Ano 47 Nº 458
Europa € 3,90
Brasil R$14,90

www.sabereletronica.com.br

SABER ELETRÔNICA

http://twitter.com/editora_saber

Industrial

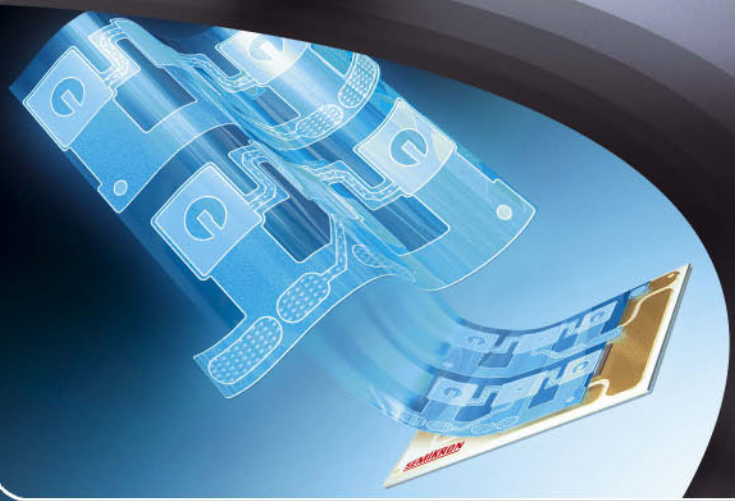
VHDL Lógica Programável

Aprenda a construir um chip dedicado



Sensores de efeito Hall

Sensoriamento de nível de líquidos



Evolução na Tecnologia de Encapsulamento

ISSN 0101-6717

O que são e para que servem os Comparadores de Janela?

Amplificadores Classe D: da teoria à prática

Radiofrequência: principais tecnologias de transmissão

Elevando tensões contínuas com conversores DC/DC

Texas Intruments e National Semiconductor

Fazendo **MAIS** Juntas

- **MAIS** projetos e desenvolvimentos
- **MAIS** produtos
- **MAIS** suporte
- **MAIS** capacidade de manufatura

MAIS para nossos clientes

Juntas somos parceiras comprometidas com voce, nosso cliente, reconhecendo que nosso sucesso depende do seu sucesso.



Texas Intruments www.ti.com/brasil
Distribuidores: Arrow (11)3613-9300;
Avnet (11) 5079-2150;
Farnell-Newark (11)4066-9400
e-mail: texas-suporte@ti.com - tel: (11) 5504-5133

Texas Instruments

A barra vermelha é marca registrada da Texas Instruments © 2011 Texas Instruments incorporated.

Editora Saber Ltda.
Diretor
Hélio Fittipaldi

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

Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi

Conselho Editorial
João Antonio Zuffo

Redação
Elizabete Rossi

Revisão Técnica
Eutíquio Lopez

Colaboradores
Augusto Einsfeld,
César Manieri,
Eutíquio Lopez,
Newton C. Braga,
Thomas Grasshoff

Designers
Carlos C. Tartaglioni,
Diego M. Gomes

Publicidade
Caroline Ferreira

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

Capa
Infineon e Semikron - Divulgação

Impressão
D'ARHTY Editora e Gráfica Ltda.

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

ASSINATURAS

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

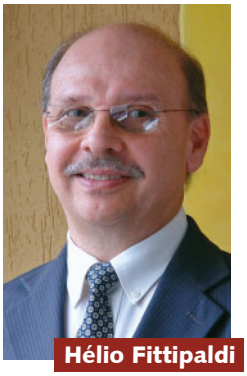
Edições anteriores (mediante disponibilidade de estoque), solicite pelo site ou pelo tel. 2095-5330, ao preço da última edição em banca.

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

Associada da:

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

O Brasil em 2012


Hélio Fittipaldi

O nosso Brasil, apesar de tudo o que acontece no mundo e da pesada conta que temos de pagar através de impostos para sustentar a retrógrada e ineficiente máquina pública, ainda consegue mostrar sinais de resiliência à crise.

Deveremos crescer menos em 2012, mas iremos crescer. Nosso papel é mostrar alguns caminhos e incentivar você que nos lê, a fazer a sua parte para que este Brasil maior venha a acontecer. Na edição anterior mostramos alguns números sobre nosso mercado, divulgado pelo setor de estatística da ABINEE, e pudemos sentir os sinais da desindustrialização, bradados aos quatro ventos, pelo seu presidente Humberto Barbatto.

Alguns setores sempre conseguem se sair melhor do que outros e podemos citar aqui o automobilístico, o de automação e o da área médica. Dados coletados pela ABIMO (Associação Brasileira da Indústria Médica e Odontológica, mostram que o setor fatura R$ 8.429.987.000 e é responsável por 103.840 empregos diretos e indiretos. O total de exportações corresponde a US$ 633.056.620 e as importações chegam a US$ 3.667.075.340.

Este mercado para a área eletrônica de equipamentos médicos e odontológicos marcou expressivo crescimento nos últimos 10 anos, aqui no Brasil. O SENAI-SP, sentindo a necessidade, criou em 2006 o Núcleo Odonto- Médico- Hospitalar na Escola SENAI Mariano Ferraz, instalada no bairro de Vila Leopoldina, na Capital. É a única unidade no país, na área de capacitação profissional para o segmento de manutenção de equipamentos biomédicos até hoje. Sua importância vem crescendo e grandes empresas como a GE Healthcare vêm firmando parcerias para dinamizar mais as atividades da escola e formar mais profissionais capacitados a prestar um bom trabalho. A eletrônica embutida (embedded) é outra que cresce muito, e no setor industrial tem um amplo campo para se desenvolver gerando inúmeros empregos. A automação no chão de fábrica ainda é um terreno pouco explorado no mundo, e aqui também. Assim, o futuro para aqueles que se atualizam com a realidade tecnológica é promissor e esperamos que você fique atento a isso.

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

Atendimento ao Leitor: atendimento@sabereletronica.com.br

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

índice



Tecnologias

12 Evolução na tecnologia de encapsulamento

16 Radiofrequência

21 Dissipadores de calor: Informações para cálculo e dimensionamento

Componentes

24 Como elevar tensões contínuas

Sensores

28 Sensoriamento de nível de líquidos usando sensores de efeito Hall

Circuitos Práticos

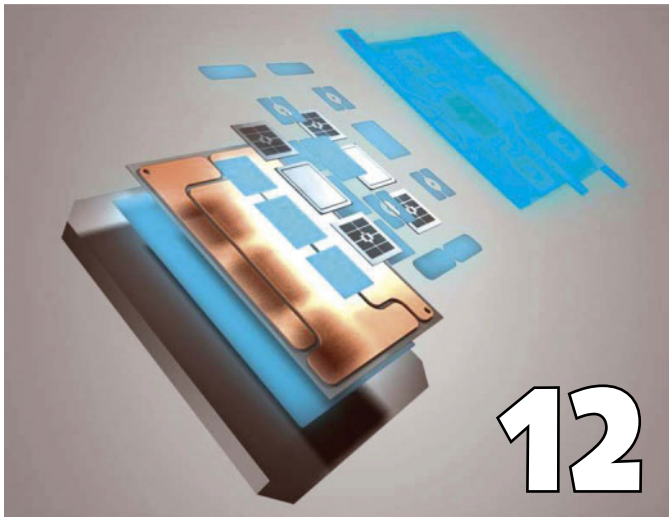
34 Conheça os comparadores de janela

Desenvolvimento

44 Amplificadores operacionais: novos e velhos conceitos

50 Amplificadores Classe D

56 Seleção de amplificadores: Circuitos Classe D

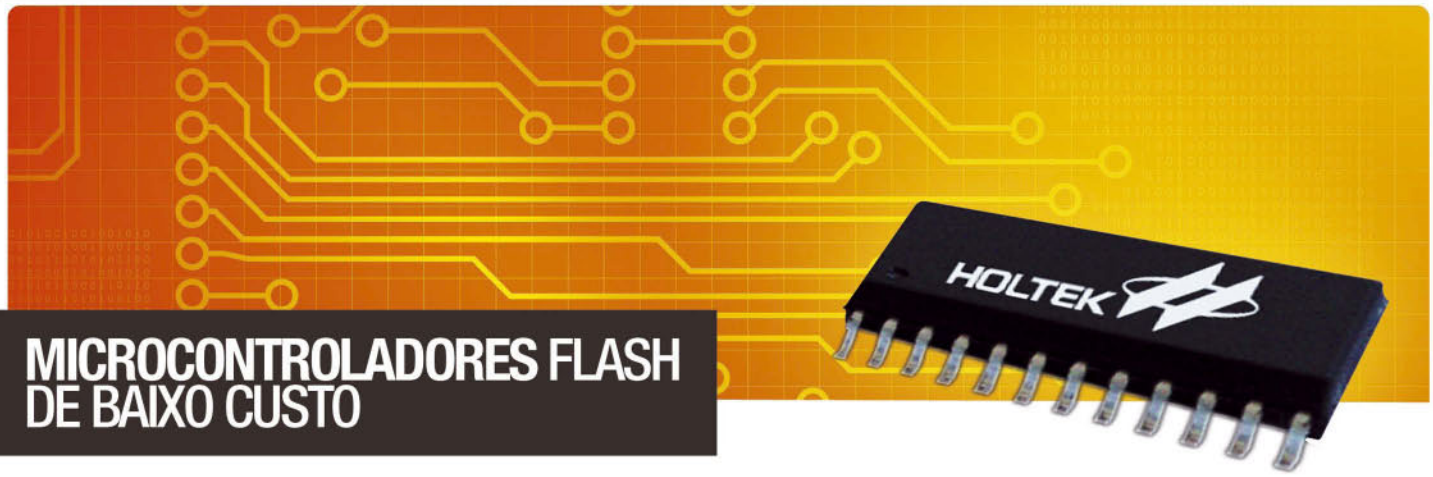


Editorial 03

Acontece 06

Índice de anunciantes

Cika 05
Samtec 09
Metaltex 11
Honneywell 15
Globtek 33
PUI 43
Tato 55
Nova Saber 59
Texas ..... Capa 2
National ..... Capa 3
Infineon ..... Capa 4



MICROCONTROLADORES FLASH DE BAIXO CUSTO

HOLTEK LANÇA NOVA SÉRIE HT66Fxx - HT68Fxx

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

CARACTERÍSTICAS:

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

HOLTEK

ANYTEK conectores

FORDATA FOR DATA DISPLAY

módulos RF WENSHING

GlobalSat Wired by Wireless

APLUS CI reprodutor de sons

FAGOR

SIMCom A company of SIM Tech

Visite o site da Holtek e conheça toda linha:

WWW.HOLTEK.COM

Cika Eletrônica

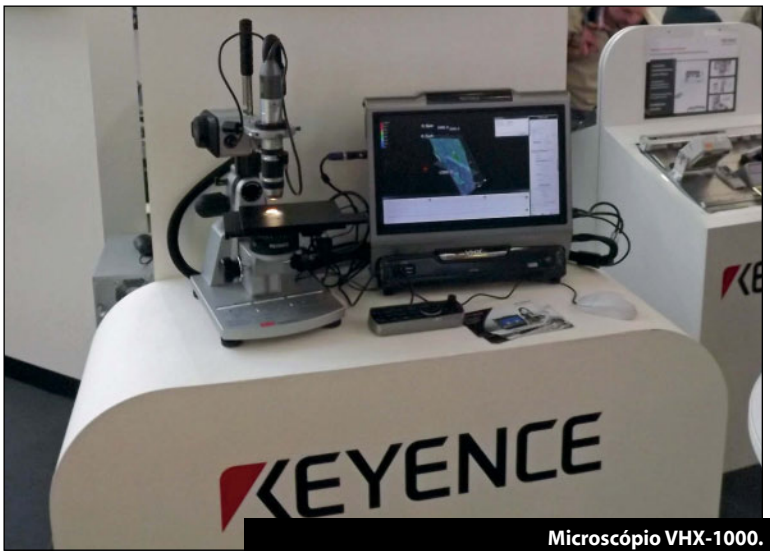
Seu Distribuidor de Componentes Eletrônicos

Tel.: 55 11 2693-6428 / Fax: 55 11 2693-8805

vendas@cikaeletronica.com

www.cikaeletronica.com

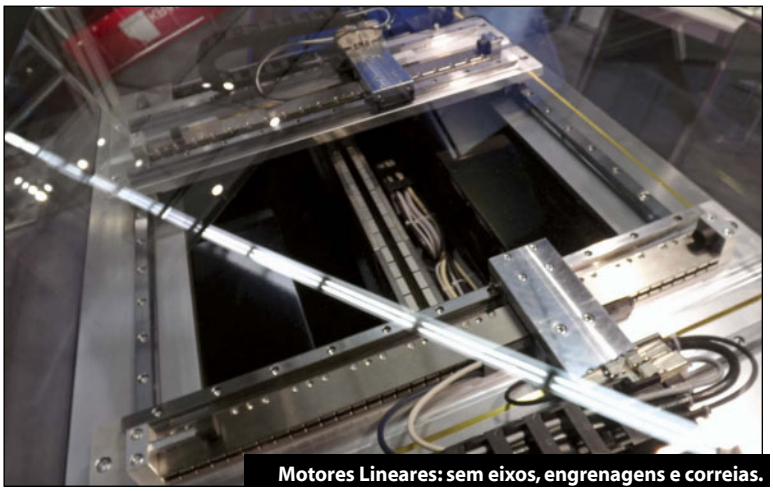
Cobertura da SPS/IPC/Drives



Microscópio VHX-1000.



Robô SCARA para linha de produção.


Motores Lineares: sem eixos, engrenagens e correias.

A revista Mecatrônica Atual fez a cobertura da feira SPS/IPC/Drives 2011. A convite da organização do evento, Daniel Appel foi a Nuremberg (Alemanha) e destaca os principais aspectos da feira.

Keyence

No estande da Keyence, a empresa deixou claro seu domínio da tecnologia óptica ao tornar o invisível em algo impressionantemente visível.

Sua câmera de ultra alta velocidade, com capacidade de registrar 230 mil quadros por segundo, permite analisar, com facilidade, fenômenos e operações de curtíssima duração, como todo o ciclo de um motor de combustão, em câmera lenta (veja o vídeo em nosso canal em **www.youtube.com/EditoraSaber**).

Para aqueles cuja necessidade não é a de enxergar pequenas escalas de tempo, mas sim pequenas dimensões, a empresa apresentou seus microscópios digitais 3D. Capaz de mapear o relevo de uma superfície microscópica em três dimensões, o VHX-1000 ainda registra imagens de 54 megapixels!

A Keyence é especialista em sistemas ópticos industriais, outras informações sobre seus produtos podem ser encontradas no site **www.keyence.com**.

Omron

A especialista em automação promoveu, dentre vários itens, sua linha SCARA de robôs industriais. Segundo a empresa os robôs são robustos e não têm correias e partes eletrônicas móveis. Além disso, podem ser programados facilmente utilizando uma biblioteca open source.

Motores lineares compactos

A CPC aproveitou a feira para lançar sua linha de motores lineares. Compactos e rápidos, têm bobinas sobrepostas para diminuir seu comprimento e corpo de resina Epoxi para diminuir o peso, aumentar a capacidade de aceleração e melhorar a precisão de posicionamento.

National Instruments

Com uma linha de produtos que se encaixa perfeitamente no perfil da feira, a National Instruments apresentou inúmeras soluções modulares de aquisição de dados, controle e monitoramento, câmeras para automação de linha de produção e componentes para redes wireless de sensores.

