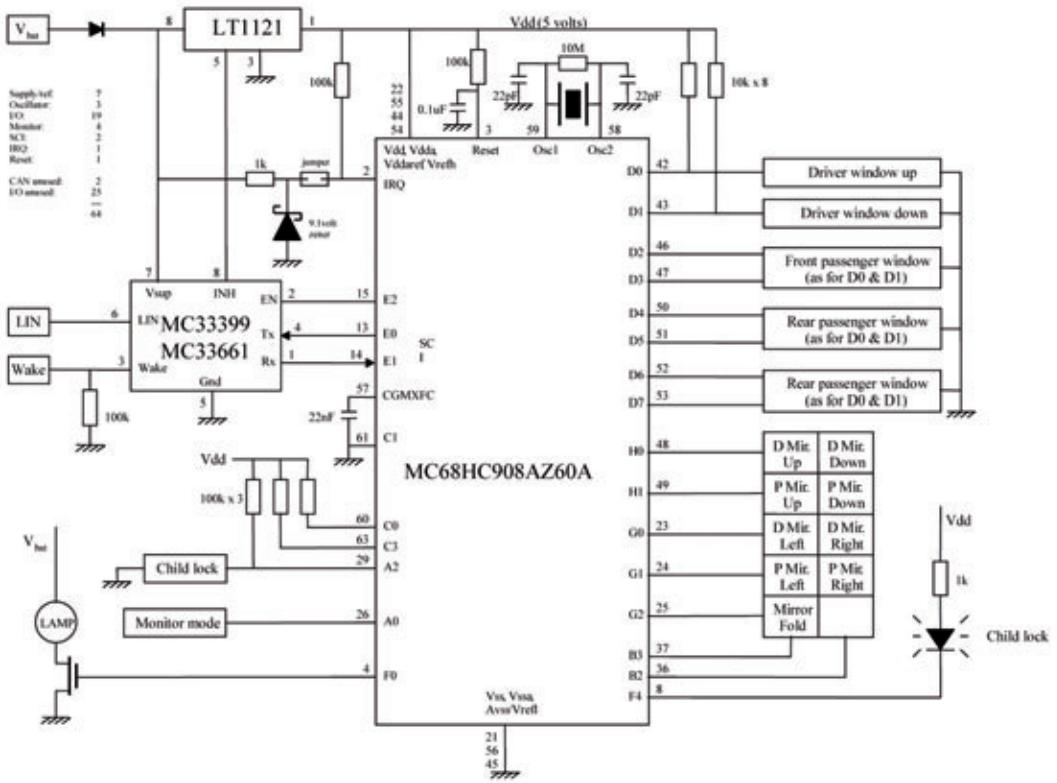
Na **figura 3** temos finalmente o diagrama completo do controlador de vidros com teclado na porta do carro, sugerido pela Freescale.

Informações sobre o software e a listagem para o microcontrolador empregado podem ser obtidos no documento original da Freescale.

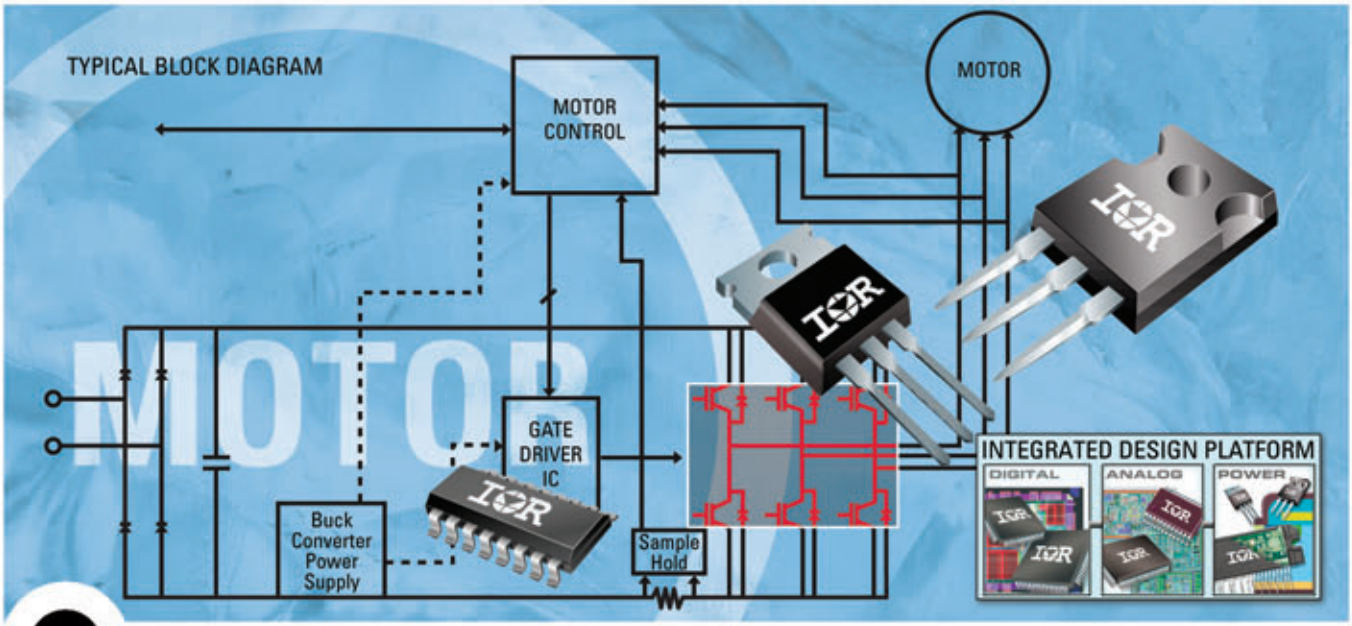
Switch position	Contact Up	Contact Down
Express up	*	*
Up	*	
Off		
Down		*
Express down	*	*



F2. Chaves utilizadas no teclado.



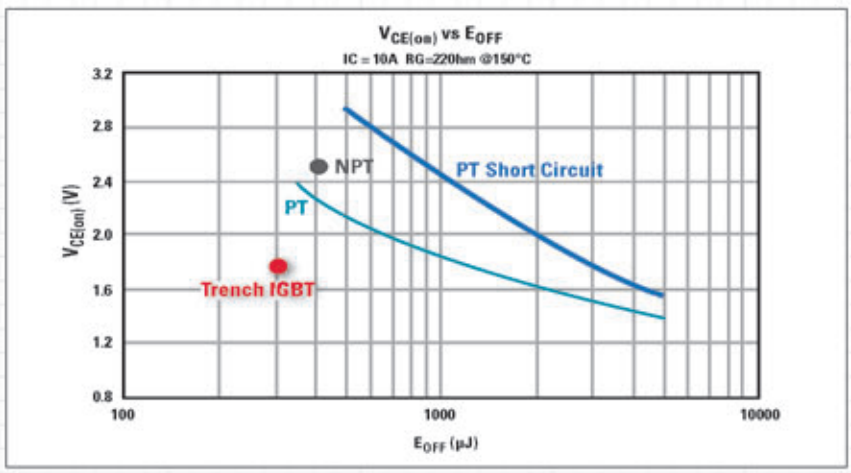
F3. Diagrama completo do teclado de porta de carro.



Novos IGBTs Trench da IR : Reduza o Dissipador e as Perdas

Redução de 60% na Dissipação de Potência em Inversores até 2.5kW

Part Number	Package Type	BVCES (V)	IC @ 25°C (A)	IC @ 100°C (A)	VCE(ON) @ 175°C Typical (V)	ETS @ 175°C IC @ 100°C Typical (µJ)	TSC (µS)	POUT range (kW)
IRGB4045DPbF	TO-220	600	12.0	6.0	2 @ 6A	330	5.0	0.75
IRGB4056DPbF	TO-220	600	24.0	12.0	2 @ 12A	540	5.0	1.5
IRGB4062DPbF	TO-220	600	48.0	24.0	2 @ 24A	1260	5.0	3.0
IRGP4063DPbF	TO-247	600	96.0	48.0	2 @ 48A	3210	5.0	6.0



A família de IGBTs Trench de 600V da IR, possui até 60% maior densidade de corrente RMS, comparada as gerações anteriores. Além disso, a redução da dissipação de potência resulta em até 50% da redução do dissipador.