2011 em Nuremberg, Alemanha

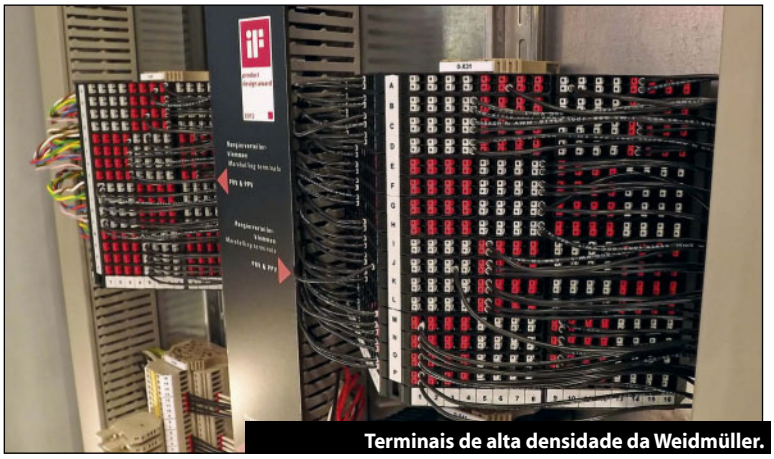
Weidmüller

A alemã Weidmüller tem uma linha completa de soluções para conectividade industrial, cabeamento, conectorização, conexão, identificação e roteamento de sinais. Seus produtos vão desde alicates de crimpar até soluções completas de infraestrutura de comunicação para parques de geração de energia eólica.

Com um portfólio tão grande, o estande da Weidmüller se destacava no pavilhão 9. Em exibição estavam interfaces de conexão para sensores e atuadores, ferramentas para cabeamento da linha stripax, relés para sistemas de segurança e placas de interface DCS, além do lançamento mais recente, os terminais de alta densidade do tipo PUSH IN.

Esses terminais são compactos e têm grande quantidade de conexões. Para remover um fio, basta utilizar uma chave de fenda pequena, ou até mesmo uma caneta, para soltar a trava e simplesmente puxá-lo. Inserir um fio é ainda mais fácil: é só inseri-lo no ponto desejado, que o terminal o travará no local automaticamente.

Segundo Arnd Schepmann, gerente de processo global da empresa, os novos terminais reduzem o tempo de manutenção e também o espaço requerido para a organização dos cabos, e são uma das grandes apostas da empresa no momento.



Terminais de alta densidade da Weidmüller.

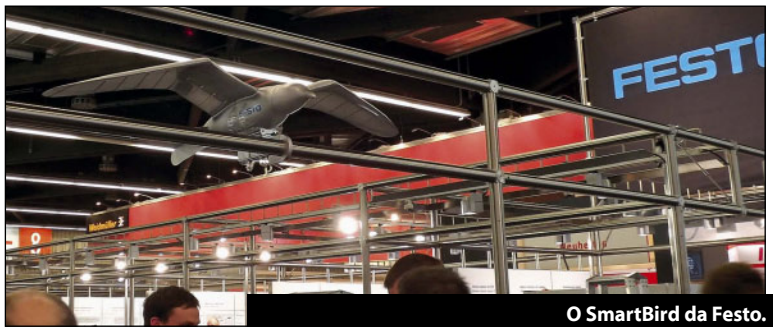
Rockwell Automation

Um dos itens apresentados pela Rockwell foi a nova série de controladores programáveis de automação Allen-Bradley ControlLogix 5570, com mais memória, mais velocidade e mais capacidade de processamento. Além disso, a empresa ainda anunciou a disponibilização de informações sobre mais de dez mil produtos no portal de dados EPLAN, para facilitar a vida dos clientes.

Festo

A também alemã Festo estava em casa. Seu estande exibia suas inúmeras soluções de acionamentos elétricos e pneumáticos, módulos Ethernet, CAN e soluções de I/O digital e analógico.

É claro que não seria um estande da Festo se não houvesse uma exibição de suas impressionantes tecnologias biônicas: o SmartBird voava sobre o estande enquanto os engenheiros explicavam seu funcionamento. Segundo a empresa, o estudo desse tipo de tecnologia permite criar soluções mais simples e eficientes para automação.



O SmartBird da Festo.



O estudo da natureza possibilita o desenvolvimento de soluções mais simples e eficientes.

Altus é a única brasileira
expondo na Alemanha

Em meio a muitas multinacionais presentes na gigantesca SPS/IPC/Drives 2011, é claro que encontraríamos pelo menos uma empresa brasileira. A Altus de São Leopoldo no Rio Grande do Sul, com estande próprio, exibindo duas linhas de produtos: o CLP Duo e o novíssimo Nexto.

Com cerca de dois anos de mercado, os CLPs da série DUO oferecem controle e supervisão de processos em um único produto. Equipado com um processador ARM7, conta com 42 portas de I/O digitais e analógicas (com resolução de 12 bits), duas portas seriais que suportam tanto MODBUS RTU quanto qualquer protocolo desenvolvido para a aplicação.

Um diferencial interessante é que o software de desenvolvimento é de download livre, não é necessário nenhum tipo de registro ou licença. Disponível em Português, Espanhol e Inglês, ele conta com recursos de simulação e suporta seis linguagens de programação diferentes, sendo possível até usar mais de uma na mesma aplicação:

- Ladder Diagrams;
- Structure Text;
- Instruction List;
- Function Block Diagram;
- Sequential Function Charts;
- Continuous Function Chart.

Já a linha Nexto é a grande novidade. O mais recente lançamento da empresa, trata-se de uma avançada plataforma de automação destinada a sistemas industriais complexos, capaz de operar de forma distribuída e redundante.

Baseada na arquitetura PowerPC (RISC 32 bits), a CPU Nexto é veloz, capaz de executar 145 mil instruções booleanas por milissegundo. Ela dá suporte para vários níveis de redundância: CPU, fonte, barramento e rede, tudo com capacidade de Hot Swap para minimizar o tempo de manutenção.



Francine Smialowski e Tiago Meirelles, Coordenador de Marketing de Produtos da Altus Sistema de Informática, única empresa brasileira na SPS/IPC/Drives 2011.

Um dos focos da linha Nexto é na facilidade de manutenção. Os módulos de I/O suportam Hot-Swap e têm bornes destacáveis, o que torna desnecessário fixar cada fio separadamente em caso de substituição. Basta desconectar o conjunto de bornes inteiro e conectá-lo ao novo módulo.

O sistema também é capaz de armazenar em cartões SD documentação em vários formatos, como PDF, Excel, Word e AutoCAD, tudo para facilitar na resolução de problemas inesperados.

Além disso, cada módulo têm uma tecla de diagnóstico que auxilia na busca por problemas como curto-circuitos nas saídas, e também de comunicação.

Mesmo com o pouco tempo de mercado, a linha Nexto já faz parte da vida dos brasileiros: é ela que controlará os processos nas dez primeiras plataformas para exploração do pré-sal construídas pela Petrobras.

Situada em São Leopoldo, no Rio Grande do Sul, a Altus conta com desenvolvimento e produção nacional, pré-requisitos importantes para a Petrobras, e já automatizou várias das plataformas de petróleo. A empresa está com grandes expectativas para as próximas licitações.

A Altus tem forte presença no mercado brasileiro e latino-americano, mas também atende o restante do mundo. A empresa está à procura de representantes e distribuidores em outros mercados, e está aberta a contatos de interessados.

VARIEDADE.
VERSATILIDADE.
VELOCIDADE.

PRODUTO

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

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

ATENDIMENTO

WORLD DIRECT

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

SUDDEN samtec SAMPLE

SOLUTIONATOR®
DESIGN IN A MINUTE • SHIP IN A WEEK



www.samtec.com

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

A TI lança Drivers MOSFET duplos de 4 A e 5 A para Fontes de Alimentação de Servidores e/ou Telecom

A Texas Instruments Inc. acaba de aumentar seu portfólio de drivers MOSFET com a introdução de três novos componentes duplos, que vão melhorar o rendimento e a confiabilidade de fontes de alimentação de potência.

O 1º driver MOSFET, high side/low side, para 120 V

Os componentes industriais UCC27210 e UCC27211 são os primeiros drivers MOSFET duplos para 120 V de *boot*, que são capazes de fornecer corrente de saída até 4 A (com versões de entrada TTL ou Pseudo – CMOS) capaz de controlar ambos os lados (high e low) de FETs – canal N e, ao mesmo tempo, manter uma imunidade DC de - 10 V sobre suas entradas.

Seus resistores pull-up e pull-down com valores de 0,9 ohms também minimizam as perdas de chaveamento durante as transições do MOSFET (Plateau Miller).

Eles aceitam múltiplas topologias de potência de alta frequência (pontes de meia onda e/ou onda completa) com um atraso de propagação extremamente pequeno, da ordem de 18 nanossegundos. Suas características combinadas aumentam o rendimento e melhoram a confiabilidade dos projetos de fontes de alimentação industriais para servidores e/ou telecom, que exijam requisitos com 100 V de "surge".

Controlando rapidamente correntes mais elevadas

Foi lançado também o Duplo Driver, low side, de 5 A, com tamanho padrão industrial SOIC de 8 pinos e encapsulamento PDIP), o mais rápido da indústria, para retificadores síncronos com MOSFET e chaves de potência com IGBT. O componente UCC27524 apresenta baixa distorção de pulsos e alta eficiência com um rápido atraso de propagação (12 ns), um tempo de subida de 6 ns, e com um atraso associado na saída de 1 ns (entre os dois canais). O driver, que funciona com tensões entre 4,5 e 18 V, é flexível o suficiente para combinar ambas saídas de modo a controlar aplicações de até 10 A, por exemplo em sistemas de controle de motores.

Para mais informações, acesse **www.ti.com/ucc27210-pr** ou **www.ti.com/ucc27524-pr**.

Accelerate Oil&Gas reunirá no Rio investidores da cadeia de óleo e gás

Com o objetivo de potencializar as reais oportunidades de negócio no setor de óleo e gás e sua vasta cadeia de empreendimentos, com as descobertas feitas na Bacia de Campos, será realizado nos dias 15 e 16 de maio, no Sofitel Hotel, na Praia de Copacabana, no Rio de Janeiro, o Accelerate Oil&Gas Expo-Forum 2012.

O evento promovido pela Faircount conta com o apoio da ABINEE, além de entidades representativas como Abimaq, Sinaval, ABDIB, CE-EPC, ABCE, ONIP, Abitam, Instituto do Aço Brasil, ABTTC. O Governo do Estado do Rio de Janeiro é um parceiro institucional chave do evento o qual realizará palestra de boas-vindas juntamente com os representantes das maiores empresas do mercado de óleo e gás, a exemplo de Petrobras, GE Oil&Gas, Statoil, HRT além de autoridades de órgãos reguladores como ANP e IBP.

Outras participações exclusivas serão a do Ministério da Energia, do Meio-Ambiente e também do Conselho Mundial do Petróleo. O Accelerate Oil&Gas está sendo largamente promovido no exterior e a organização do evento espera receber um número elevado de executivos estrangeiros. Aberdeen City Council, localizada na Escócia, confirmou a vinda de uma delegação de executivos do setor, assim como autoridades americanas.

Para os organizadores e seus parceiros, o principal diferencial deste fórum em termos de ferramentas será o programa Meeting Manager, basicamente pautado nas reuniões pré-agendadas que serão estabelecidas de forma pessoal e através do processo digital (software).

A Accelerate Oil&Gas oferece às empresas associadas da ABINEE 15% de desconto no preço final ao realizar o registro online.

ST Microelectronics obtém a certificação MoCA para CI de set- top boxes

Utilizando o atual cabeamento coaxial padrão, o decodificador de vídeo de alta definição STi7108M, compatível com MoCA 1.1, suporta o compartilhamento de conteúdo e serviços sem a necessidade de novos fios

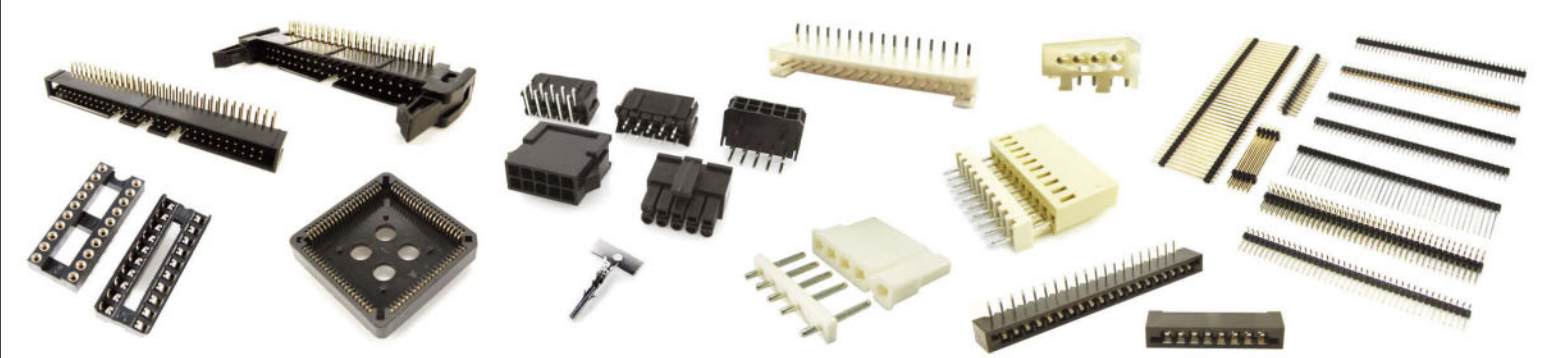
A ST Microelectronics obteve a certificação MoCA® 1.1 para seu decodificador STi7108M de alta performance, permitindo que os *set-top boxes HD* ou os gravadores de vídeo digital (DVR) compartilhem facilmente conteúdo e serviços dentro das residências.

O padrão MoCA (*Multimedia over Coax Alliance*) para redes domésticas de entretenimento usa os cabos coaxiais existentes para distribuir conteúdos que necessitam de banda larga, como *streaming* de vídeo HD, jogos, acesso a Internet e serviços *Over The Top* (OTT) para todas as dependências das residências. Proporcionando alta velocidade e qualidade de serviço (QoS) para streaming sem interrupções, o MoCA provê uma solução conveniente para residências, pequenos prédios e locais comerciais como hotéis.

Set-top boxes utilizando o STi7108M certificado pela MoCA podem ser incluídas em uma rede doméstica simplesmente através de uma tomada de cabo coaxial. Como um chip *high-end*, o STi7108M oferece funções avançadas, tais como duplo processamento para aplicações com capacidade de TV 3D, um processador gráfico ARM® de alta performance capaz de dar suporte a jogos em 3D e avançados guias de programação, além de processamento de vídeo Faroudja™ da ST, que maximiza a qualidade das imagens exibidas. Com esses recursos, o dispositivo faz o melhor uso da conectividade confiável e de alta largura de banda da MoCA para oferecer experiências arrebatadoras e estimulantes aos usuários.

Principais recursos do Sti7108M:

- CPU Dual ST40-300 (desempenho de processamento total do host de 4000 DMIPS);
- Unidade de processamento gráfico ARM® Mali-400™ com certificação MoCA 1.1 banda D (certificada), E, F sob demanda;
- Cinco MoCA QoS queues (PQoS, high, medium, low, broadcast).

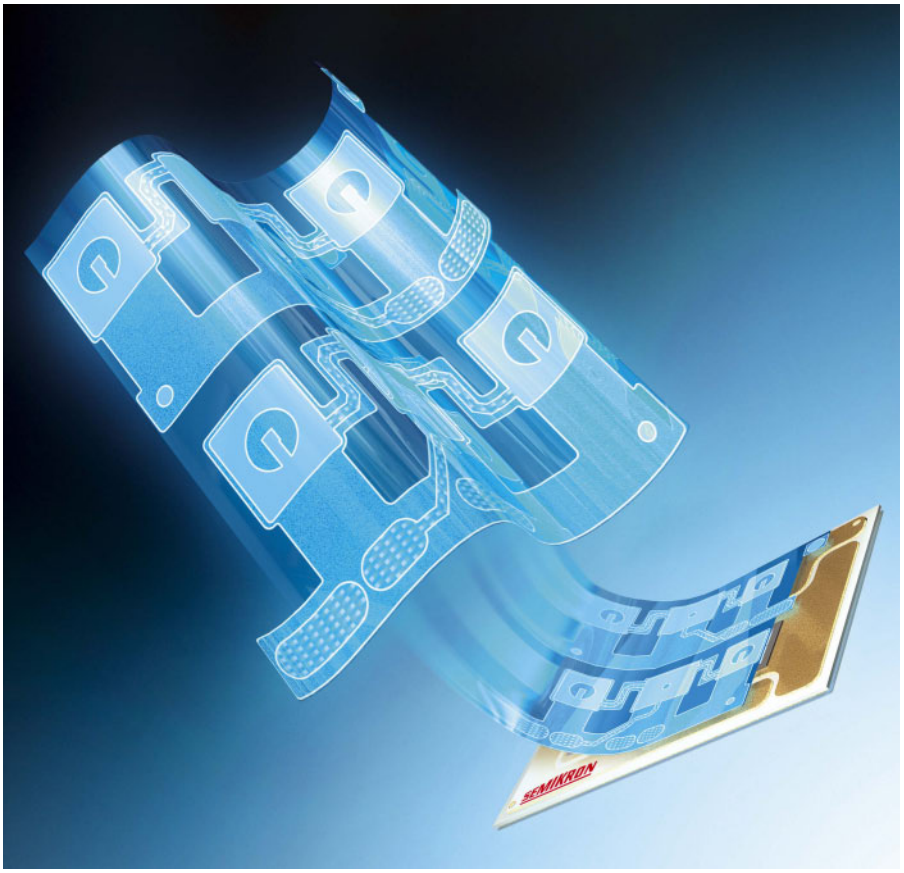
SOLUÇÕES COMPACTAS
PARA DIVERSAS APLICAÇÕES
Além de líder no segmento de componentes eletromecânicos, a Metaltex conta com os diferenciais:
• Entrega imediata
• Ampla rede de distribuição
• Suporte da Engenharia de Aplicações
METALTEX
desde 1958
Conectores para PCI e cabo

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

Evolução na Tecnologia de Encapsulamento

Novo conceito em eletrônica de potência

A eletrônica de potência está tornando-se extremamente importante quando relacionada aos maiores problemas no mundo hoje, seja estes, energias regenerativas, e-mobilidade ou economia de energia. A fim de explorar estes mercados, inovações são necessárias, uma vez que mercados diferenciados têm necessidades diferenciadas que pedem por soluções que vão além dos padrões industriais aceitos nos anos 90

Thomas Grasshoff
Chefe Internacional de Engenharia de Produto na Semikron



Empresas de inovação se esforçam para detectar início de tendências e trazer respostas tecnológicas apropriadas. A pasta térmica e soldagem de fios (*wire bounding*) são os moribundos "restos" de módulos industriais e agora estão sendo substituídas por camadas sinterizadas altamente confiáveis e placas flexíveis para aplicações específicas.

O novo foco global sobre a Política Ambiental e a crescente consciência ambiental no comportamento do consumidor tratando-se da escolha de fontes de energia, emprestou grande significância aos componentes eletrônicos de potência como possíveis meios de conversão e controle de energia.

Produtos e aplicações estão sendo otimizados, no que diz respeito à eficiência, confiabilidade e tamanho. Componentes Eletrônicos de Potência são matéria-primas para a mobilidade futura baseada em tecnologias híbridas e veículos elétricos, além de personagem principal na luta contra as crescentes emissões e escassez de recursos. Com o objetivo de atender as exigências desses mercados e melhorar a aceitação geral, novos desenvolvimentos na área de

componentes eletrônicos de potência são indispensáveis. Particularmente importante neste contexto é a implementação de densidade de potência mais elevada, volume reduzido e também melhorias de confiabilidade.

Fabricantes de componentes eletrônicos de potência são confrontados com o desafio de atender essas exigências conflitantes. Além do mais, potência elevada também é acompanhada por problemas significativos, tais como, conexões paralelas e gerenciamento térmico. Tecnologia futura de Eletrônicos de potência, mercados renováveis em crescimento, e também o mercado de veículos elétricos beneficiam duas áreas.

Em primeiro lugar, semicondutores de potência são necessários para conversão em geração de energia, por exemplo, em conversores de energia eólica. Em segundo, semicondutores de potência são elementos essenciais para conversores com velocidade variável, o que significa que estes são a chave para a utilização eficiente de energia.

Confiável e com baixo custo

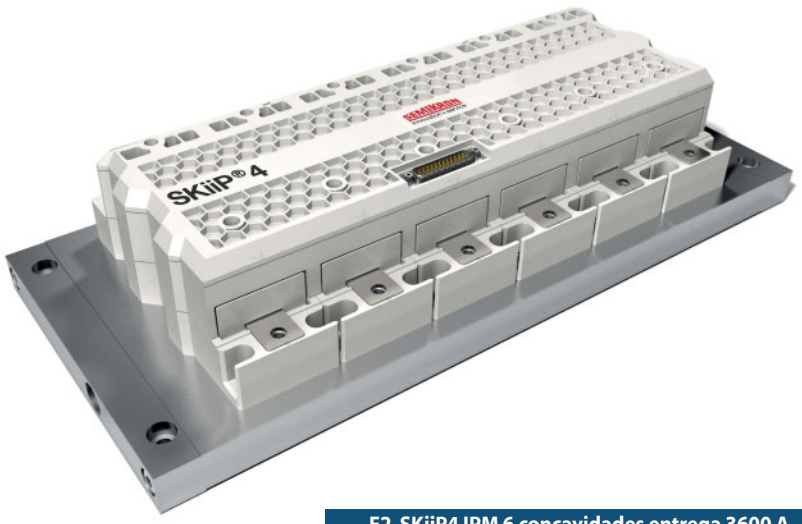
Em veículos movidos a energia elétrica, os componentes eletrônicos de potência têm que economizar espaço, serem leves e confiáveis mesmo em condições severas. Para atender estes requerimentos, as empresas tem investido tempo desde o último módulo tradicional e agora integra tanto quanto possível mecanicamente todas as funções de sistemas eletrônicos de potência.

A **figura1** mostra o último sistema para empilhadeiras. O desafio no desenvolvimento está no fato do conflito entre quesitos elétricos, mecânicos e térmicos, que tem de ser atendidos ao mesmo tempo de forma mais confiável e com o menor custo possível. O inversor de 5,7 litros tem um pico de corrente de 400 A_{ef}, bateria com voltagem de 160 V e é apropriado para conjuntos direcionados para *o eixo de direção de veículos*. Numa posição de montagem como esta, o sistema tem que ser capaz de trabalhar ileso a vibrações de 12 g e choque mecânico de 100 g – para 20.000 horas de operação sobre o efeito temperaturas externas entre -40 e 85 °C.

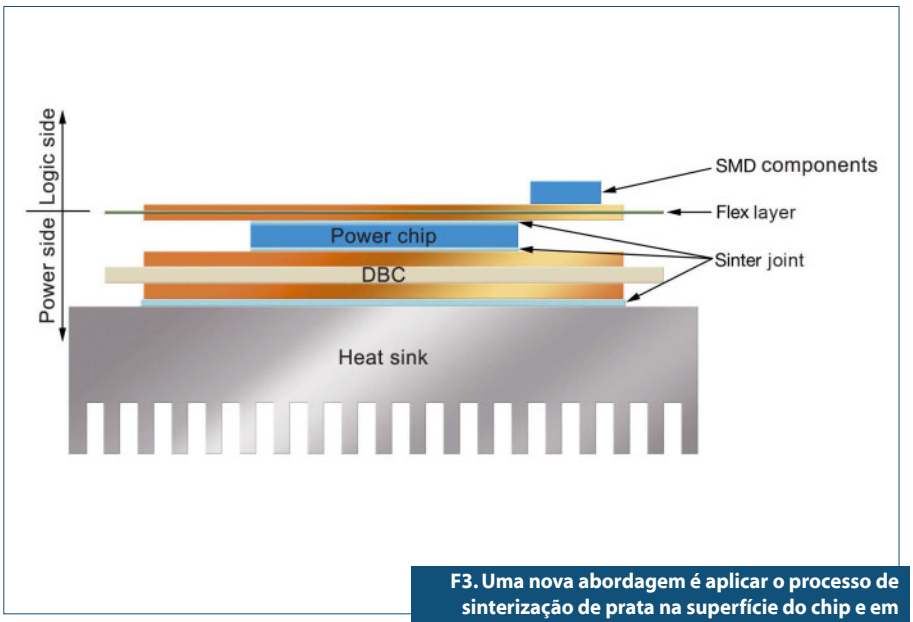
Assim como há 20 anos atrás, a Semikron desenvolveu o primeiro módulo IGBT para uso em turbinas eólicas. Esses módulos destacam a inovadora tecnologia de contato por pressão, potência integrada, acionador,



F1. Sistema SKAI para empilhadeiras: sistema de 5,7 litros com pico de corrente de 400 A_{ef} para uma tensão de bateria de 160 V, apropriado para montagem direta no eixo de direção de veículos.



F2. SKiiP4 IPM 6 concavidades entrega 3600 A - 30% mais potência em uma estrutura do mesmo tamanho.



F3. Uma nova abordagem é aplicar o processo de sinterização de prata na superfície do chip e em conexões térmicas do dissipador de calor. O novo processo envolve sinterizar a superfície do chip a uma placa flexível e estruturada.

funções de sensor e encontra desafios impostos por esta nova área de aplicação nos termos de longa confiabilidade e densidade de potência. Hoje, a terceira geração de SKiiP IPM está em uso. Mais de 80 GW – onde, do total já instalado no mundo, aproximadamente metade encontra-se em aplicações de energia eólica.

Agora a quarta geração, SKiiP4, está no mercado em fase de lançamento. O módulo integrado inteligente SKiiP4 (**figura 2**) é um módulo de 6 concavidades projetado para 3600 A (comparado ao SKiiP3 de 4 concavidades para 1800 A, ambos para Tensão de bloqueio de 1700 V). O próprio SKiiP4 é uma auto conquista já que ele fornece 30% mais energia sem elevar o tamanho da cápsula. Esse novo módulo de potência possui a última geração de IGBT e chips de diodo, que são sinterizados ao invés de soldados ao substrato. Links DC de até 1300 V são seguramente controlados graças ao renovado *driver*, e os requerimentos para a instalação do sistema em altitudes significantes acima do nível do mar, bem como, aplicações em alto mar são possíveis. Para garantir a pequena probabilidade de falhas, cada sistema passa por um sistema de teste de cauterização antes de ser enviado ao consumidor. Para aplicações automotivas, maior compactação e confiabilidade, são necessárias em sistemas eletrônicos de potência. O mesmo aplica-se a turbinas eólicas, já que manutenção e reparo em parques eólicos em alto mar são muito caros.

Tecnologia de encapsulamento

A tecnologia de encapsulamento tradicional é um assunto com certas limitações técnicas. A tarefa atual é transpor estes limites.

Solda

Em um módulo de potência soldado convencionalmente com uma placa base de cobre, a solda frequentemente é um ponto mecanicamente fraco em um sistema global. Devido às diferenças de coeficiente térmico dos materiais, mudanças de temperatura e mudanças de cargas elétricas durante a operação, podem resultar em efeitos de fadiga na camada de solda do módulo. Esse processo de interação irá finalmente conduzir à falha do componente como resultado de uma perda de ligação. Um futuro risco na confiabilidade em conexões PCB soldadas são as soldas frias.

Placa-base

Placas base para módulo com dimensões largas e maior potência, são tecnicamente e financeiramente inviáveis devido ao desempenho mecânico e térmico. A solda de substratos de um único lado resulta em um efeito bimetal que causa torções não homogêneas, o que significa que a conexão térmica com o dissipador de calor não será ideal. Ao invés de uma conexão metal-metal com o dissipador, a lacuna entre a placa e o dissipador tem que ser preenchida com uma pasta térmica de propriedades térmicas pobres. O resultado é uma barreira no sistema térmico global. A pasta térmica tem uma resistência térmica 400 vezes maior do que o cobre e esta camada é responsável por até 60% da resistência térmica entre o *chip* e o refrigerador.

Disposição do módulo

Para módulos maiores que 150 A, os chips devem ser conectados em paralelo com o DBC com o objetivo de possibilitar taxas maiores de corrente. Devido a restrições mecânicas na disposição dos módulos com placas-base tradicionais, a simetria ideal frequentemente não é alcançável. O resultado é a não homogeneidade no comportamento do chaveamento e correntes diferentes nas posições do chip. Por esta razão, os manuais especificam apenas o menor chip. Projetos internos baseados em ligação de cabos ou conectores têm um impacto negativo nas resistências conduzidas no módulo e levam a uma maior indutância.

Temperatura dos chips

Melhorias em tecnologia IGBT possibilitam uma melhor estrutura celular no IGBT e chips ainda menores. O desenvolvimento é também direcionado pela pressão para diminuir o custo de semicondutores de potência. Chips menores andam junto com um aumento na densidade de corrente, com chips tornando-se em média 35% menores nos últimos anos. Ao mesmo tempo, a temperatura máxima de junção foi elevada para 175 °C.

Isso significa que os módulos podem ser ainda mais compactos. Entretanto, por outro lado, isso significa também um aumento na temperatura gradiente entre o IGBT e a temperatura ambiente, causando grande estresse nos materiais. Um aumento de temperatura de 25 K irá reduzir a confiabilidade em um fator de 5. Ainda mais, novos materiais tipo SiC e GaN permitem temperaturas ainda maiores.

Densidades de corrente

As novas tecnologias de chip IGBT e MOSFET têm densidade de corrente maior

do que as gerações anteriores. Com pequenos contatos com a superfície superior, o espesso fio de alumínio convencional constitui-se em uma restrição a melhorias em picos de corrente e confiabilidade. Poderão ser possíveis adicionais otimizações em ligações *wire bond* e a utilização de novos materiais; mais isso significaria a fabricação de chips mais complexos e também custos mais elevados para semicondutores.

Os limites da tecnologia de encapsulamento citados acima são todos fatores independentes. E é por isso que faz sentido olhar para uma solução integral ao invés de soluções isoladas para estes problemas.

O processo de sinterização com prata já está sendo utilizado em produção em massa hoje em dia, substituindo a solda entre o chip e o DBC. Devido ao fato de que a prata tem um ponto de fusão mais alto (962 °C) do que a solda convencional, a confiabilidade da camada sinterizada é muito superior e possibilita o uso de eletrônicos de potência sob alta temperatura em aplicações específicas, tais como em veículos. A temperatura máxima de junção de 175 °C para apenas 18% do ponto de derretimento da camada sinterizada é uma grande diferença das soldas convencionais, onde a temperatura máxima do ponto de derretimento da solda do chip é 60% e leva as degradações acima mencionadas.

Ainda mantêm-se uma barreira de confiabilidade: os fios na parte superior do chip. O uso de fios de ligação na superfície superior do chip tem estado sob discussão em indústrias e entre acadêmicos nos últimos anos. A maioria das abordagens na busca de soluções são baseadas em solda e tecnologias de conexão integrada.

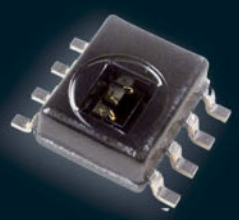
Uma nova abordagem é utilizar a tecnologia de sinterização com prata para o lado superior do chip e para o dissipador de calor também a conexão térmica. Aqui, a superfície superior do chip é conectada a uma placa estruturada e flexível utilizando o processo de sinterização. As trilhas são tão espessas que podem transportar a carga de corrente. O DBC do lado inferior é diretamente sinterizado ao dissipador de calor (veja **figura 3**).