Características:

- IGBTs Trench "Depletion-stop" gera alta eficiência e performance.
- Ultra-baixo VCE(ON) comparado a outras tecnologias de IGBTs.
- Temperatura de Junção estendida para 175°C

Representante Exclusivo:
Artimar Since 1962
(11) 2221 0277
ir@artimar.com.br www.artimar.com.br

Distribuidores
BA BEVIAN
11 3437 7443
bevian@bevian.com.br
www.bevian.com.br

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

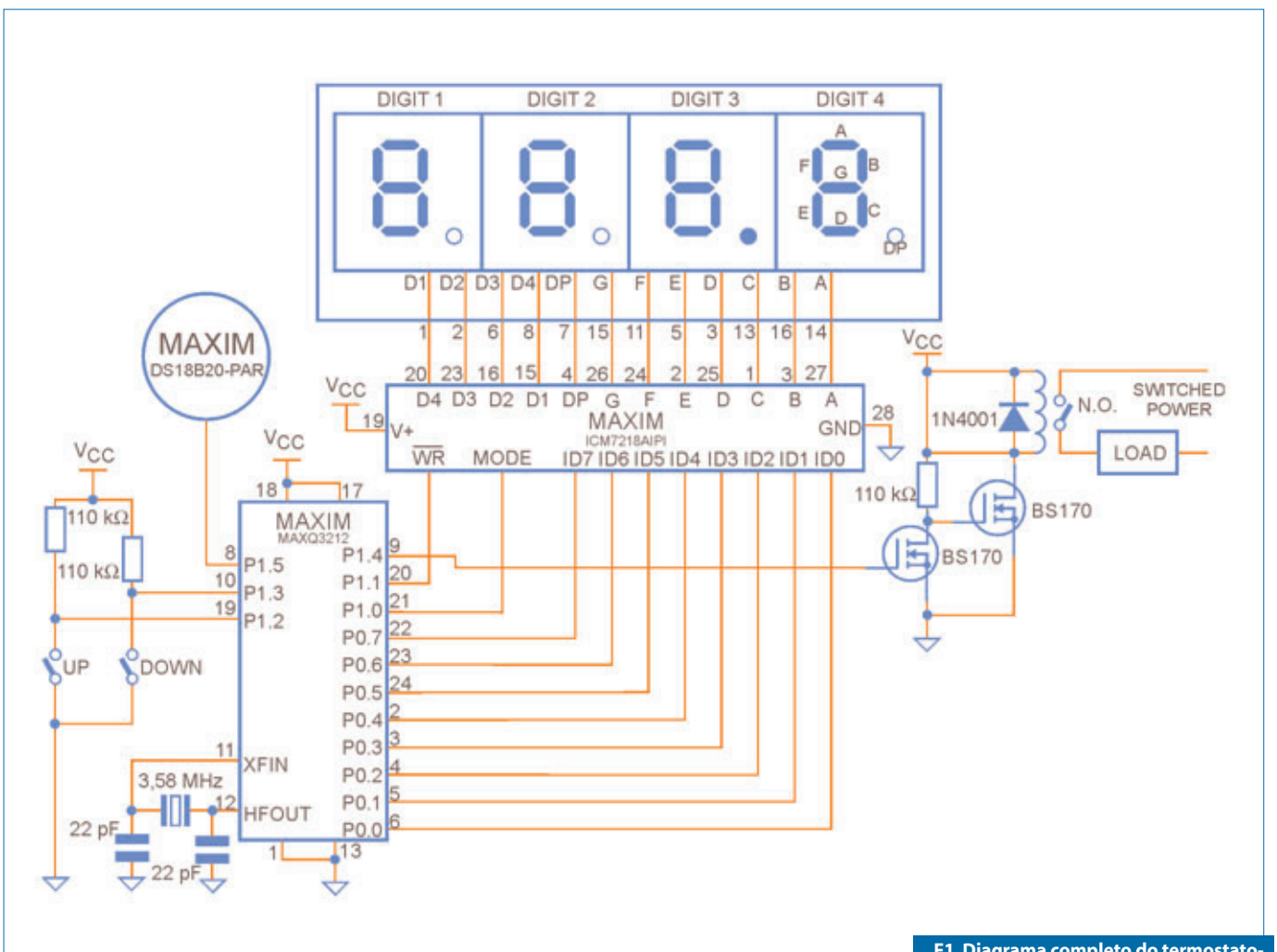
Totality SEMICONDUTORES
(11) 3933 9999 | contato@totality.com.br | www.totality.com.br

International IOR Rectifier
THE POWER MANAGEMENT LEADER

Termostato - Termômetro Digital com o MAXQ3212

*Baseados no Application Note 3965 da Maxim (**www.maxim-ic.com**) descrevemos a seguir o projeto de um termostato digital com um termômetro de quatro dígitos baseado no micricontrolador MAXQ3212. O circuito inclui ainda uma interface 1-wire. O leitor poderá obter mais informações sobre este projeto e também sobre o microcontrolador no site da Maxim*

Newton C. Braga



F1. Diagrama completo do termostato-termômetro com o MAXQ3212.

Regulagem e controle da temperatura são necessárias em uma infinidade de aplicações. Podemos citar o controle da temperatura ambiente, estufas, fornos de secagem, câmaras de refrigeração e muito mais. Com a utilização de microcontroladores, o desenvolvimento de projetos que atendam a este tipo de necessidade torna-se relativamente simples. O projeto que descrevemos é um exemplo, havendo inclusive um *kit* de avaliação para os leitores interessados.

O sistema em questão tem por finalidade medir a temperatura ambiente, a qual é comparada com uma referência dada pelo usuário, e em sua função ativar um relé se ela estiver abaixo do valor desejado. O sistema usa um *display de LEDs* de quatro dígitos para mostrar a temperatura e também para ajustar o valor da temperatura em que deve ocorrer o acionamento do relé.

O microcontrolador utilizado é o MAXQ3212, que tem por função operar como uma interface entre o sensor e os demais elementos do sistema.

Na **figura 1** temos o diagrama completo do termostato-termômetro com o microcontrolador indicado.

O interfaceamento do microcontrolador com o display de LEDs é feito através do circuito integrado ICM7218API. Este circuito pode excitar displays de até 8 dígitos, mas neste caso apenas quatro são utilizados. Na disposição empregada temos a precisão de 0,1ºC, ou seja, a indicação de temperatura com uma casa depois da vírgula (ponto decimal).

Este componente contém todos os elementos para excitação de displays de anodo comum, sem a necessidade de limitação externa de corrente.

O sistema possui inclusive um relé que é acionado se a temperatura cair abaixo do valor programado. Este relé eletromecânico comum possibilita o controle de dispositivos externos de alta potência ligados à rede de energia como, por exemplo, um aquecedor de ambiente. O relé empregado é do tipo de 5 A com 8 A de capacidade de contato, mas podem ser utilizados dispositivos equivalentes nesta aplicação, desde que estejam dentro dos limites de capacidade do FET usado como *driver*.

O sensor de temperatura é um DS18B20-PAR da Maxim que mede a temperatura ambiente. Este dispositivo tem uma precisão de +/- 0,5ºC na faixa que vai de -10ºC a +85ºC, mas o sistema é programado para atuar na faixa de +12º C a +38ºC, que é uma faixa razoável de temperaturas para um ambiente fechado.