Os terminais elétricos principais também podem ser sinterizados ao DBC, substituindo a solda ou conexões por cabos existentes. O uso da camada sinterizada de prata ao invés da pasta térmica e a resistência térmica inferior, significam que a densidade de potência pode ser elevada em mais de 30%. A placa flexível com mais contatos de chip ao invés da ligação por fios eleva a confiabilidade. A melhoria da compatibilidade dos coeficientes da expansão térmica entre a área de contato do chip e o material da placa é a razão para a melhoria na capacidade da carga de ciclagem. Isso possibilita o desenvolvimento da tecnologia de encapsulamento que não utiliza fios, solda ou pasta térmica.

Essa tecnologia oferece grande potencial para melhorias adicionais. Sensores de corrente e *Gate drivers* podem ser mais e mais compactos. E a integração 3D na superfície da placa será concebível no futuro.

O uso desta nova tecnologia irá possibilitar a produção de inversores onde o volume pode ser realisticamente reduzido, bem como, 30% dos sistemas modernos. Os benefícios desta tecnologia irão desdobrar-se melhor em sistemas integrados e compactos com uma integração mecânica otimizada.





Sensor de Umidade/ Temperatura Honeywell HumidIcon™ com Saída Digital

- Tensão de alimentação: 2.3 a 5.5 Vcc
- Sinal de saída: Digital (I^2C) 14 Bits de Resolução
- Precisão: ±4 %RH máx. (@ 10 %RH a 90 %RH)
- Erro total: ±5 %RH
- Tempo de resposta: 6 s (@ fluxo de ar de 20 l/mín)
- Consumo de corrente: 650 µA em modo de operação /1 µA em modo sleep mode
- Range de atuação: Umidade 0 % a 100% RH
- Temperatura de operação: 0 a 85ºC
- Encapsulamento miniatura SMD SOIC-8 (dimensões: 4,9 mm x 5,9 mm x 1,6 mm)

>> Duas opções de alarmes digitais totalmente configuráveis via I^2C

>> A melhor estabilidade a longo prazo da categoria - menos que 1.2%FSS* de desvio após 5 anos de uso



O mais estável da indústria - apenas 0.25% FSS de desvio após 1000 horas de uso (@25ºC)

>> Modelos com opção de diagnóstico
>> Processamento digital de 12 Bits (mín)
>> Disponíveis nas versões: SIP, DIP e SMD

Sensores de Ultra Baixa Pressão TruStability® Séries: SSC/ HSC

- Tipos de pressão: Absoluta, Gage, Diferencial, Bidirecional e Diferencial Wet/ Dry***
- Ranges de Pressão: Entre +/- 1 pol H_2O e +/- 30 pol H_2O
- Sinal de Saída: Digital (I^2C ou SPI) e Analógico (Vcc)
- Tensão de alimentação: 3.3 Vcc ou 5 Vcc
- Temperatura de compensação: -20ºC a 85ºC
- Temperatura de operação: -40ºC a 85ºC
- Tempo de resposta: A partir de 0.46 ms
- Precisão: 0.25% FSS*
- Erro Total **: 1 % FSS* ou 2% FSS* (máx)
- RoHS compliant.

* Full Scale Span
**Erro Total inclui: Offset, Span, Não Linearidade, Histerese, Repetibilidade e os demais efeitos causados pela temperatura dentro da faixa de compensação
*** Opcional habilitado no ASIC nas versões com saída digital para informar se a ponte de resistores estão todos conectados, bem como se o EEProm e ASIC estão operando corretamente.

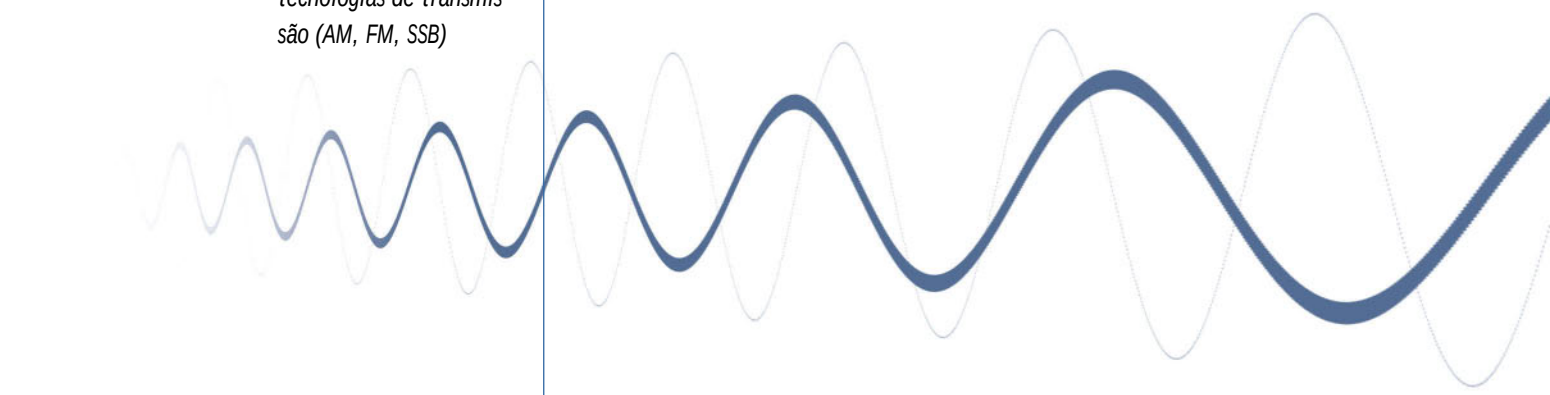
Honeywell

Para mais informações sobre estes e outros produtos da Honeywell Sensing & Control, ligue
TELS:(11) 3475-1912 / 3475-1961
ou visite www.honeywell.com/sensing
Sensing.Control.Brasil@honeywell.com

Radiofrequência

Conheça a análise espectral e as principais tecnologias de transmissão (AM, FM, SSB)

Alexandre Capelli



Em Feira Internacional da Mecânica, realizada em São Paulo, a empresa Parker demonstrou um ótimo exemplo de aplicação da tecnologia Bluetooth. Um CLP, que acionava algumas eletroválvulas pneumáticas, interagia com uma PALM via RF. Assim, sem qualquer conexão elétrica, foi possível alterar seu programa e consultar os principais parâmetros do sistema.

E foi essa tecnologia de "wireless" estendida à indústria que nos inspirou a contemplar, com maior ênfase, os assuntos dirigidos à Radiofrequência. Neste artigo, abordaremos a análise espectral e as principais tecnologias de modulação em RF (AM, FM, SSB).

Análise Espectral

Existem duas formas possíveis de analisarmos um sinal elétrico: no domínio de tempo, e no domínio da frequência. Notem que o exemplo de sinal da **figura 1** não apresenta uma forma de onda definida quando o observamos no domínio do tempo ("olhando" da esquerda para a direita). Porém, observando esse mesmo sinal de outro "ângulo" (de frente para trás), podemos perceber que ele é composto por duas senoides de diferentes frequências. Esse "ângulo" de visão é o que chamamos de domínio da frequência, e através dele, podemos determinar todos os sinais que compõem o sinal fundamental, bem como suas amplitudes e frequências. Os sinais componentes do sinal fundamental são as "harmônicas".

Na verdade, o que acabamos de discorrer é a série de Fourier. De acordo com o teorema de Fourier: "qualquer sinal periódico no domínio do tempo pode ser derivado da soma de sinais senoidais e cossenoidais de diferentes frequências e amplitudes".

"Ora, mas porque analisar um sinal no domínio da frequência?"

Imaginem, ainda com base no exemplo da **figura 1**, que o sinal "desejado" fosse apenas uma senoide pura. Assim, a segunda senoide seria um ruído, que, aliás, estaria causando a deformação do sinal fundamental.

Para eliminar essa "interferência", então, precisaríamos de um filtro. Porém, sem saber qual a amplitude e frequência do sinal interferente, não seria possível projetar tal filtro.

De posse dessas informações, entretanto, fica muito fácil determiná-lo.

Esse foi apenas um exemplo da aplicação da análise espectral, entre tantos outros que serão explorados.

Conforme veremos mais adiante, o instrumento clássico para análise de sinais no domínio do tempo é o osciloscópio, e no da frequência o analisador de espectro.

Tipos de Modulação

Um dos termos técnicos mais utilizado em RF (radiofrequência) é "modulação". Modulação é o ato de "misturar" um sinal de baixa frequência (voz, música ou dados) a outro de alta frequência.

"Por quê fazê-lo?"

Porque somente em alta frequência podemos transmitir as informações acima pelo espaço sem utilizar fios, e através de antenas. O sinal de alta frequência é denominado "portadora", e pode ser descrito pela equação:

$$e = A \cos (wt + ø)$$

onde:

A : tensão de pico da portadora;

w : frequência angular da portadora em radianos/segundo;

t : tempo;

ø : fase inicial da portadora no tempo zero (t = 0).

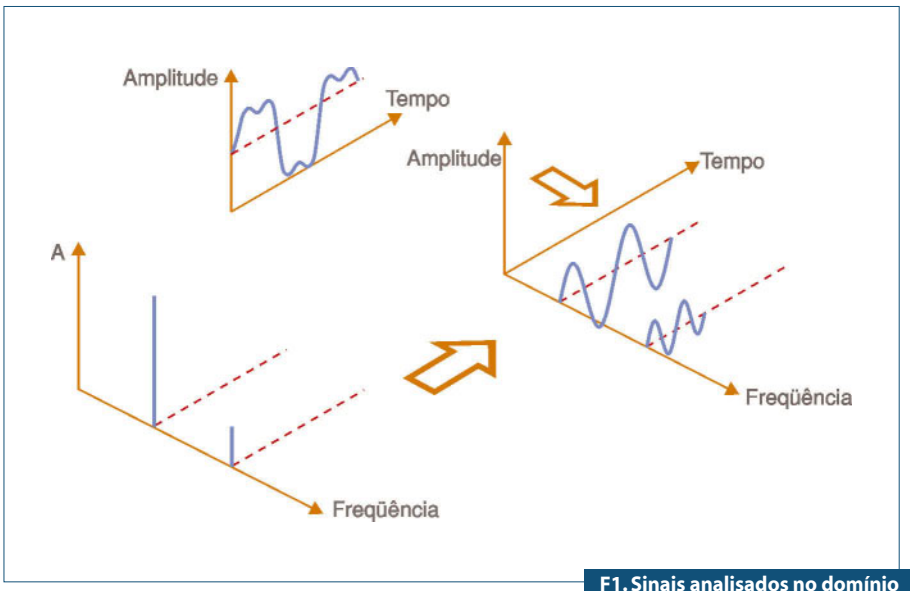
Amplitude modulada

A modulação em amplitude pode ter natureza senoidal ou cossenoidal. De uma forma ou de outra, quando modulamos um sinal em amplitude, temos uma composição de frequências.

A **figura 2** mostra um sinal AM sendo analisado no domínio da frequência e do tempo. Notem que o sinal ocupa três "espaços" no espectro das frequências. Na verdade, ele é composto por três frequências principais: **fc** (frequência da portadora), **LSB** ("Lower Side Band" ou banda inferior, que é igual a diferença entre a frequência da portadora e a frequência de sinal da informação), e **USB** ("Upper Side Band" ou banda superior que é a soma da frequência da portadora com a frequência do sinal da informação).

As bandas laterais (**LSB** e **USB**), normalmente, tem a mesma amplitude.

Podemos fazer a modulação em amplitude em diferentes graus. O grau de modulação é o que chamamos de parâmetro "M". O grau de modulação é expresso em porcentagem, e pode ser calculado segundo a fórmula dada abaixo:



F1. Sinais analisados no domínio do tempo e da frequência.

$$M = \frac{E\ máx - Ec}{Ec}$$

Sendo a modulação simétrica, teremos:

$$E\ máx - Ec = Ec - E\ min$$

e

$$Ec = \frac{E\ máx + E\ min}{2}$$

A partir da expressão acima, temos:

$$\frac{E\ máx - E\ min}{E\ máx + E\ min}$$

Para a modulação senoidal, onde as três componentes estão em fase, elas se somam linearmente e formam um sinal com máxima amplitude (E máx), vide **figura 3.**

$$E\ máx = Ec + E_{USB} + E_{LSB}$$

$$M = \frac{E\ máx - Ec}{Ec} = \frac{E_{USB} + E_{LSB}}{Ec}$$

e, desde que $E_{USB} = E_{LSB} = E_{SB}$, então:

$$M = \frac{2\ E_{SB}}{Ec}$$

Quando temos 100% de modulação (M = 1,0), a amplitude de cada banda lateral será metade da portadora. Traduzindo isso em dB, cada banda será 6 dB menor que a portadora, o que significa ¼ da sua potência.

DSB - SC

(***Double Side Band Suppressed Carrier*** - dupla banda lateral com portadora suprimida)

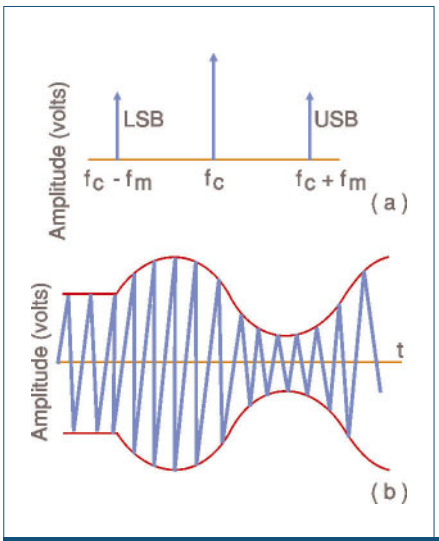
Antes de tratarmos do sistema DSB - SC, faremos um breve resumo do que foi exposto até agora sobre AM:

- A modulação AM é composta por dois sinais principais: a portadora (sinal de alta frequência responsável pela transmissão da informação através do espaço), e o sinal modulado (informação propriamente dita; por exemplo: voz, música, dados).
- A modulação em amplitude mantém a frequência da portadora constante, porém, varia sua amplitude segundo um grau de modulação "M" (que nunca deve ser maior do que 100% para evitar-se distorções).
- A composição do sinal da portadora e o sinal da informação gera três "espaços" no espectro das frequências: frequência da portadora ao centro (fc); LSB (frequência portadora menos a frequência do sinal da informação); e USB (frequência da portadora mais a frequência do sinal da informação).

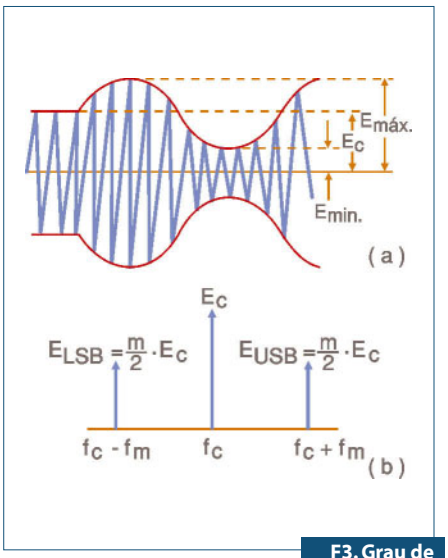
Bem, sabemos, então, que mudando o grau de modulação de uma portadora, não mudamos sua amplitude. Apenas as amplitudes das bandas laterais alteram-se. Como a amplitude da portadora permanece inalterada, toda a informação está contida nas bandas laterais. Isso significa que uma considerável potência utilizada na transmissão é desperdiçada. Para "otimizar" a potência transmitida podemos suprimir a portadora, portanto, a "onda" transmitida é composta apenas pelas bandas laterais. Esse tipo de modulação é o que chamamos de DSB - SC (dupla banda com portadora suprimida).

O único inconveniente desse método é que a portadora deve ser inserida no receptor através de osciladores, a fim de recuperar-se toda a modulação.

A **figura 4** ilustra a análise do DSB - SC nos domínios da frequência e do tempo.



F2. Sinal modulado em amplitude, ánalise no domínio da frequência (a) e do tempo (b).



F3. Grau de modulação.

SSB

(***Single Side Band*** ou única banda lateral, é outra técnica que otimiza ainda mais a potência de transmissão)

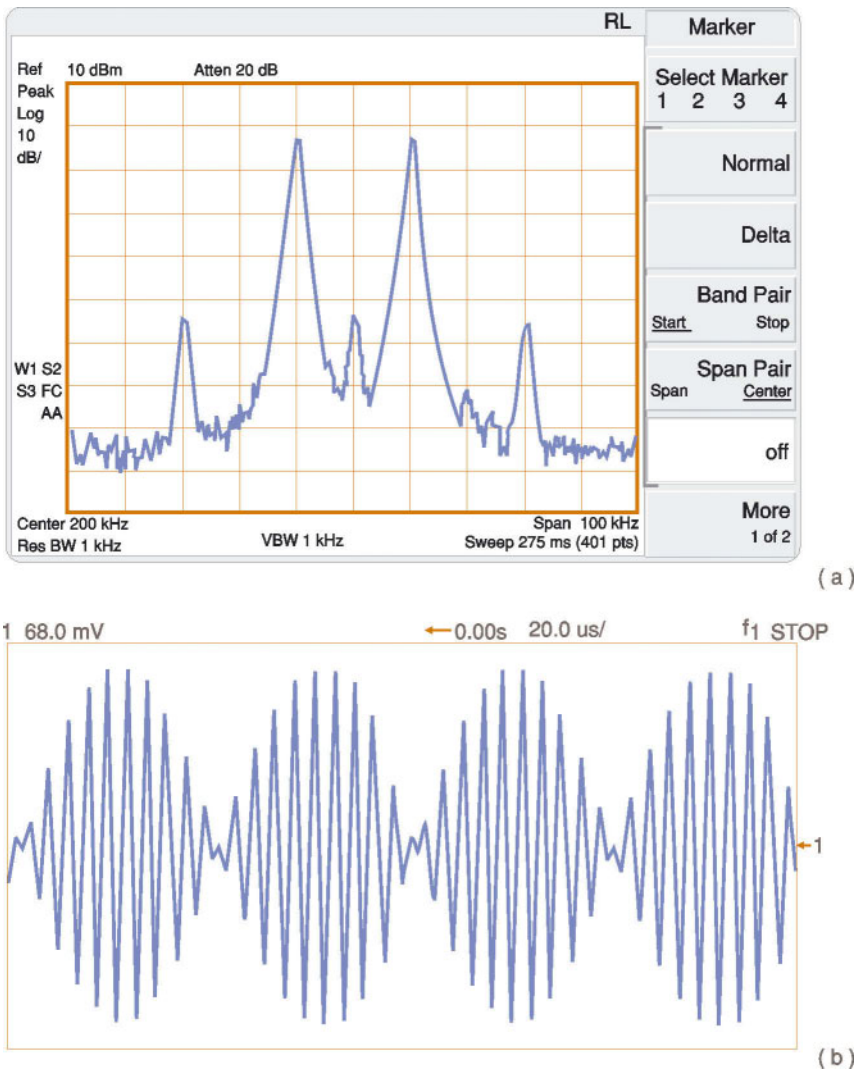
A tecnologia SSB, além de suprimir a portadora, "elimina" também uma das bandas. Caso a banda transmitida seja a superior, então, teremos SSB - USB. Caso seja a inferior, teremos SSB - LSB **(figura 5)**.

Essa técnica é possível porque, como ambas as bandas possuem a mesma amplitude, a informação está presente em cada uma delas. Eliminando, portanto, uma das bandas, a informação continua preservada. A vantagem desse sistema é que diminuímos a potência do transmissor pela metade e, mais importante, ocupa-se menor espaço no espectro das frequências (menor largura).

O SSB é muito utilizado nos sistemas de comunicação via telefone, onde várias mensagens podem ser "mixadas". Esse método permite que milhares de canais de largura 4 kHz sejam transmitidos facilmente. Essas informações podem ser transmitidas via cabo ou "link" de microondas.

"Mas, fisicamente falando, como funciona o sistema de transmissão AM, seja ele SSB ou não?"

Para responder a essa questão vamos analisar um pouco a estrutura (simplificada) de um transmissor elementar. Notem pela **figura 6** que o circuito possui duas entradas: uma para o sinal da portadora, e outra para o sinal da informação. O circuito transmissor combina, então, os dois sinais em sua



F4. Modulação DSB - SC.

Heterodinagem

Como já foi dito, o analisador de espectro é capaz de analisar um sinal no domínio da frequência.

Veremos que existem duas modalidades de funcionamento do analisador: **FFT** (Transformada Rápida de Fourier) e **Heteródino**.

Heterodinagem é a técnica de, através da diferença de dois sinais, obter-se um terceiro sinal de frequência fixa. Vamos a um exemplo clássico: o rádio-receptor.

O leitor já deve ter ouvido falar nos receptores heteródinos (ou super-heteródinos). A **figura A** mostra o esquema simplificado de um receptor de ondas médias.

A primeira etapa do receptor é o conversor. O conversor possui um circuito oscilador, chamado "oscilador local". Quando sintonizamos uma estação de rádio, 100 kHz por exemplo, o oscilador local , ao mesmo tempo, gera um sinal de 455 kHz acima do sinal sintonizado. Portanto, para um sinal de 1000 kHz, o oscilador gera um sinal de 1455 kHz. Isso somente é possível porque o capacitor variável, responsável pela seletividade do sinal, tem uma seção dupla. Sendo assim, quando mudamos a sintonia de uma estação, sua segunda seção muda, na mesma proporção e 455 kHz acima, o sinal do oscilador local.

Ainda dentro do circuito conversor, temos a "mistura" de ambos os sinais (sinal sintonizado e de oscilador local). Através de um filtro, o circuito conversor envia para a próxima etapa apenas a frequência correspondente a diferença entre eles, ou seja 455 kHz. Agora, porém, esse novo sinal contém a informação (no caso do rádio, o som). Como o capacitor tem seção dupla, não importa a frequência de sinal sintonizado, na saída desse circuito teremos sempre um sinal de 455 kHz. Essa técnica chama-se "batimento", e a frequência de 455 kHz de "frequência intermediária".

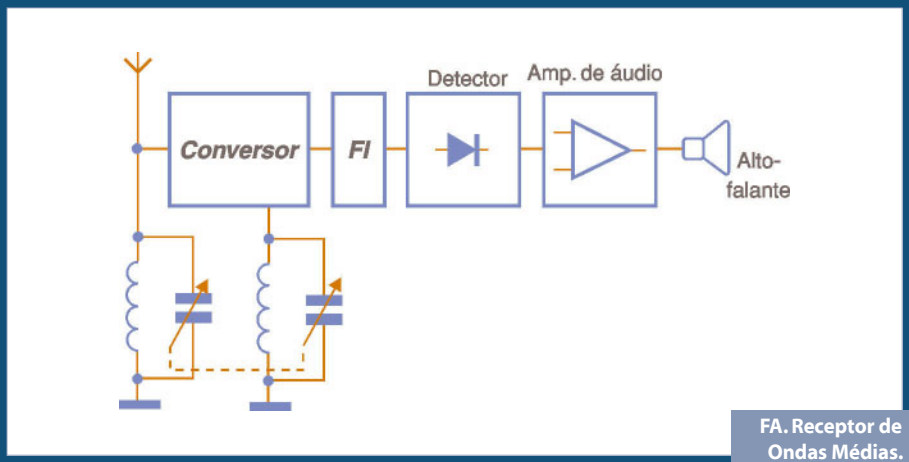
O sinal, então, é levado à primeira etapa amplificadora (ainda em alta frequência): o circuito de frequência intermediária.

Esse circuito é um amplificador sintonizado para amplificar sinais de apenas 455 kHz, rejeitando os demais. A sintonia é feita através do "transformador" de FI.

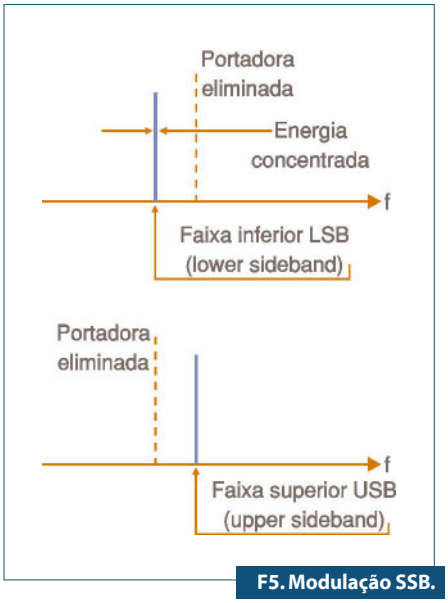
Nessa fase, o sinal ainda está em alta frequência e, portanto, inaudível.

A etapa seguinte, chamada detectora, separa (elimina) o sinal de alta frequência (portadora) do sinal de áudio, que é levado ao amplificador de áudio e ao alto-falante.

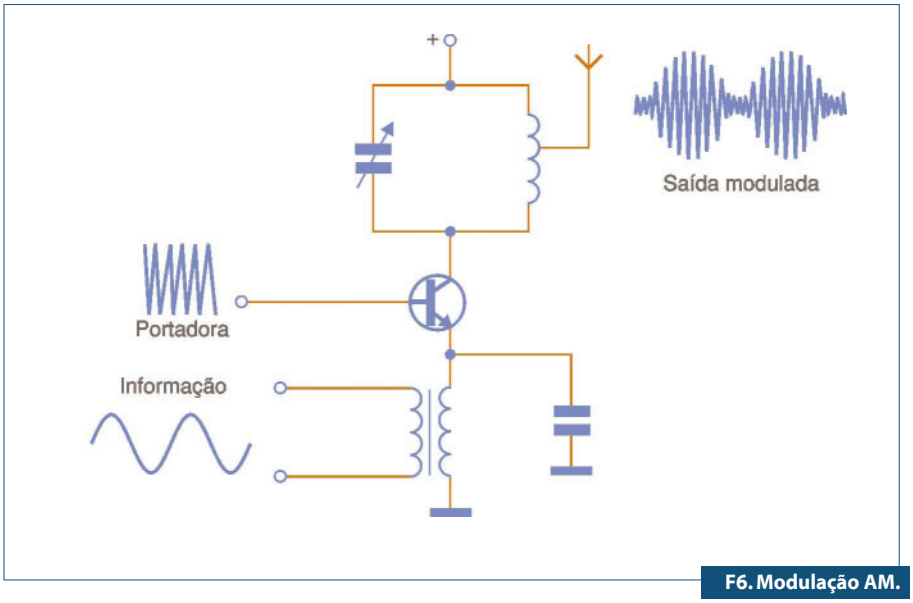
A técnica de heterodinagem aumenta a seletividade e a sensibilidade do receptor.



FA. Receptor de Ondas Médias.



F5. Modulação SSB.



F6. Modulação AM.

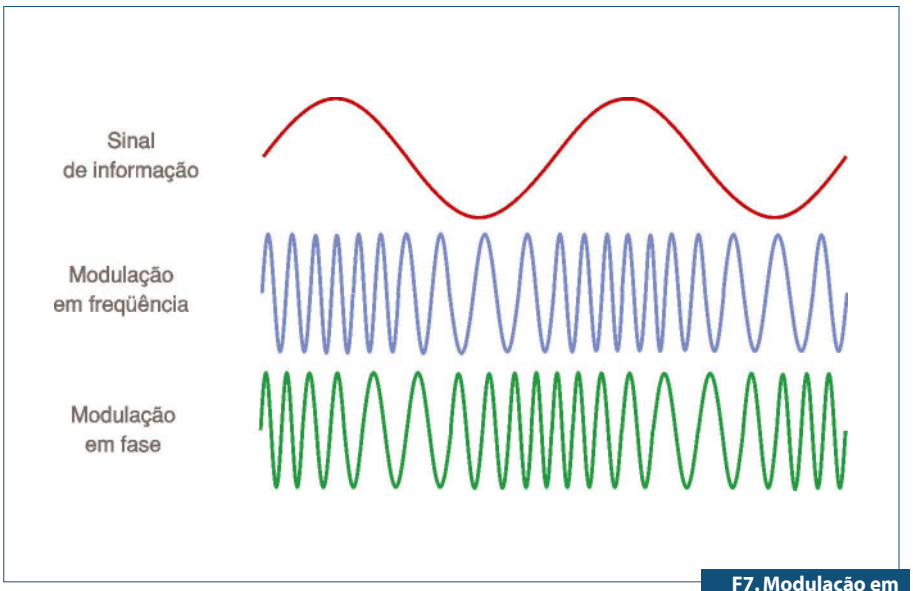
saída. Nela, temos a informação somada à portadora. A função de receptor, portanto, é separá-las novamente, e recuperar apenas a informação.

Modulação em ângulo

No início desta matéria descrevemos a portadora como:

$$e = A \cos (wt + \mu)$$

Também vimos que a modulação em amplitude mantém constantes a frequência e fase da portadora. Agora vamos analisar outros dois tipos de modulação, dessa vez ao contrário, isto é, mantendo a amplitude constante e variando a frequência ou fase da portadora.



F7. Modulação em ângulo: FM e FASE

Frequência Modulada (FM)

Na frequência modulada, a variação da amplitude de sinal de informação (som, por exemplo) resulta na variação da frequência da portadora.

Outra variante dessa técnica é a modulação em fase, onde a variação da amplitude da informação resulta numa variação proporcional da fase da portadora. Ambas as técnicas, FM e Fase, configuram o que chamamos de "modulação em ângulo".

Na modulação em ângulo não temos um grau limite de modulação. Não há o equivalente a M = 100% de AM.

A expressão da modulação é dada por:

$$\mathbf{B = \Delta fp / fm}$$

Onde:
B : índice de modulação;
Δ fp : pico da variação da frequência;
fm : frequência do sinal da informação;

A expressão acima nos diz que o índice de modulação é, na realidade, função da variação da fase, mesmo para FM.

A modulação em fase pode ser convertida para modulação em frequência e vice-versa.

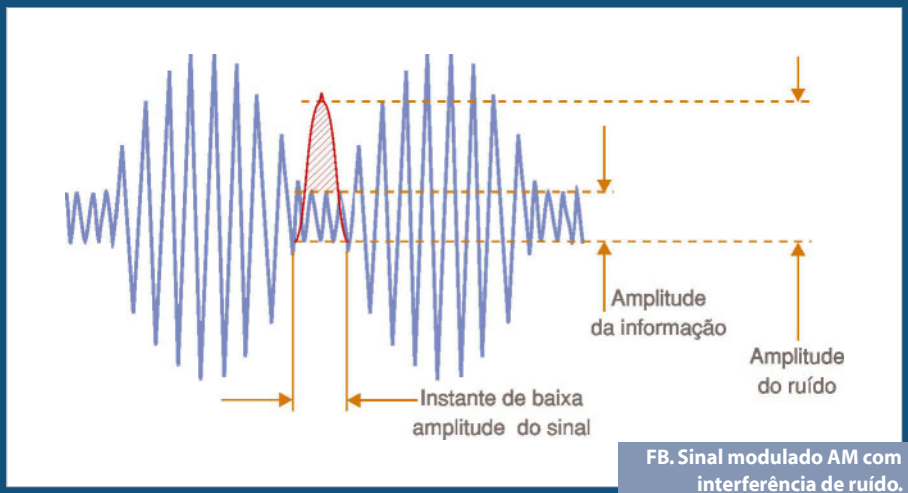
A **figura 7** mostra um comparativo entre o sinal da informação e suas modulações (em fase e frequência).