Evidentemente, outras faixas de valores podem ser programadas. A resolução do dispositivo é selecionável entre 9 e 12 bits. O sensor utilizado tem uma interface 1-Wire, um sistema da Maxim que permite a utilização de um único pino de porta do microcontrolador. Para a aplicação indicada o código-fonte pode ser baixado do *site* da Maxim. Mais detalhes sobre o modo de programação e eventuais modificações para operação com mais de um sensor ou em outras faixas de temperatura podem ser obtidas na documentação original da Maxim. **E**

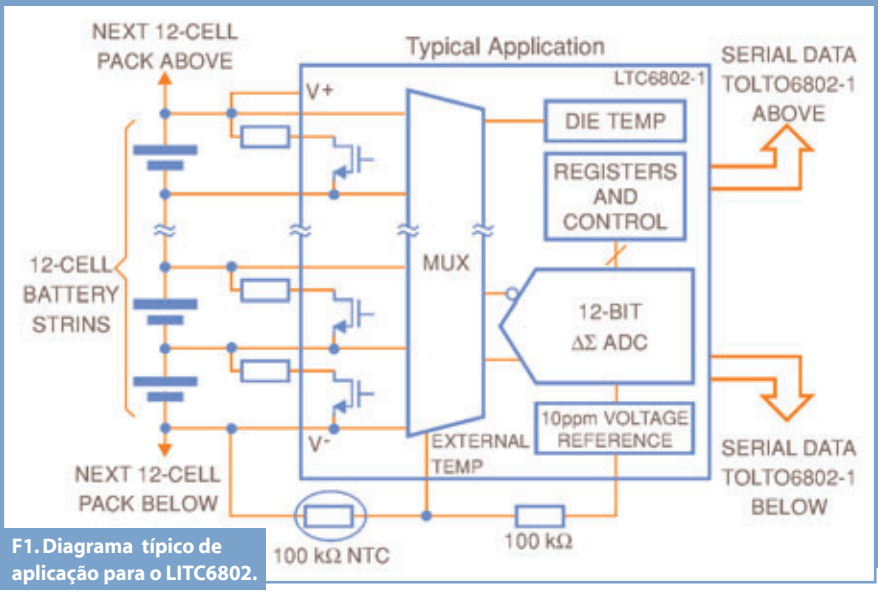
Monitor de banco de baterias

A A Linear Technology (**www.linear.com**) anunciou o lançamento do circuito integrado LTC6802, um monitor de bateria capaz de monitorar o estado de até 12 baterias individualmente. O dispositivo utiliza tecnologia que possibilita a integração de diversos LTC6802 em série com optoacopladores ou isoladores, para monitoramento de precisão de cada célula em bancos de baterias conectadas em série.

Este tipo de configuração de baterias é utilizada em aplicações de alta potência como veículos elétricos, *scooters*, carros de golfe, cadeiras de rodas, barcos, robôs, equipamento médico portátil e *nobrakes*.

Com densidade superior de energia, as baterias de Lítio-íon são escolhidas como fontes de energia para estas aplicações. No entanto, projetar um banco de baterias confiável é um problema complexo, uma vez que estas baterias são sensíveis a sobrecarga e sobredescarga, exgindo que cada célula do conjunto seja corretamente gerenciada. Com o LTC6802 isso é possível com tensões conjuntas até 1000 V.

O erro máximo total medido é garantido em menos de 0,255 na faixa de -40° C a +85° C e as tensões da célula são medidas em intervalos de 13 ms. Cada célula é monitorada para as condições de sobretensão e subtensão. Cada ITC6802 se comunica através de uma interface serial de 1 MHz e além disso inclui entradas para sensores de temperatura, linhas GPIO e uma referência de tensão precisa. Na **figura 1** temos um diagrama de aplicação típica do dispositivo.



F1. Diagrama típico de aplicação para o LITC6802.

Flash de LEDs Duplos para 1,2 A

O circuito integrado LM3553 da National Semiconductor ( ) consiste em um flasher de LEDs com capacidade de excitar dois LEDs com correntes até 1,2 A. O dispositivo, fornecido em invólucro SDF12A conforme mostra a **figura 1** também é compatível com interface I²C.

O componente opera num modo fixo de freqüência e corrente, como um conversor DC/DC elevador de tensão. Na saída ele possui dois terminais que drenam a corrente da carga formada pelos LEDs. Um ou mais LEDs pulsantes de alta corrente podem ser excitados em série, ou tanto num modo de alta corrente quanto de baixa corrente. Um modo de tensão fixa de saída também está disponível.

O LM3553 pode ser programado com 128 níveis diferentes de corrente e contém ainda um timer de 16 bits de programação da duração do pulso. A freqüência de comutação de 1,2 MHz permite o uso de capacitores pequenos. Destacamos ainda o pino TX, que força o circuito a um modo lanterna durante um evento de flash de modo a permitir a sincronização entre o amplificador e os modos Flash/Torch.

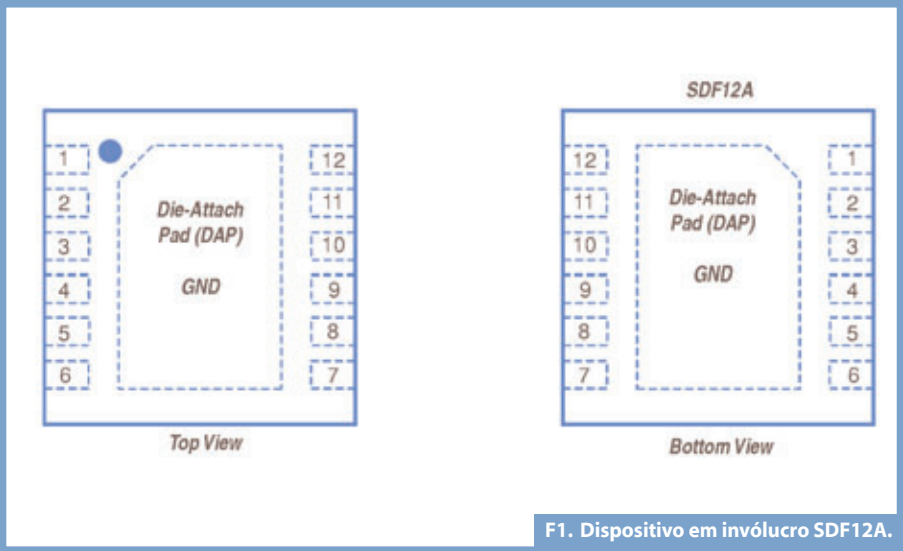
Dentre as aplicações sugeridas para este componente temos:

- Flash de câmeras em telefones celulares;
- Flashes de aplicações diversas;
- Acionamento de LEDs de iluminação de painéis de fundo.

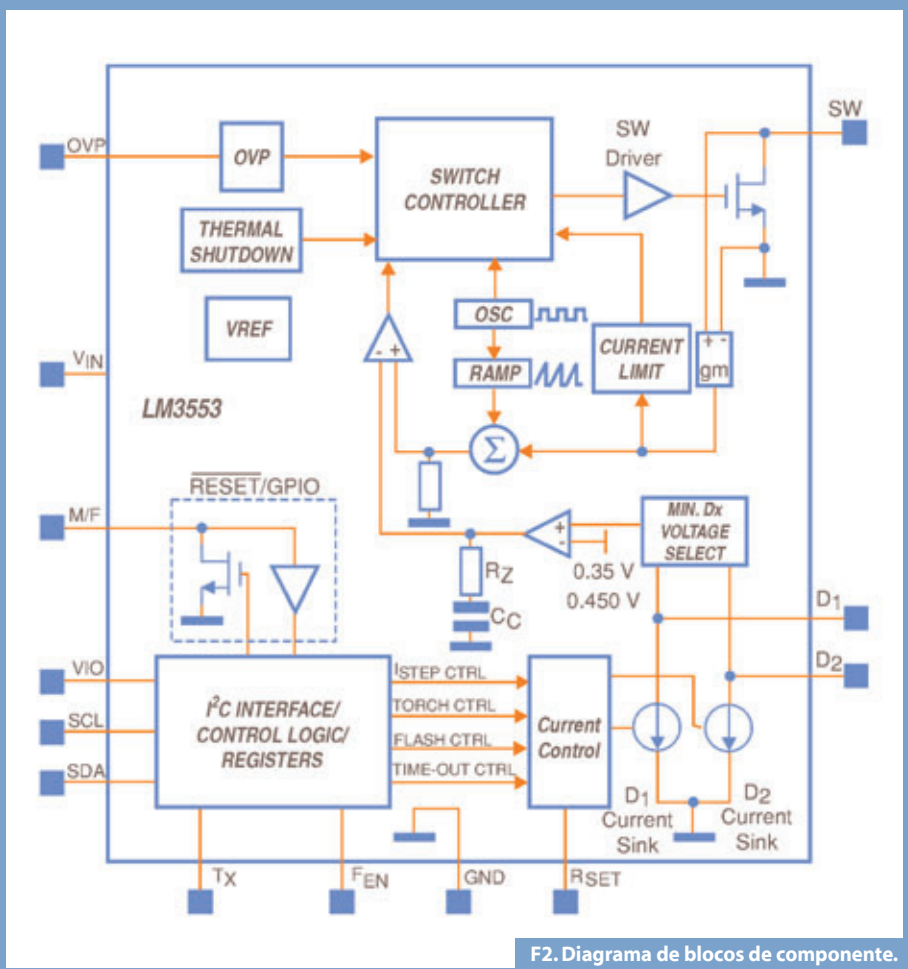
Na **figura 2** temos o diagrama de blocos do componente.