Notem que somente é possível distinguir uma da outra quando mostradas juntas, através de uma comparação.

Caso visualizássemos o sinal isoladamente, não seria possível afirmar se a modulação é FM ou fase.

Por que o sinal AM é mais susceptível a ruídos do que o FM?

Uma das vantagens da transmissão de ondas de rádio em FM é sua maior imunidade a ruídos eletromagnéticos ("interferência"). Isso ocorre porque, na modulação (AM), grande parte do sinal apresenta-se com pequeno nível de amplitude. Nesses instantes, o nível do ruído pode ser maior do que a do próprio sinal (**figura B**). Isso não ocorre em FM porque sua amplitude é constante, e sempre relativamente alta em relação ao ruído.



FB. Sinal modulado AM com interferência de ruído.

Dissipadores de calor: Informações para cálculo e dimensionamento

Os dissipadores de calor não são olhados frequentemente com o devido cuidado nos projetos que envolvem dispositivos de potência ou mesmo naqueles que, aparentemente, não geram uma quantidade preocupante de calor. No entanto, os problemas derivados da dissipação de calor são muito mais importantes do que muitos pensam, e por não estarem relacionados com o circuito em si, não são devidamente tratados pelos desenvolvedores.

Neste artigo, trataremos desse assunto focalizando alguns pontos importantes que envolvem o modo de operação dos dissipadores de calor, que é a forma mais comum de se manter a temperatura de um componente sob controle.

Todo dispositivo eletrônico que não apresente uma resistência nula, gera uma certa quantidade de calor ao ser percorrido por uma corrente elétrica. Como um dispositivo de resistência nula é ideal, não existindo na prática, podemos dizer que todos os dispositivos percorridos por corrente em um circuito real geram calor.

Para os casos em que o calor gerado é maior, precisando ser transferido para o meio ambiente de modo que o componente não tenha sua temperatura elevada acima dos limites que ele tolera, devem ser usados meios auxiliares.

Assim, além de recursos que permitem espalhar o calor pela própria placa de circuito impresso através dos materiais, como a ventilação forçada, o principal meio, sem dúvida, é o que emprega os radiadores ou dissipadores de calor.

Esses dispositivos são presos aos componentes que geram calor e, por condução, transferem esse calor para os elementos que devem passar o calor para o meio ambiente, conforme mostra a **figura 1**.

Essa transferência pode ser feita de duas formas basicamente: irradiação e convecção.

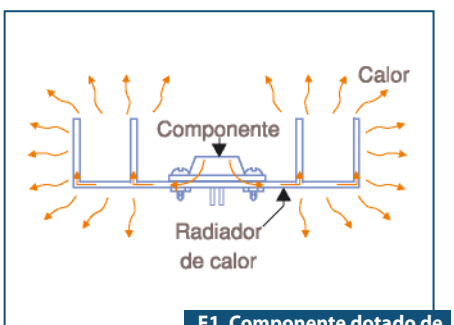
Parte do calor é irradiada na forma de ondas eletromagnéticas, concentrando-se principalmente na faixa do infravermelho. Parte-se das propriedades dos corpos negros, que são irradiadores ideais, para se escolher materiais que possam ser usados de modo eficiente nesta forma de livrar o calor gerado pelos componentes.

A outra parte do calor gerado é transferida para o ar em contato com as aletas que os radiadores possuem, o qual aquecido torna-se mais leve tendendo a subir e se afastar do local, levando o calor absorvido. Neste caso, é muito importante que o dissipador tenha a maior área possível de contato para o ar e que exista um caminho livre para sua circulação.

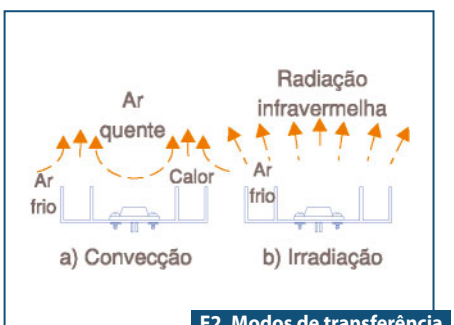
Na **figura 2** mostramos os dois modos, segundo os quais, o calor é transferido para o ambiente através dos radiadores ou dissipadores de calor.

Veja que poderíamos acrescentar uma terceira forma de se transferir o calor gerado, acoplando o próprio dissipador a uma superfície sólida que pudesse absorver o calor, mas nesse caso, essa superfície é que deveria ser considerada o dissipador.

Devemos lembrar também dos casos onde a quantidade de ar em contato com as aletas que devem transferir o calor pode ser sensivelmente aumentada com o uso de ventilação forçada, como ocorre quando do uso dos "*fans*", muito comuns em dispositivos que exigem uma grande taxa de transferência de calor, caso dos microprocessadores.



F1. Componente dotado de radiador de calor.



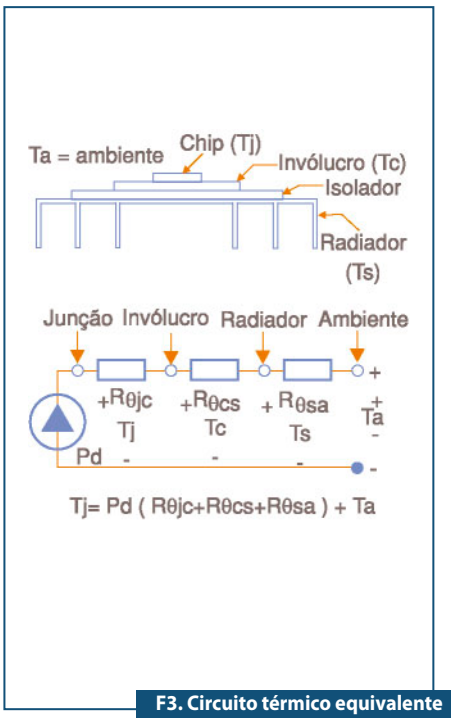
F2. Modos de transferência do calor para o ambiente.

Dimensionando um dissipador de calor

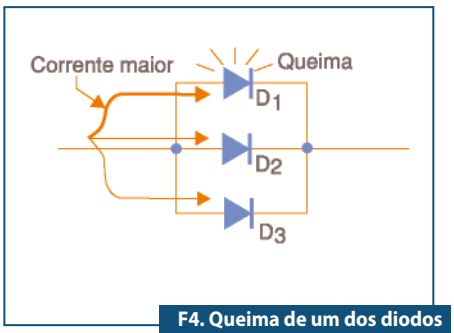
Quando acoplamos um radiador de calor a um dispositivo que gera calor, a temperatura final do dispositivo dependerá da quantidade de calor que ele gera, da velocidade com que o dispositivo pode transferir o calor gerado, e da temperatura final do ambiente para o qual o calor é transferido.

Podemos comparar isso a um "circuito térmico" onde a diferença de temperatura é a "tensão" responsável pelo fluxo de calor da fonte (componente) para o meio ambiente. O fluxo de calor é a "corrente" e a capacidade que os diversos elementos do circuito têm de transportar esse calor é a "resistência térmica". Assim, conforme ilustra a **figura 3**, podemos elaborar um "circuito térmico" que segue uma lei muito semelhante à Lei de Ohm, a tal ponto que podemos chamá-la sem problemas de "Lei de Ohm Térmica".

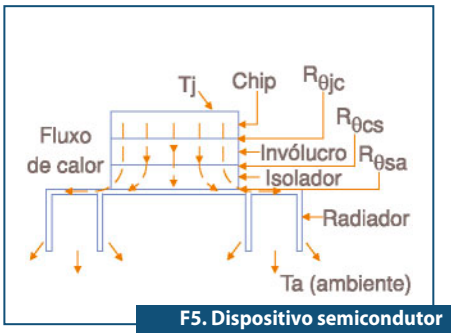
Para que o desenvolvedor saiba, é preciso projetar esse circuito de modo que, numa transferência normal de calor (com os recursos usados), a temperatura do componente se mantenha sempre abaixo dos máximos permitidos. E isso deve levar em conta que a temperatura final, que é a temperatura ambiente, pode variar entre determinados limites.



F3. Circuito térmico equivalente para o chip radiador.



F4. Queima de um dos diodos devido à sobretemperatura.



F5. Dispositivo semicondutor com radiador de calor.

Perigos da sobretemperatura

Todos os componentes eletrônicos, capacitores, indutores, transformadores, dispositivos semicondutores, etc., possuem temperaturas máximas de operação que são especificadas pelos fabricantes.

A confiabilidade e eficiência de um componente decresce numa taxa muito alta quando a temperatura se eleva. Para cada 10 ou 15 °C de aumento de temperatura, acima dos 50 °C a taxa de falhas de um componente dobra.

Os componentes eletrônicos de comportam de maneira diferente quando a temperatura se eleva.

Os capacitores, por exemplo, passam a ter uma taxa de evaporação do eletrólito muito mais significativa, o que reduz a vida útil do componente.

Componentes magnéticos apresentam perdas muito maiores quando a temperatura passa dos 100 °C e em muitos deles a degradação do isolamento pode ocorrer de forma acentuada.

Para os semicondutores temos diversos problemas a serem considerados quando a temperatura se eleva. Um deles é a divisão desigual das correntes e, portanto, da potência em componentes que sejam ligados em série ou em paralelo. Esse problema pode levar a um efeito de "avalanche", veja a **figura 4**, em que um dos componentes pode ser levado a um aquecimento maior irreversível até a queima.

Em certos semicondutores, temos ainda a redução das tensões de ruptura. A corrente de fuga aumenta e os tempos de comutação também.

Se bem que o controle das tensões e correntes nos dispositivos e o uso de componentes que sejam bem projetados no sentido de garantir excelente fluxo de calor no seu interior ajudem a minimizar os problemas de dissipação de calor, o desenvolvedor é que terá a responsabilidade de montar o componente em dissipadores eficientes quando isso se tornar necessário.

Nesse caso, temos de considerar dois fatores:

- A montagem do dissipador em si que exige o uso de parafusos e porcas apropriadas, isoladores e eventualmente graxa térmica.
- O projeto do radiador que deve não apenas ter a capacidade de dissipar o calor gerado, como também estar devidamente posicionado num local em que possa fazer isso de modo eficiente.

Trabalhando com a resistência térmica

Conforme vimos, o processo que vai da geração do calor pelo componente, sua transmissão através de meios apropriados até a dissipação no meio ambiente envolve um circuito térmico.

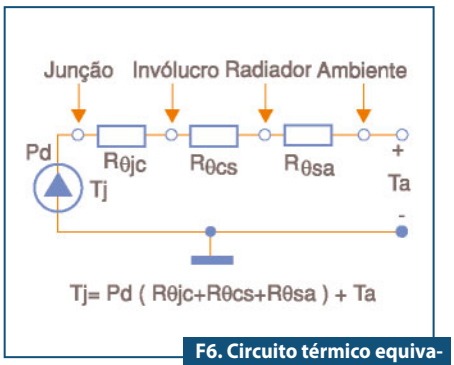
Assim, de acordo com a **figura 5**, no caso de um dispositivo semicondutor temos diversos elementos nesse circuito, que podem ser considerados como situados em camadas.

O circuito térmico equivalente para a estrutura dada na **figura 5** é exibido na **figura 6**.

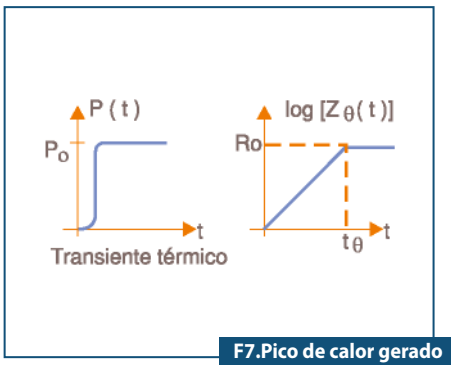
Veja que os elementos se comportam como resistores, o que quer dizer que se existirem caminhos paralelos para o fluxo de calor, eles podem ser considerados como "resistores térmicos" ligados em paralelo.

Impedância térmica transiente

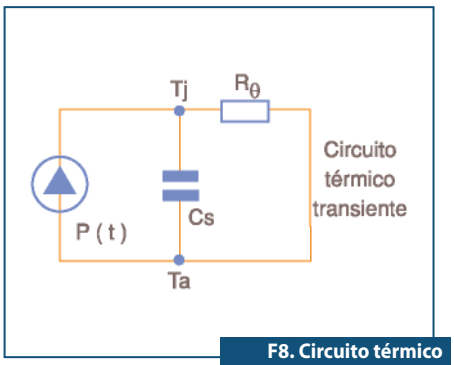
Da mesma forma que num circuito elétrico, um transiente de temperatura, ou seja, a produção de um pico de calor pelo componente que o gere, poderá causar danos ao dispositivo se não for rapidamente



F6. Circuito térmico equivalente da estrutura anterior.



F7.Pico de calor gerado pelo componente.



F8. Circuito térmico equivalente ($C_s = C_v.V$).

absorvida, impedindo que a temperatura se eleve na mesma velocidade, conforme mostra a **figura 7**.

O componente térmico equivalente a um capacitor, que absorveria um pico elétrico, no caso do calor é representado pela capacidade térmica do sistema. Podemos, então, falar em capacidade térmica por unidade de volume:

Cv = dQ/dT (Joules/°C), que pode absorver o calor num circuito equivalente ilustrado na **figura 8**.

Assim, o circuito térmico equivalente será: Cs = Cv x V , onde é V é o volume do componente.

Chegamos, portanto, à Impedância Térmica Transiente do circuito que é dada pela fórmula junto à **figura 9**.

Veja que podemos falar numa constante de tempo térmica para este circuito, a qual será dada por:

$$T\theta = \frac{\pi . R\theta . Cs}{4}$$

Se tivermos uma estrutura multicamadas, poderemos associar às diversas capacidades térmicas de seus elementos "capacitâncias térmicas" no circuito apresentado na **figura 10**. É o caso de um sistema formado por diversos tipos de materiais como o silício, cobre, e o próprio dissipador.

Os dissipadores na prática: como escolher?

O tipo mais comum de dissipador disponível para uso em circuitos eletrônicos é o fabricado em alumínio. Muitos possuem uma camada anodizada de óxido escuro que tem por finalidade reduzir em até 25% a resistência térmica.

Os dissipadores comuns resfriados por convecção (sem ser forçada) possuem uma constante de tempo térmica típica que varia entre 5 e 15 minutos. As constantes de tempo dos dissipadores com ventilação forçada são bem menores.

São os seguintes os fatores que determinam a escolha de um radiador de calor para uma determinada aplicação:

- A potência máxima que deve ser dissipada pelo componente montado no dissipador de calor, (Pdis)
- A temperatura interna máxima do componente – temperatura de junção (Tj_{max})
- A resistência térmica da junção do componente para seu invólucro (Rθj)
- A temperatura ambiente máxima (Ta_{max})

A fórmula a ser aplicada será:

$$Rsa = (Tj_{max} - Ta_{max}) . Pdis - R\theta j$$

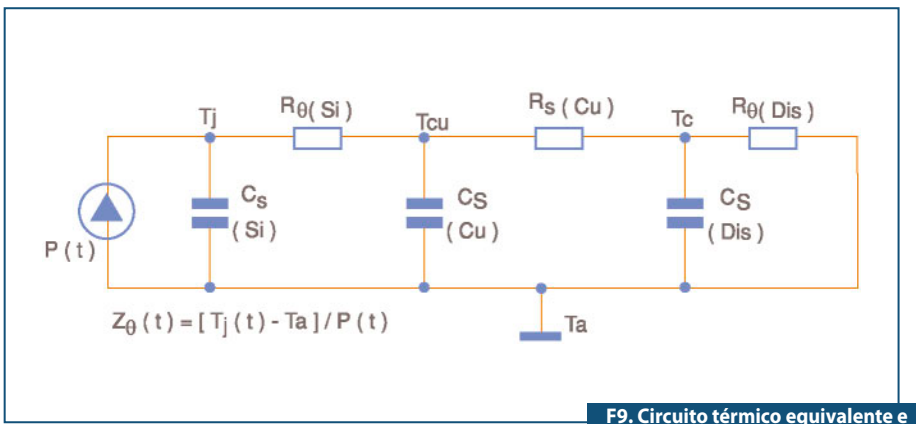
Pdis e Ta,máx são fixados para aplicação, enquanto que Tj_{max} e Rθj são determinados pelo fabricante do componente.