Dentre as principais características deste componente, destacamos as seguintes:

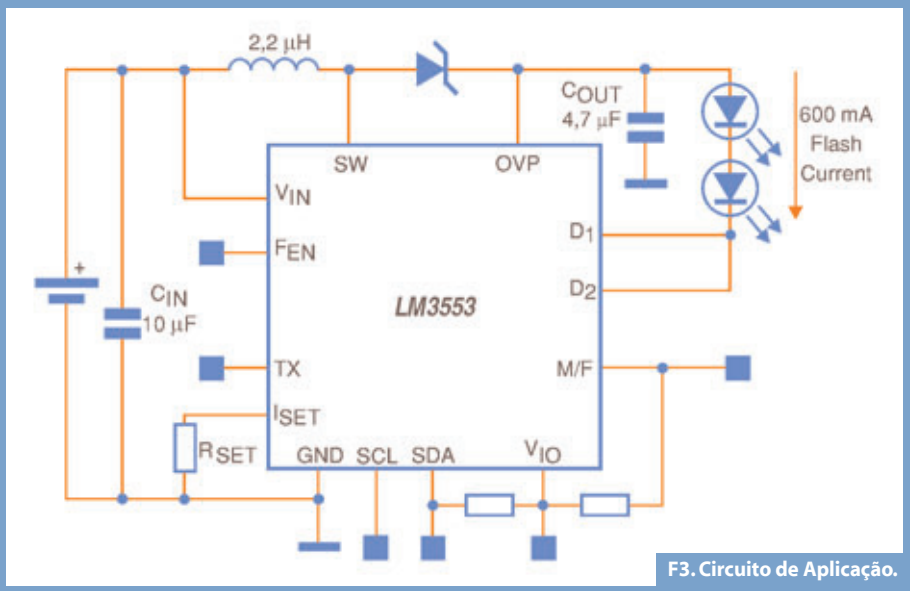
- Corrente programável até 1,2 A em 128 passos;
- 90% de eficiência de pico;
- Excita 2 LEDs em série com 1,2 A a partir de 5 V;
- Excita 2 LEDs em série com 600 mA a partir de 3 V;



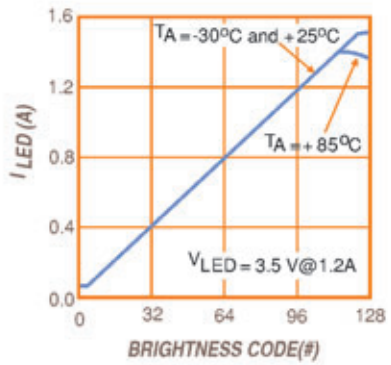
F1. Dispositivo em invólucro SDF12A.



F2. Diagrama de blocos de componente.



F3. Circuito de Aplicação.

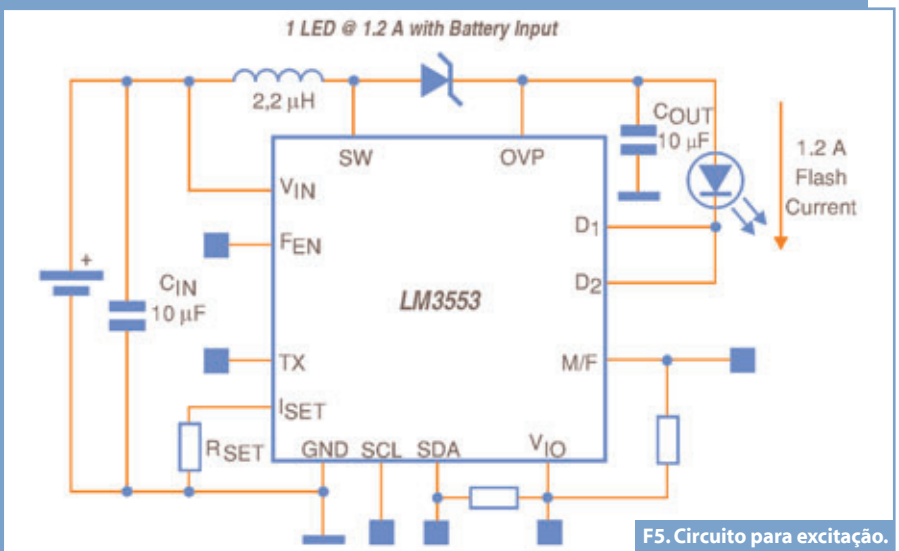


F4. Curva de Programação.

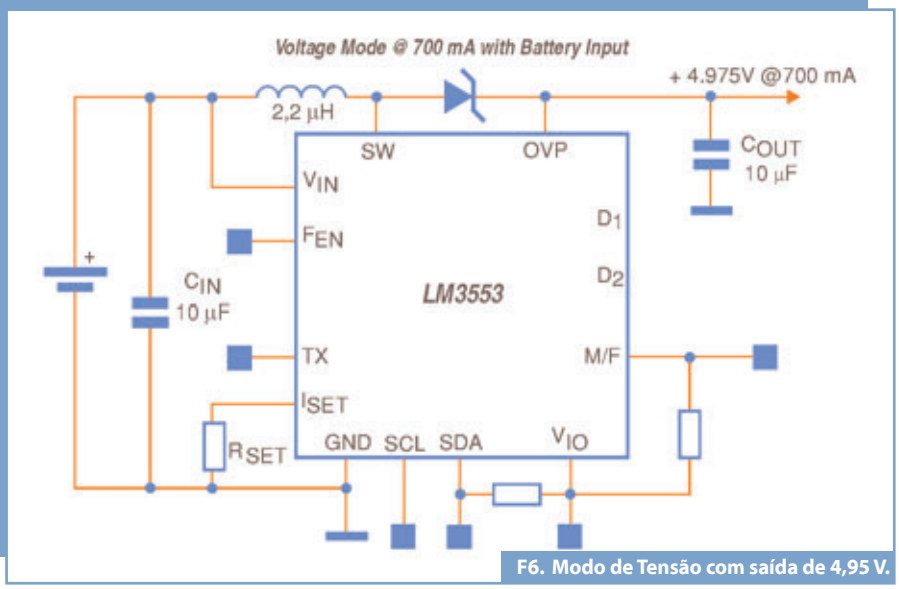
- Proteção contra sobretensão ajustável;
- Quatro modos de operação: lanterna, flash, indicador e modo de tensão (4,96 V);
- O LED é desligado no shutdown.

Na **figura 3** damos um primeiro circuito de aplicação.
Para alimentação com 3,3 V este circuito fornece uma corrente de 600 mA aos LEDs. Na **figura 4** vemos a curva de programação para os 128 passos de ajuste possíveis.

Na **figura 5** mostramos um circuito para excitação de 1 LED apenas no modo de tensão com uma corrente de 700 mA.
Temos finalmente, na figura 6, um circuito que opera no modo de tensão, com saída de 4,95 V, fornecendo uma corrente de 700 mA.
Mais informações sobre o uso deste componente o leitor pode baixar no próprio datasheet em formato PDF a partir do site da National Semiconductor. Uma placa de desenvolvimento também está disponível no mesmo site.



F5. Circuito para excitação.



F6. Modo de Tensão com saída de 4,95 V.

A4935 – Driver MOSFET Trifásico Automotivo

Lançado recentemente pela Allegro MicroSystems (**www.allegro.com**), o circuito integrado A4935 consiste num controlador trifásico para utilização com MOSFETs externos de canal N no controle de motores de uso automotivo.

O dispositivo possui um regulador interno do tipo bomba de cargas (*charge pump*), que fornece uma tensão maior que 10 V para o disparo de MOSFETs mesmo quando a tensão de alimentação cai para valores tão baixos como 7 V. A operação do circuito ainda continua eficiente com tensões de alimentação caindo para 5,5 V.

Um capacitor *bootstrap* é utilizado para proporcionar a tensão abaixo da tensão de bateria, necessária à excitação dos MOSFETs de potência de canal N. Uma bomba de carga interna para excitar o transistor do lado alto permite uma operação DC (100% de ciclo ativo).

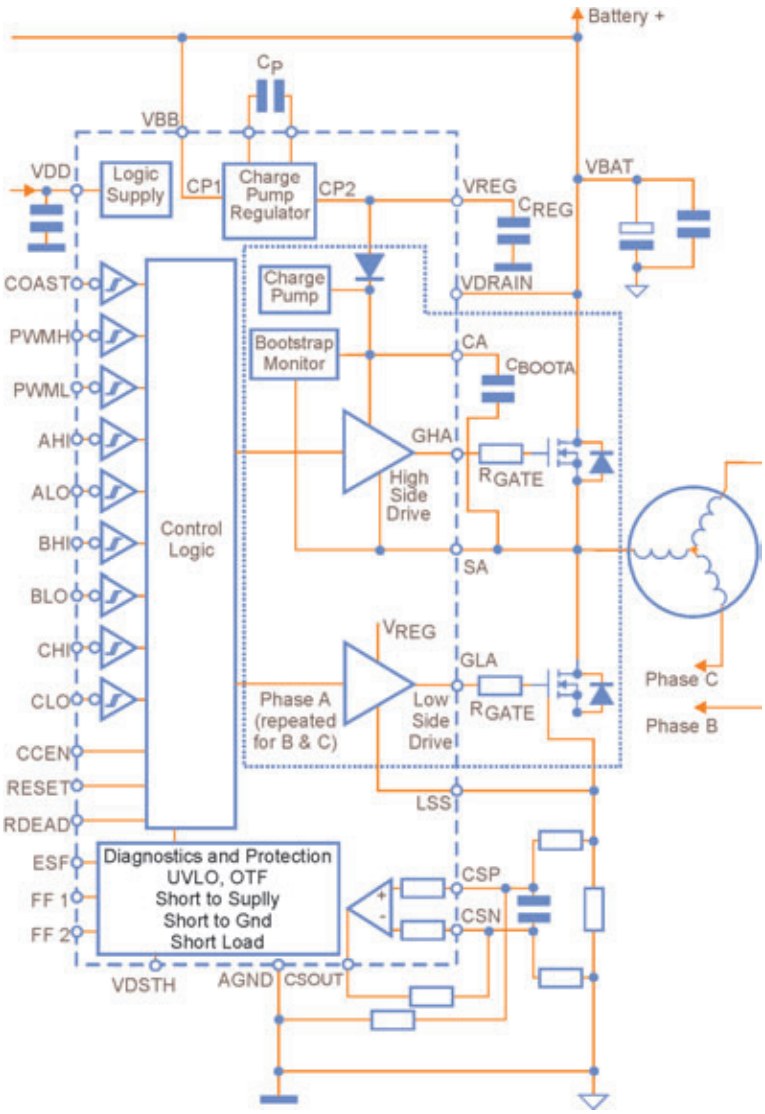
É fornecido um controle completo de todos os seis FETs de potência numa ponte trifásica permitindo que motores sejam excitados com bloco de comunicação, ou ainda excitação senoidal. Os FETs de potência são protegidos de comutação simutânea no mesmo ramo através de um controle cruzado e um tempo morto ajustado através de resistor.

A corrente da ponte pode ser medida utilizando-se um amplificador sensor de corrente integrado. Trata-se de um amplificador diferencial com uma faixa em modo comum abaixo do terra, o que permite que ele seja usado do lado baixo no sensoriamento de corrente. O ganho e o *offset* são determinados por um resistor externo.

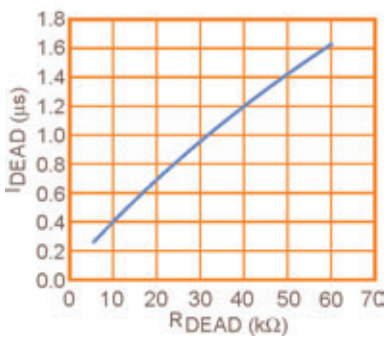
Na **figura 1** temos o diagrama de blocos deste componente e sua utilização típica.

A faixa de tensões de operação do dispositivo vai de 5,5 V a 50 V, com uma corrente quiescente típica de 10 mA. A tensão regulada característica de saída é de 13 V. A resistência típica do diodo boostrap é de 10 ohms e seu limite de corrente de 500 mA. O tempo de propagação (on-off é de 90 ns geralmente. Com 240 k ohms, o tempo morto será de 3,5 microssegundos.

Na **figura 2** temos a curva que mostra a dependência do tempo morto em função do resistor utilizado. O leitor pode obter mais informações sobre o uso deste componente no datasheet disponível no *site* da Allegro.



F1. Diagrama de blocos e aplicação típica.



F2. Dependência do tempo morto em função do resistor.

MICROCHIP

Chegaram os novos **LDOs** de alta tensão para aplicações automotivas da **Microchip**: o **MCP1790** e o **MCP1791**



Características principais:

- Reguladores LDOs de 30V com Módulo de Proteção Load-Dump de 43,5V
- 70 uA em modo sleep
- Ideal para aplicações Industriais e Automotivas
- Disponíveis com Funcionalidades de Desligamento (Shutdown) e Sinal Power-Good
- Disponível em versões SOT-223 e DDPAK, termicamente eficientes

Para saber mais acesse:

www.artimar.com.br/mcp179x

Representante Exclusivo

Artimar Since 1962

Fone (55) 11 3231-0277
saber@artimar.com.br

Consulte nossa rede de distribuidores autorizados:

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

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

The Microchip name and logo, PIC and PICmicro are registered trademarks and Microchip are trademarks of Microchip Technology Inc. in the U.S.A. and other countries. All other trademarks are property of their respective owners. ©2009 Microchip Technology Inc. All rights reserved

Sintetizadores Programáveis de Clock com saídas LVCMOS

Os circuitos integrados CDCE949 e CDCEL949 da Texas Instruments (**www.ti.com**) consistem em sintetizadores de clock PLL programáveis com características de alto desempenho e baixo custo. Estes componentes podem gerar até nove sinais de *clock* a partir de uma única freqüência de entrada. Cada saída pode ser programada no próprio sistema para qualquer freqüência de clock até 230 MHz, empregando para isso até 4 PLLs independentes configuráveis. Na **figura 1** temos o diagrama de blocos destes componentes e a sua pinagem.

O CDCx949 tem pinos de saídas separadas, Vddout, 1,8 V para o CDCEL949 e 2,5 V a 3,3 V para o CDCE949. A entrada aceita um cristal externo ou um sinal de *clock* LVCMOS.

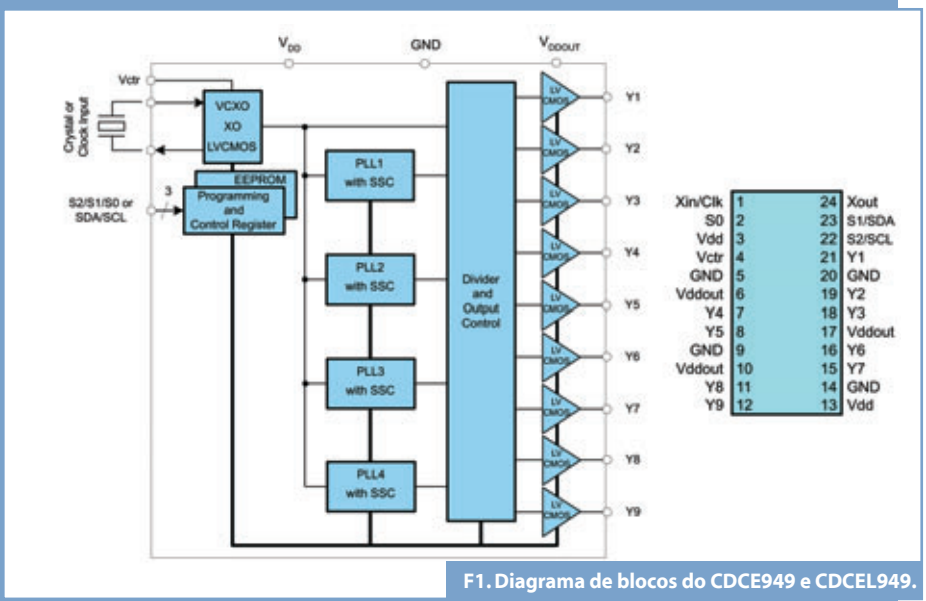
Se for utilizado um cristal externo, conta-se com um capacitor *on-chip* que é adequado para a maioria das aplicações. O valor deste componente pode ser programado entre 0 e 20 pF. Além disso temos um VCXO on-chip selecionável de modo a possibilitar a sincronização da freqüência de saída por um sinal externo de controle, ou seja, um sinal PWM. O dispositivo suporta programação de uma EEPROM não volátil para fácil customização em uma aplicação. Ele é préajustado para uma configuração *default*, a qual pode ser modificada conforme a aplicação. Na **figura 2** temos o diagrama funcional dos dispositivos desta série.