Conclusão

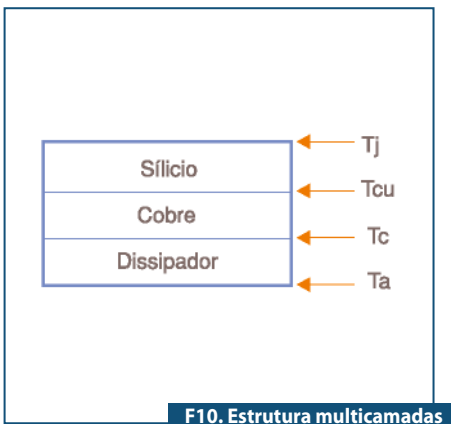
O dimensionamento correto de um dissipador de calor para uma aplicação é fundamental para se garantir que o componente se mantenha dentro dos limites de temperatura especificados pelo fabricante.

Uma operação em temperatura baixa não só garante a integridade do componente em termos de manutenção de suas características como reduz o número de falhas.

Na prática, o desenvolvedor pode contar com uma infinidade de tipos e formatos de dissipadores tendo as mais diversas resistências térmicas, além de recursos que permitem a ventilação forçada. No entanto, trataremos desses dissipadores numa próxima oportunidade. **E**



F9. Circuito térmico equivalente e impedância térmica transiente.



F10. Estrutura multicamadas Si-Cu-Dissipador.

Como elevar tensões contínuas

Conversores DC/DC tipo "bomba de carga"

As "charge pumps" ou bombas de carga são circuitos extremamente versáteis para a conversão de tensões contínuas de valores baixos em tensões contínuas de valores mais altos (conversores DC/DC), e por isso empregados em uma larga gama de aplicações modernas, que vão desde leitores de "smart cards" até telefones celulares e instrumentos de medida. Neste artigo, discutiremos a série de componentes TPS6010x/TPS6011x, da Texas Instruments, que possuem características que os tornam ideais para uma infinidade de aplicações.

Newton C. Braga

Existem diversas tecnologias que possibilitam aumentar as tensões de fontes de corrente contínua como pilhas e baterias, e obter tensões contínuas mais elevadas. Essas técnicas levam à elaboração de circuitos conversores DC/DC com as mais diversas características, indicados para as mais diversas aplicações.

As tecnologias mais comuns empregam indutores para armazenar energia, a qual é entregue depois ao circuito sob a forma de tensão mais alta, ou ainda transformadores excitados por um circuito oscilador.

Na tecnologia usando-se indutor, ao se estabelecer a corrente por ele, as linhas de força do campo magnético criado se expandem até um valor máximo, armazenando energia. Quando a corrente é desligada, as linhas de força criadas se contraem numa velocidade maior do que a de expansão, e o resultado disso é a indução de uma tensão maior do que aquela que criou o campo.

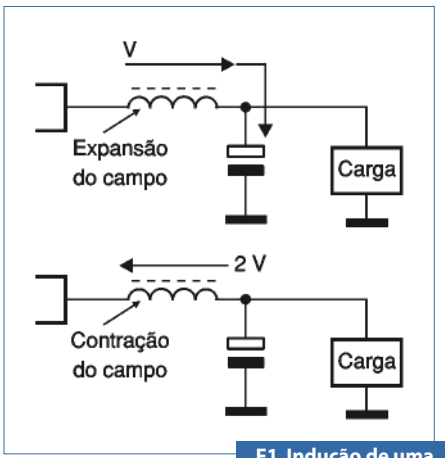
Aparece então no indutor uma tensão induzida muito maior do que aquela inicialmente aplicada, conforme mostra a **figura 1**.

Esta técnica, entretanto, tem a desvantagem de que os indutores são componentes caros, ocupam espaço e, além disso, têm limitações em relação às correntes e tensões que podem fornecer.

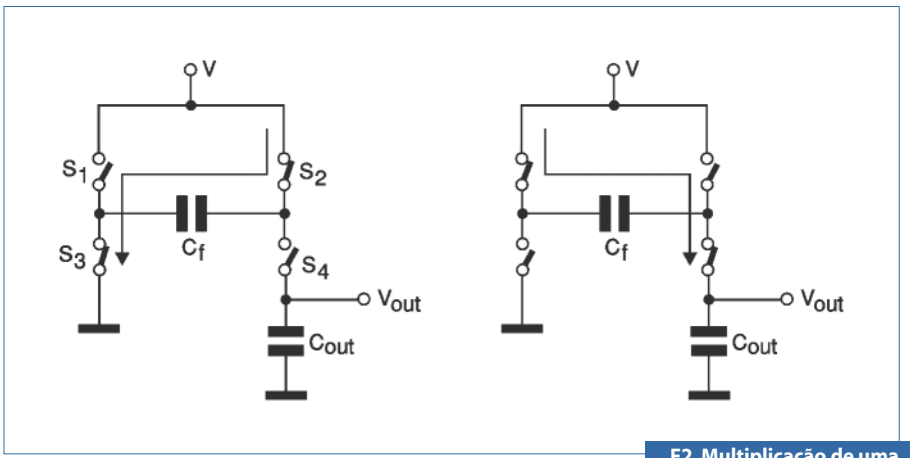
Outra técnica muito melhor, que é usada atualmente, é a que faz uso das bombas de carga ou *charge pumps*.

Com ela é possível elaborar conversores DC/DC capazes de multiplicar tensões de entrada por fatores como 0,5, 2, 3, etc. com facilidade e sem componentes críticos e caros tais como os indutores, além do fato de poder gerar tanto tensões positivas quanto negativas.

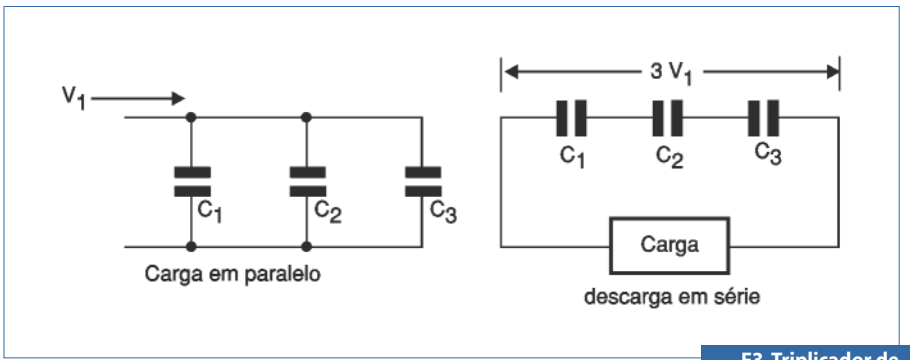
A única limitação para este tipo de circuito está na capacidade de corrente da saída, a qual depende fundamentalmente da capacidade de armazenamento dos capacitores usados. Isso faz com que este tipo de circuito seja mais indicado para aplicações onde correntes não muito elevadas sejam necessárias.



F1. Indução de uma tensão maior.



F2. Multiplicação de uma tensão contínua por 2.



F3. Triplicador de tensão contínua.

A Texas Instruments possui entre seus produtos duas linhas de circuitos integrados que incorporam recursos de regulação e capacidade de fornecimento de correntes até 300 mA com apenas 4 componentes externos.

Antes de passarmos à descrição desses componentes, vamos analisar o princípio de funcionamento das bombas de carga.

Como Funciona uma Charge Pump

A idéia básica para multiplicar uma tensão contínua empregando-se capacitores é simples, e pode ser entendida pelo diagrama da **figura 2**.

O que se faz é carregar dois capacitores em paralelo com a tensão de entrada numa primeira fase do processo de conversão.

Na segunda fase os capacitores são chaveados e ligados em série com o circuito de saída de modo que as tensões em seus terminais se somem. Assim, se a tensão de entrada é V, ao chavearmos os capacitores para a conexão em série a tensão aplicada na saída será 2 V.

Chaveando os capacitores em uma velocidade suficientemente rápida podemos manter a tensão na carga num valor constante, ou ainda podemos agregar ao circuito recursos de regulação dessa tensão.

O que vimos aqui foi um dobrador de tensões, mas podemos aplicar a mesma técnica ligando em série mais de 2 capacitores e, com isso, triplicar, quadruplicar ou multiplicar por qualquer fator a tensão de entrada, conforme sugere a **figura 3**.

Nas aplicações práticas o chaveamento é feito por um circuito controlado por um oscilador cuja frequência dependerá do tipo de aplicação. Velocidades de até 800 kHz, como nos circuitos da Texas Instruments, são comuns para este tipo de aplicação.

Famílias Tps6010x/ tps6011x, da Texas Instruments

Os componentes destas duas famílias operam como bombas de carga em uma configuração dobradora de tensão com saída regulada.

A saída regulada é importante para compensar as variações da tensão de entrada. Os dispositivos da família TPS6010x fornecem uma tensão de saída de 3,3 V com variação máxima de 4% na faixa de tensões de entrada, enquanto que os da família TPS6011x possuem uma saída de 5 V com variação máxima de 4% na faixa de tensões de entrada.

Na **figura 4** temos os blocos funcionais destas famílias, a partir dos quais podemos dar uma breve descrição de seu funcionamento.

Nesses componentes, duas bombas de cargas separadas são integradas de modo a se obter o mínimo de *ripple* na saída. Os demais blocos são usados para controlar os diversos modos de operação e também para regular a tensão de saída. Esses modos de operação serão analisados mais adiante neste mesmo artigo.

Quando o circuito é ligado e todos os capacitores se encontram descarregados, o circuito de controle shut/down/start-up inicia a carga do capacitor de saída Cout até 80% da tensão de entrada. Isso é feito com a finalidade de reduzir o tempo de partida e de evitar a necessidade de um diodo Schottky de proteção entre a entrada e a saída.

O vantagem deste sistema com cargas de baixo consumo é que, durante o *shutdown*, a entrada e a saída estão desligadas e com isso o capacitor de saída pode alimentar diretamente a carga e a corrente crescente de operação é reduzida.

Diversos são os modos de operação dos dispositivos desta família, a saber:

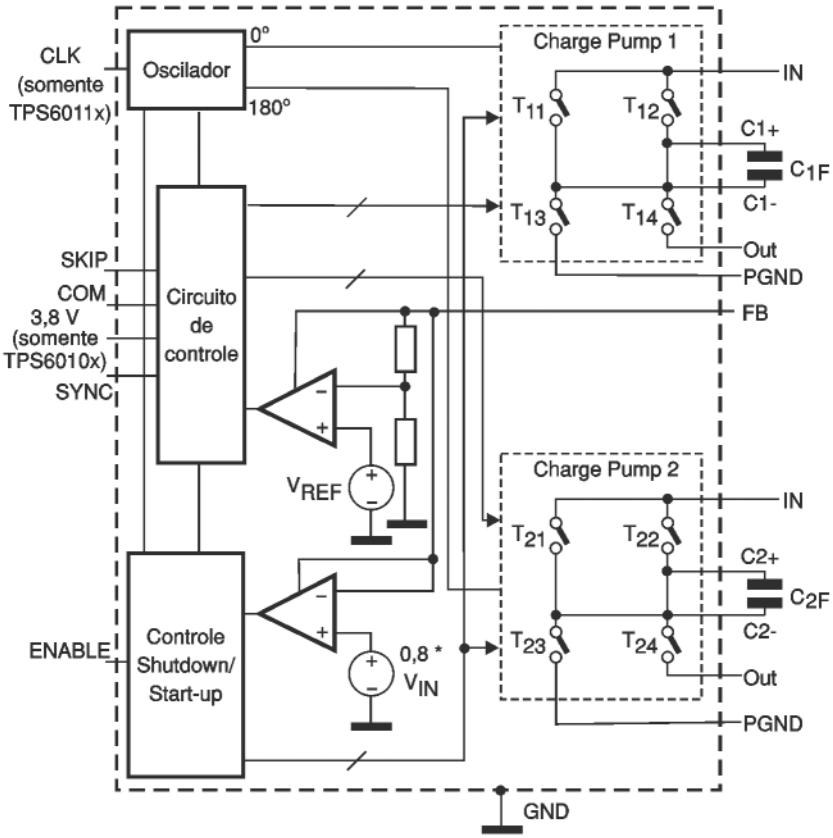
a) Modo Push-Pull (GND ligado no pino COM)

Neste modo de operação as duas bombas de carga operam no modo *push-pull* de modo

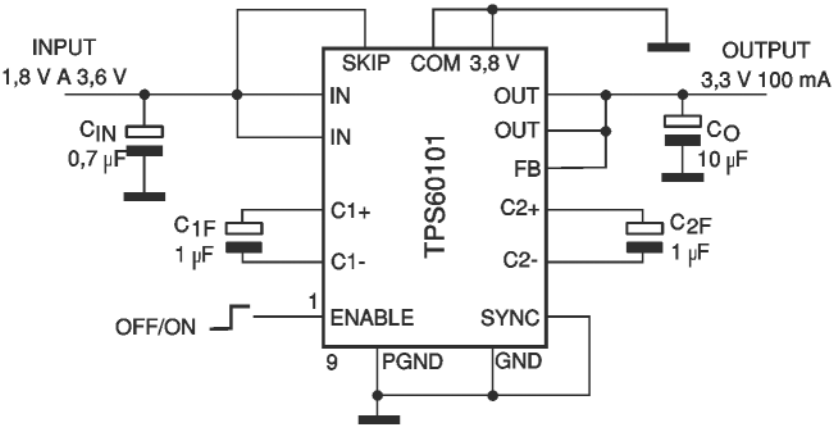
a minimizar o ripple. Isso significa que em cada metade do ciclo do oscilador, uma das bombas estará carregando seu capacitor flutuante (Cfx), enquanto a outra estará carregando o capacitor de carga (Cout). Isso quer dizer que as bombas operam com defasagem de 180 graus.

b) Modo Single-Ended (GND ligado no pino SKIP)

Se o ripple não for crítico na aplicação visada, as duas bombas de carga podem operar sem defasagem possibilitando uma redução do número de componentes externos (apenas um capacitor flutuante Cfx).



F4. Blocos funcionais dos TPS6010x - TPS6011x.



F5. Circuito com TPS6010x.

c) Modo de Frequência-Constante (GND ligado ao pino SKIP)

Neste modo de operação o ripple da saída é minimizado porque o capacitor de saída (Cout) é carregado durante cada ciclo do oscilador. A saída de potência indesejável deve ser dissipada no dispositivo. Este fato diminui a eficiência para cargas pequenas em relação ao modo de funcionamento Pulse-Skip.

d) Modo de Funcionamento Pulse-Skip (Vin ligado ao pino SKIP)

Para otimizar a eficiência do dispositivo, sua operação pode ser feita neste modo. Nele, a carga do capacitor de saída ocorre somente quando a tensão de saída cai para abaixo de um certo valor limiar definido no projeto. A eficiência para cargas pequenas aumenta, mas o ripple de saída é maior do que no modo push-pull.

e) Modo de 3,3 V (GND ligado ao 3V3) e 3,8 V (Vin ao pino 3V8)

Em comparação com o TPS6011x, o TPS6010x proporciona um modo adicional de operação, que é o modo de 3,8 V. Apesar de ser possível minimizar o ripple de saída com a combinação dos modos push-pull e frequência constante, esta redução pode não ser suficiente. Assim, a saída do TPS6010x pode estar longe do circuito externo de carga e isso pode causar problemas de EMI no pino de alimentação do dispositivo alimentado.