Outros dispositivos da mema série podem ser utilizados na mesma função, conforme mostra a tabela abaixo:

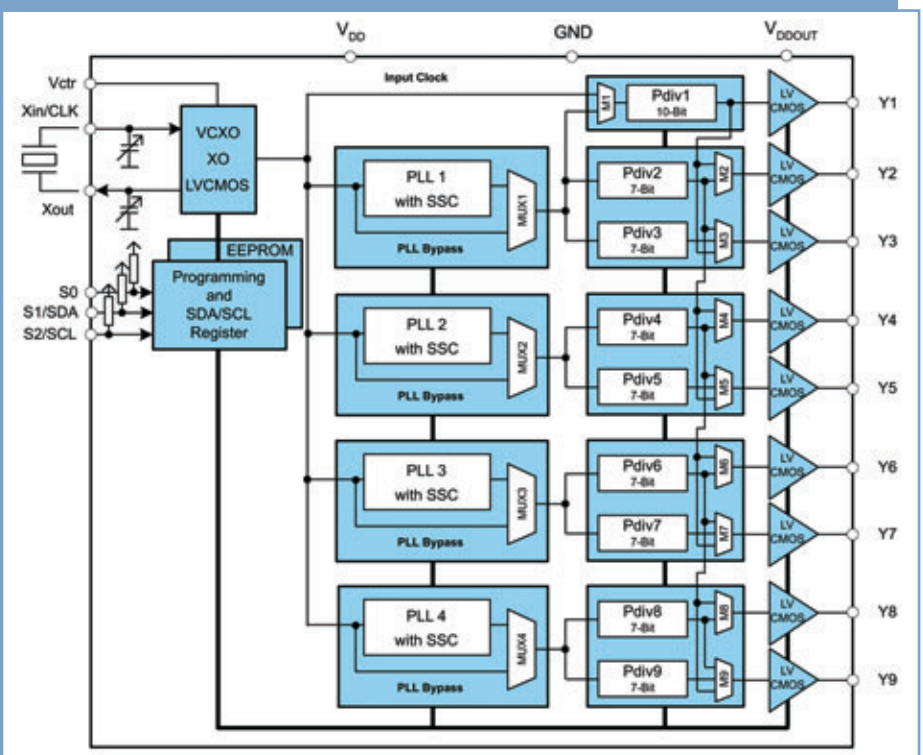
Tipo	# PLLs	Saída
CDCE949	4	2,5/3,3 V
CDCE937	3	2,5/3,3 V
CDCE925	2	2,5/3,3 V
CDCE913	1	2,5/3,3 V
CDCEL949	4	1,8 V
CDCEL937	3	1,8 V
CDCEL925	2	1,8 V
CDCEL913	1	1,8 V

Outras características importantes dos CDCE949 e CDCEL949 são:
Programabilidade de EEPROM no sistema;
Três entradas de controle configuráveis pelo usuário;
Gera sinais de alta precisão para aplicações em vídeo, áudio, USB, IEEE1394, RFID e gera sinais de clock de freqüências comuns utilizadas como a plataforma DaVinci, OMAP, DSPs;
Opera com Bluetooth, WLAN, Ethernet e GPS;
Cristal externo de 8 a 32 Mhz;
Cerne PLL de baixo ruído.

Mais informações podem ser obtidas no *site* da Texas Instruments.



F1. Diagrama de blocos do CDCE949 e CDCEL949.



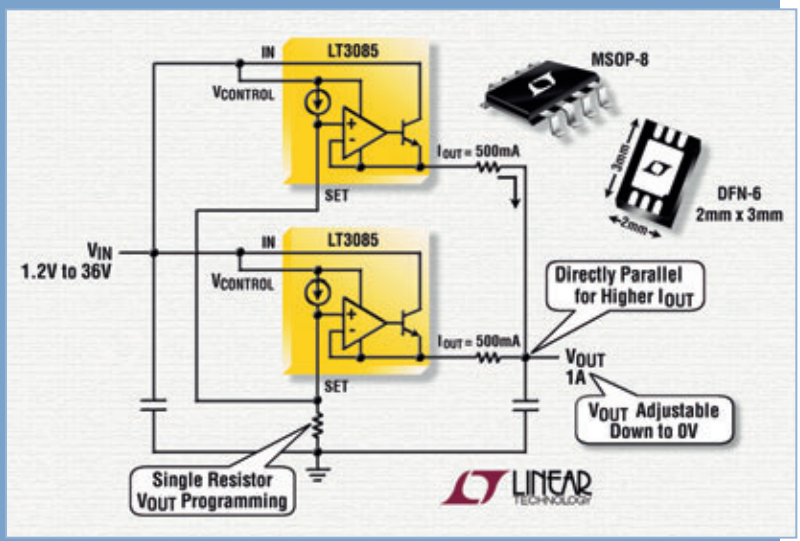
F2. Diagrama funcional dos geradores de clock da Texas Instruments.

LT3085 – LDO SMD da Linear

A Linear Technology **(www.linear.com)** lançou o LT3085, um LDO para 500 mA que pode ser ligado em paralelo para fornecer mais corrente. A nova geração de LDO NPN permite a associação em paralelo utilizando-se um simples resistor. Os dispositivos são ajustáveis até 0 V.
A nova arquitetura destes componentes usa uma referência de corrente em lugar de referência de tensão, como ocorre nos dispositivos equivalentes deste tipo. Com isso é possível dividir igualmente a corrente entre diversos reguladores simplesmente ligando seus pinos em paralelo. Um resistor em série para correta divisão é feito com um simples traçado na placa de circuito impresso.
A corrente de saída é de 500 mA e as tensões de entrada podem variar entre 1 a 36 V. A queda de tensão no regulador é de apenas 275 mV a plena carga. A tensão de saída é ajustável entre 0 e 35 V e a referência de corrente *on-chip* alcança uma precisão de +/- 1%. O dispositivo inclui ainda recursos de proteção.

O invólucro SMD DFN de 6 pinos e MSOP de 8 pinos podem dissipar 1 e 2 W respectivamente, sem a necessidade de dissipador de calor.
Destaques:

- Possibilidade de conexão em paralelo para maior capacidade de corrente;
- Queda de tensão de 275 mV
- Baixo ruído: 33 uVrms numa faixa de 100 kHz;
- Referência de corrente estável de 10 uA;
- Faixa de tensões de saída de 0 a 35 V;
- Faixa de tensões de entrada de 1,2 a 36 V;
- Corrente de saída: 0,5 A;
- Limitação térmica;
- Estável com capacitores cerâmicos, tântalo ou alumínio.



Vishay Amplia Linha de 140 CHR

A Vishay Intertechnology Inc. **(www.vishay.com)** de modo a atender as necessidades do mercado automotivo e de sistemas industriais, anunciou a ampliação de sua linha de capacitores de alumínio 140 CRH para montagem em superfície, a qual passa a oferecer valores de capacitâncias mais altos, assim como correntes de *ripple*.
Trata-se de uma série de capacitores eletrolíticos polarizados de alumínio com um eletrólito não sólido, sendo ideal para aplicações em filtragem, suavização de tensões, *bufferização* e desacoplamento de tensões, tanto em sistemas industriais como de uso automotivo que operem em temperaturas elevadas (até 125° C).

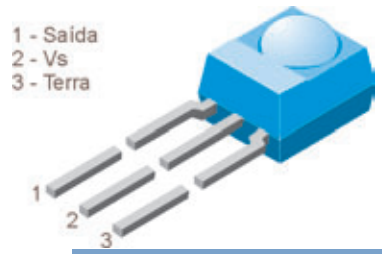
A faixa de valores de capacitâncias dos novos capacitores vai de 10 µF a 1 000 µF com tensões de trabalho de 6,3 V a 63 V, e uma elevada corrente de ripple - de 900 mA em 100 kHz/125° C. A ESR é de 90 mohms em 100 kHz.
Os capacitores estão disponíveis em cinco tamanhos de invólucros, de 8 mm x 8 mm x 10 mm até o maior (de 12,5 mm x 12,5 mm x 16 mm).
Para alta resistência a vibrações, os capacitores 140 CRH de 12,5 mm de diâmetro também estão disponíveis em versões de 4 pinos. Para os de 10 mm as versões de 4 pinos podem ser obtidas sob encomenda.
Os capacitores apresentam uma vida longa que chega a 3 000 horas com +125° C. Os dispositivos estão de acordo com as normas RoHS e são à prova de carga e descarga, assim não existe limitação de corrente de pico. Sua faixa de temperaturas de operação vai de -55° C a +125° C.



F1. Nova linha de capacitores de alumínio 140 CHR da Vishay.

TSOP22xx – Nova família de Sensores IR para Controle Remoto

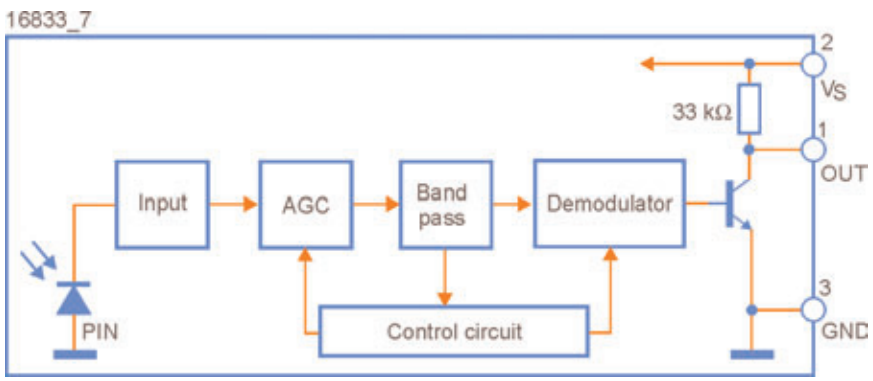
A Vishay Semiconductors (**www.vishay.com**) lançou uma nova família de módulos receptores de infravermelho para sistemas de controle remoto. Os novos componentes são todos fornecidos em invólucros com a pinagem exibida na **figura 1**.
Na **tabela** à direita temos os tipos com as freqüências correspondentes de portadora.



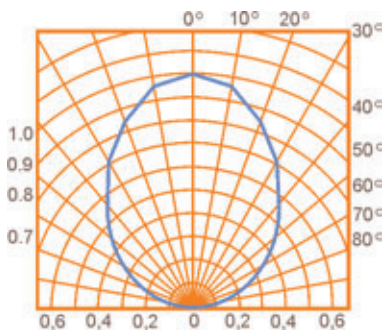
F1. Pinagem dos novos receptores infravermelhos (IR) da Vishay.

Os novos componentes operam com tensões de 2,7 V a 5,5 V e possuem recursos que os tornam imunes à luz ambiente. O fotodetector e o circuito amplificador estão integrados no mesmo invólucro, conforme podemos ver pelo diagrama de blocos da **figura 2**.
Na **figura 3** temos um circuito típico de aplicação onde os componentes R_1 e C_1 são opcionais, servindo apenas para melhorar o desempenho do sistema em condições mais rígidas, filtrando a tensão de alimentação, comum ao microcontrolador ou outro circuito de processamento dos sinais. Para aplicações comuns os valores típicos destes componentes são R_1 = 100 ohms e C_1 = 0,1 µF.
A tensão de saída não precisa ter uma carga à terra para menos de 1 V.

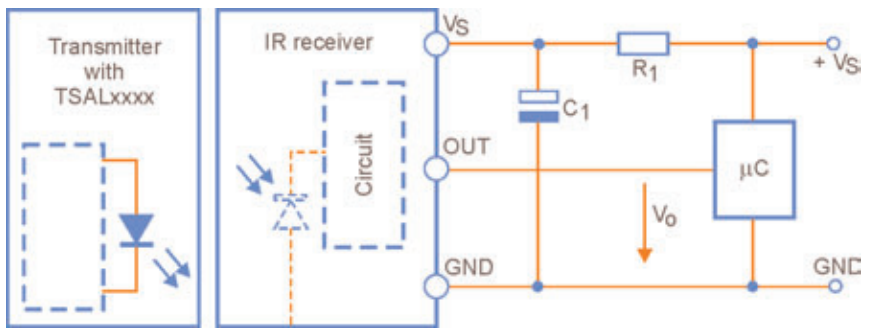
A carga capacitiva na saída deve ser menor do que 2 nF. Nesta aplicação, os sinais do receptor são aplicados diretamente a um microcontrolador. O alcance chega a 45 m e a corrente de saída, assim como a corrente de alimentação, são de 5 mA. Na **figura 4** mostramos um diagrama horizontal de diretividade do dispositivo.
Quando sinais são aplicados na entrada do dispositivo na presença de interferência, por exemplo, lâmpadas fluorescentes, sua sensibilidade diminui de modo a assegurar a integridade dos dados.



F2. Diagrama de blocos dos receptores infravermelhos.



F4. Diagrama de diretividade dos receptores IR TSOP22xx da Vishay.



F3. Circuito típico de aplicação.

30 kHz	TSOP2230
33 kHz	TSOP2233
36 kHz	TSOP2236
36,7 kHz	TSOP2237
38 kHz	TSOP2238
40 kHz	TSOP2240
56 kHz	TSOP2256

VENHA FAZER PARTE
DA REVOLUÇÃO DA ELETRÔNICA NO BRASIL!



TENHA ACESSO AO MELHOR
CONTEÚDO DA ÁREA DE ELETRÔNICA
PAGANDO R$ 48,00 / ano
(Apenas R$ 4,00 / mês)

www.sabereletronica.com.br

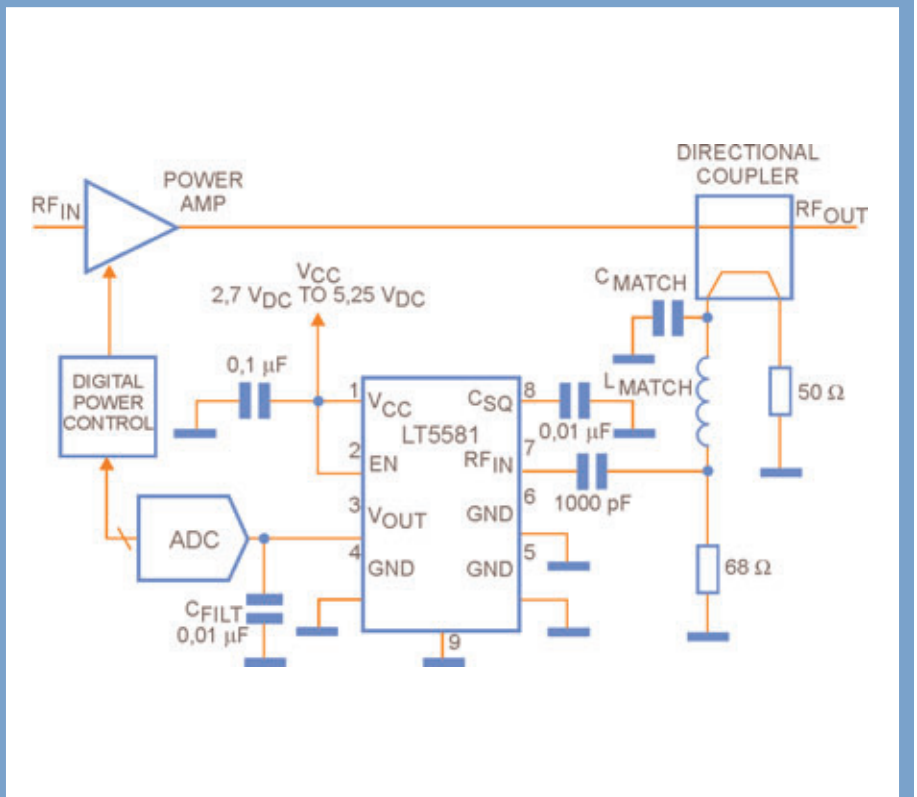
LT5581 – Detector de Potência RMS para 6 GHz

A Linear Technology (**www.linear.com**) lançou recentemente o LT5581, um circuito integrado de detector de potência RMS para 6 GHz, com uma faixa dinâmica de 40 dB. O dispositivo utiliza uma ténica propietária para medir potência de RF numa faixa de -34 dBm a +6 dBm em 2,1 GHz de sinais modulados, com um fator de crista tão alto como 12 dB. Na figura 1 temos uma aplicação típica deste circuito integrado.

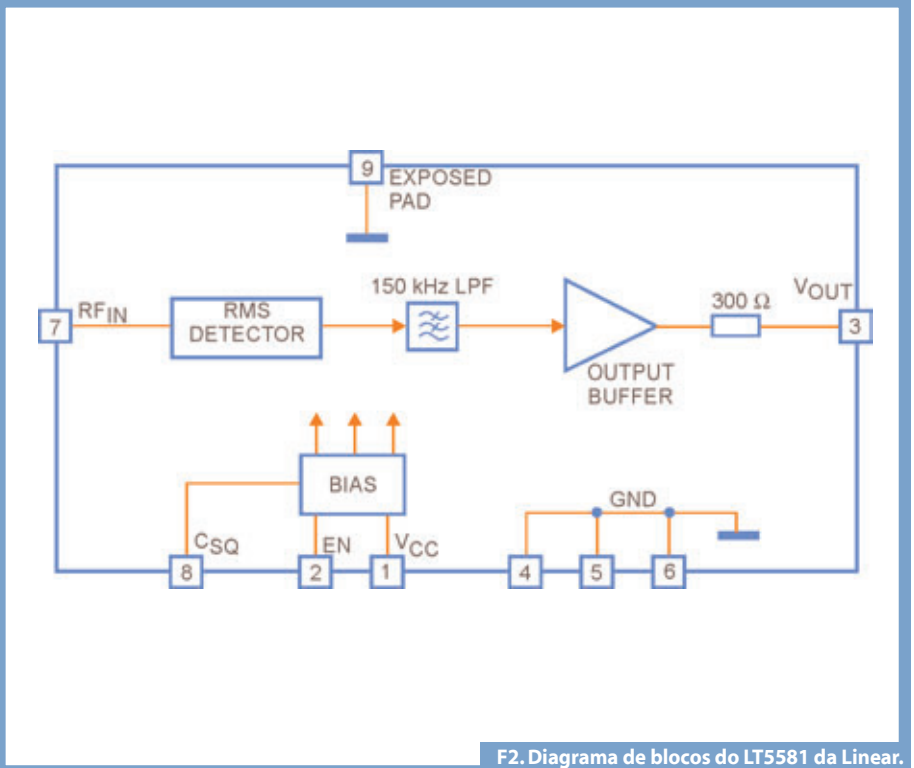
A saída do dispositivo é uma tensão contínua numa escala proporcional à potência do sinal de entrada em dBm. O LT558 é apropriado para medidas de precisão e controle numa amplça variedade padrões como o GSM/DGE, CDMA, CDMA2000, W-CDMA, TD-CDMA, UMTS, LTE e WIMAX. A saída final é lifada em série com um resistor de 300 ohms on-chip que possibilita uma filtragem do ripple da modulação com apenas um capacitor adicional.

Outras caractrísticas de destaque deste novo componente são sua tensão de alimentação até 5 V, sua baixa corrente de consumo, apenas 1,4 mA em 3,3 V e o tempo de resposta muito rápido de 1 us de subida e 8 us de caida. Na figura 2 temos o seu diagrama de blocos.

Os leitores interessados em mais informações sobre este componente, incluindo um circuito prático de aplicação podem baixa o data sheet completo diretamente do site da Linear Technology.



F1. Aplicação do LT558 em medida de potência entre 10MHz a 60 GHz.



F2. Diagrama de blocos do LT5581 da Linear.

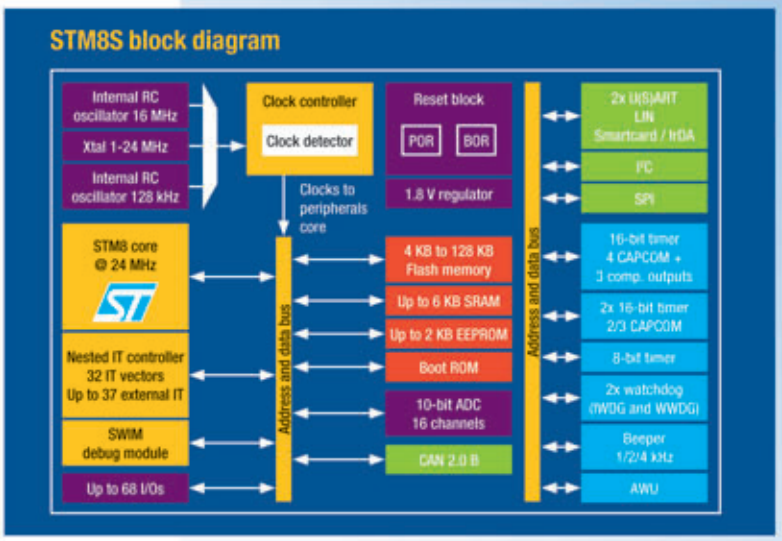
STM8S
Microcontroladores de 8 bits

STM8
Simply **smarter**



STM8S faz parte da nova plataforma de 8 bits, definida em conjunto com a consagrada linha STM32. Estas duas linhas serão os pilares do "roadmap"da ST em microcontroladores .

- - Core de alta performance até 20MIPS @ 24MHz.
- - Escalabilidade de 4KB a 128KB, 20 a 80 pinos.
- - Alimentação de 3V a 5,5V.
- - EEPROM e Oscilador RC interno de precisão .
- - Alta Confiabilidade e Robustez .
- - Adere a norma IEC 60335 Classe B.
- - Ambiente de Desenvolvimento amigavel e gratuito.



8-BIT MCU

www.st.com/stm8

Maiores informações: STMicroelectronics - e-mail: st.br@st.com Tel.: (11)3896 8000

Distribuidores: ALFAN (11) 3064 8216 - AVNET (11) 5079 2150 - FUTURE (19) 3737 4100 - INFORMAT (11) 3350 0200 - KARIMEX (11) 5189 1900 - ARROW BRASIL (11) 3613 9300

visite nosso site : www.st.com

Um golpe certeiro no alto consumo de energia com a tecnologia picoPower™!



A melhor opção em termos de desempenho em microcontroladores de baixo consumo

Desempenho e baixo consumo de energia são os pontos fortes no desenvolvimento com microcontroladores AVR®. O crescente uso de produtos eletrônicos alimentados por bateria e por linhas de sinal, faz do consumo de energia um critério muito importante nos projetos modernos. Para atender os rígidos requisitos dos microcontroladores modernos, a Atmel® reuniu na tecnologia picoPower, mais de dez anos de pesquisa e desenvolvimento em baixa potência.

Os microcontroladores tinyAVR®, megaAVR® e XMEGA® são capacitados pela tecnologia picoPower a alcançarem os mais baixos consumos de energia da indústria. Por que aceitar passivamente correntes na ordem de microamperes quando você pode ter nanoamperes? Com os microcontroladores Atmel os desenvolvedores podem obter um consumo tão baixo quanto 650 nA rodando um relógio de tempo real (RTC) e 100 nA em modo sleep. Combinado com diversas outras técnicas inovadoras, os microcontroladores picoPower ajudam você a reduzir o consumo de energia de suas aplicações sem comprometer o desempenho!

Visite nosso website para saber como a tecnologia picoPower pode ajudá-lo a reduzir o consumo de energia nos seus próximos projetos. Adicionalmente, registre-se para concorrer a um AVR design kit!

http://www.atmel.com/picopower/

© 2008 Atmel Corporation. All rights reserved. Atmel®, logo and Everywhere You Are® are registered trademarks of Atmel Corporation or its subsidiaries. Other terms and product names may be trademarks of others.

Everywhere You Are®