Para melhorar o desempenho do dispositivo, um modo de operação adicional de 3,8 V foi implementado. Neste modo, a tensão regulada de saída é aumentada para 3,8 V e um regulador linear de tensão pode ser adicionado entre esta saída e a carga para melhorar a qualidade da tensão de saída. A eficiência desta solução é praticamente a mesma da obtida pela bomba de carga sozinha, uma vez que o TPS6010x está dobrando a tensão de entrada e dissipando a potência indesejável.

f) Sincronização (Vin ligado ao pino SYNC)

Também é possível sincronizar o dispositivo externamente com uma frequência abaixo de 800 kHz. O pino de entrada SYNC deve estar com um nível de sinal alto e o sinal deve ser conectado ao pino 3V8 no TPS6010x (ou ao CLK no TPS6011x). As bombas

de carga vão operar agora com metade da freqüência externa. A única exigência para a fonte de sinal externo é que ela tenha um ciclo ativo entre 20% e 80% e os níveis de sinal apropriados.

TPS60100/TPS60101/ TPS60110/TPS60111

Estes circuitos possuem saídas reguladas de 3,3 V e 5 V com correntes de até 300 mA (dependendo do tipo) com uma entrada de tensão na faixa de 1,8 V a 3,6 V para os TPS6010x e de 2,7 a 5,4 V para os TPS6011x.

Em especial, estes componentes são otimizados para operação com duas baterias alcalinas, Nicad ou NiMH.

São necessários apenas 4 capacitores externos para se implementar um conversor DC/DC completo de baixo ruído e alto rendimento.

Dentre as aplicações sugeridas pela Texas Instruments, temos:

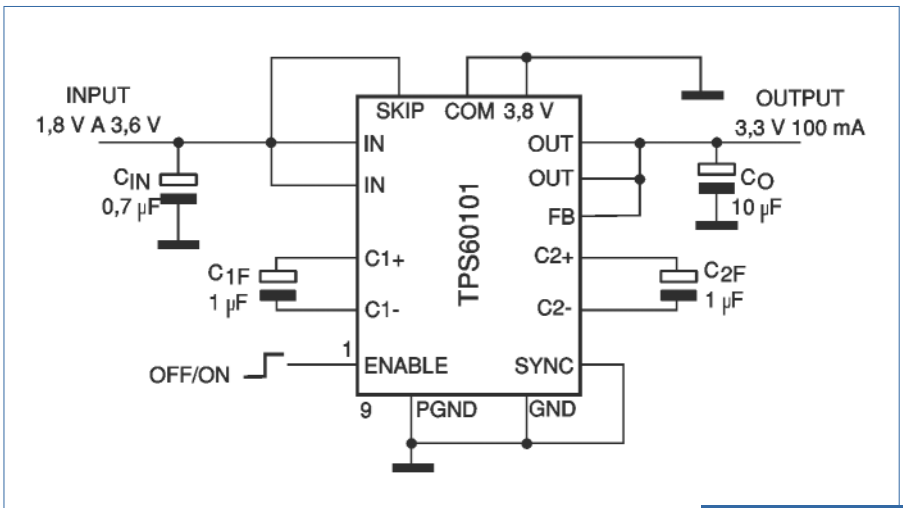
- Aplicações alimentadas por bateria;
- Conversão de tensão de 2 células de bateria para 3,3 V ou bateria Li-ion para 5 V;
- Instrumentos portáteis;
- Sistemas com DSPs e microprocessadores;
- Equipamentos miniaturizados;
- PDAs;
- *Laptops*;
- Instrumentos médicos;
- Telefones sem fio.

As diferenças básicas entre os quatro tipos desta família, são:

- **TPS60100 -** Tensão de saída de 3,3 V com corrente máxima de 300 mA;
- **TPS60111 -** Tensão de saída de 5 V com corrente máxima de 150 mA;
- **TPS60110 -** Tensão de saída de 5 V com corrente máxima de 200 mA;
- **TPS60101 -** Tensão de saída de 3,3 V com corrente máxima de 100 mA.

Na **figura 5** é apresentado um circuito típico de aplicação. Alguns destaques destes componentes, são:

- Elevada corrente de saída;
- Ripple menor que 5 mVpp para os de 3,3 V e 10 mVpp para os de 5 V;
- Apenas 4 componentes externos necessários;
- Corrente quiescente de 50 µA para os de 3,3 V e 60 µA para os de 5 V;
- Corrente de shutdown de 0,05 µA;
- Até 90% de eficiência na conversão de energia;
- Carga isolada no processo de *shutdown*.



F6. Circuito com TPS6030x.

TPS60300/TPS60301/ TPS60302/TPS60303

Estes circuitos geram tensões de 3 V ou 3,3 V a partir de tensões de entrada de 0,9 a 1,8 V.

Apenas quatro pequenos capacitores externos de 1 µF, cerâmicos, são necessários para se obter um conversor DC/DC de alta eficiência. Para conseguir a maior eficiência, a bomba de cargas seleciona automaticamente o modo de conversão x3 ou x4.

Dentre as aplicações sugeridas pela Texas Instruments para estes componentes, temos:

- *Pagers*;
- Brinquedos alimentados por bateria;
- Instrumentos portáteis de medida;
- Instrumentos médicos (por exemplo de audição);
- Produtos de automação residencial;
- Sistemas de medidas usando o microcontrolador MSP430;
- Leitores portáteis de Smart Cards.

Na **figura 6** ilustramos um circuito de aplicação destes componentes. As diferenças básicas entre os 4 dispositivos da série são, além do invólucro, a tensão de saída e o modo de ligação desta saída:

- **TPS60300DGS -** Saída de 3,3 V com saída power-good em dreno aberto;
- **TPS60301DGS -** Saída de 3,0 V com saída power good em dreno aberto;
- **TPS60302DGS -** Saída de 3,3 V com saída power-good em push-pull;
- **TPS60303DGS -** Saída de 3,0 V com saída power-good em push-pull.

Os destaques destes componentes são:

- Saídas reguladas de 3 ou 3,3 V com correntes de até 20 mA e entradas de 0,9 a 1,8 V;
- Alta eficiência na conversão de potência (até 90%) numa ampla faixa de correntes de saída. Otimizado para operação com bateria de 1,2 V;
- Saídas adicionais com 2 vezes a tensão de entrada Vin;
- Corrente quiescente menor que 35 µA;
- Não necessita indutores;
- Supervisor incluído: o dreno aberto ou push-pull power-good;
- Carga isolada da bateria durante o *shutdown*.

Conclusão

Utilizando-se *Charge Pumps*, é possível desenvolver conversores DC/DC compactos, eficientes e capazes de fornecer uma ampla gama de tensões de saída com correntes de até algumas centenas de miliampères.

A faixa de tensões geradas torna esses dispositivos atraentes para projetos que envolvam aplicações de baixo consumo, alimentadas por bateria e que devam ser suficientemente compactas para uso portátil.

Sensoriamento de nível de líquidos, usando sensores de efeito Hall

Este artigo é dedicado à tecnologia de medição de nível de líquidos, usando a tecnologia de sensoriamento sem contato dos sensores magnéticos. Primeiramente mostraremos, de uma forma geral, os requisitos de uma aplicação de medição de nível de líquidos. Depois, faremos uma rápida introdução de algumas soluções atualmente utilizadas e das pesquisas que estão sendo realizadas para futuros sistemas, incluindo-se técnicas e métodos de contato e sem contato

César Manieri

O sensoriamento magnético está se tornando uma solução comparativamente mais fácil e robusta para lidar com problemas de medição. Aqui, apresentaremos algumas das linhas de sensores magnéticos de mercado que se confirmam como solução eficaz para resolver tais problemas. Discutiremos os diferentes aspectos de um projeto de sensor de nível de líquidos, incluindo-se o projeto de circuitos magnéticos. Na última parte do texto, mostraremos alguns modelos de sensores de efeito Hall que se ajustam perfeitamente para sensoriamento de nível de líquidos.

Visão geral de um sensor de nível de líquidos e seus requisitos

Os sensores de nível de líquidos são usados em muitas diferentes aplicações com diferentes requisitos. Discutiremos agora as aplicações automotiva, industrial de consumo.

Aplicações Automotivas

Cada carro, caminhão ou motocicleta são equipados com um sensor de combustível para medir a quantidade de gasolina, álcool ou diesel que resta dentro do tanque. Apesar destes sensores estarem há muito tempo sendo utilizados, algumas inovações e evoluções estão ocorrendo e estão fazendo com que os fabricantes de veículos considerem estas novas soluções como ponto de partida para economia de espaço, peso e custos, aumento da confiabilidade destes sensores e das medições feitas dentro do tanque de combustível. Outros requisitos também estão sendo considerados: as atuais complexidades das geometrias dos recipientes, a redução da abertura e a dificuldade de remoção do tanque, que diminui a chance de possíveis vazamentos, o que garante de forma eficaz a estanqueidade do sistema.

Um sensor de nível de combustível tem que operar sob severas condições ambientais. Não somente ele é exposto a pesadas variações de temperarturas e vibrações,

bem como tem que sobreviver aos ataques de componentes químicos como: etanol, metanol, ácido sulfurico ou aditivos de combustíveis, etc. Estes componentes químicos têm um impacto direto na confiabilidade do sensor. Os fabricantes de automóveis estão constantemente aumentando os requisitos de confiabilidade, o que se explica pela qualidade exigida e demonstrada no ponto de venda dos carros e, por outro lado, se isso não for respeitado pode trazer para o consumidor um aumento do custo de reparos das peças defeituosas por conta da alta integração dos sensores, tanque, módulos e a complexa instalação de mangueiras e cabos.

Existem, ainda, outros diferentes líquidos utilizados em um veículo moderno. Muitos deles, importantíssimos para o correto funcionamento dos sistemas veiculares. Alguns exemplos são: óleo do motor, fluido de freios e da direção hidráulica, água do radiador, água de limpeza do parabrisas e dependendo do veículo, líquidos especiais utilizados em alguns conversores catalíticos. Os sensores que são utilizados para detectar estes líquidos normalmente têm que cumprir todos os requisitos de resistência química que os sensores de nível de combustível seguem.

Outro ponto importante é o espaço útil que cada vez é mais restrito, já que a maioria destes tanques são muito menores que um tanque de combustível tradicional. Muitos destes líquidos não são continuamente monitorados pelo motorista, mas é importante e suficiente que se tenha um indicador caso o nível mínimo destes líquidos tenha sido ultrapassado. Apresentaremos mais adiante o emprego de um indicador de nível baixo para este caso.

Aplicações Industriais e de Consumo

No caso da indústria em geral, temos uma ampla variedade de líquidos presentes na mais diferentes aplicações: na indústria de saneamento para monitorar tanques de tratamento, transporte e armazenamento de água, na indústria petroquímica para monitorar petróleo e seus derivados líquidos, na agricultura e setor de nutrição humana e animal para monitorar dosagens e o nível de fertilizantes líquidos. Os requisitos variam muito dependendo das condições ambientais, composição química dos líquidos, precisão da medida, espaço útil disponível e faixa de medição a ser coberta. Certamente existem disponíveis no mercado uma ampla variadade de sensores baseados em inúmeros princípios de medições. Mostraremos estes modelos no capítulo seguinte.

Na indústria de consumo e eletrodomésticos existem aplicações onde é necessário controlar e mostrar informações de nível de líquidos como por exemplo: máquinas de café automáticas, *dispenser* de água, espremedores de frutas, evaporadores de água, vaporizadores, frigideiras e congeladores, caldeiras, sistemas de aquecimento, lavadoras de pratos, ferros de passar a vapor, etc. Neste texto vamos dar algumas ideias de como implementar as soluções de sensoriamento para estas aplicações usando sensores magnéticos.

Príncipios de medição

O número dos princípios de medição é tão amplo quanto os números de aplicações no mercado. Abaixo, damos alguns exemplos dos principais sensores e suas características de medição.

- **Cartão resistivo discreto**: Este é um tipo de resistor variável que é amplamente usado para medida de nível. Um contato, conectado a um braço de uma alavanca com uma pequena boia na ponta percorre os terminais dos contatos que estão ligados a resistores individuais, mudando assim a resistência vista entre os dois terminais. Somente dois fios são necessários para ligar o cartão resistivo e com apenas um elemento resistivo pode-se efetuar a leitura, e isso é suficiente para acomodar as não linearidades do formato do tanque. Assim, temos uma saída discreta proporcional aos elementos resistivos usados. De certa forma, nesta solução, pode-se perder um contato na transição entre dois pontos de contato. Outra desvantagem desta solução é que o princípio de sensoriamento de contato pode acarretar desgastes macânicos;
- **Cartão resistivo variável**: Neste caso, os resistores não são discretos, mas são formados por uma pista resistiva que usa um material resistivo depositado em uma placa de cerâmica e um braço de alavanca com um ponto para o contato. O projetista que escolhe esse princípio, pode projetar seu sistema tanto para uma alavanca rotativa como para solução vertical flutuante. Algumas das deficiências dos cartões de resistor discreto são resolvidas dessa maneira, mas a solução ainda é baseada em contatos que podem desgastar-se devido à sobreposição de movimentos em torno de uma posição causada pela própria movimentação e nível do líquido;
- **Contato Reed**: Uma solução sem contato mais simples usa o famoso contato Reed. O elemento Reed consiste, basicamente, de um contato de metal ferroso que é montado em uma cavidade selada. Os contatos se conectam um com o outro assim que um campo magnético é aplicado. As aplicaçõs típicas são: chaves de proximidades, indicadores de nível baixo de líquidos, substitutos sem fio para sensores de nível de líquidos discretos. Por serem simples e baratos, são mais frágeis e podem se quebrar devido a condições mais severas tipo vibrações;
- **Sensores Hall**: Por serem baratos e robustos e de comprovada solução sem contato para várias aplicações de sensoriamento de posição, iremos abordar esse princípio de medição em detalhes mais a frente**;**
- **Outros Princípios**: Existem outras inúmeras técnicas que não vamos explicar aqui em detalhes: Capacitiva, óptica, ultrassônica, magneto- resistiva ou estimativa de nível usando variáveis intermediárias tais como pressão e força. O leitor interessado pode encontrar mais detalhes destes métodos particulares em: **www.sensorsmag.com/sensors/leak-level/a-dozen-ways-measure-fluid-level-and-how-they-work-1067**.

Sensores magnéticos de nível de combustível

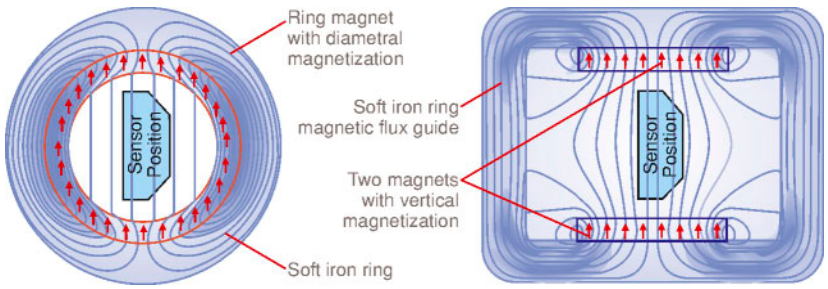
Este item mostra algumas soluções de sensores de nível de combustível baseadas em sensores de efeito Hall. Consideramos aqui duas possibilidades: sistemas de flutuação vertical, bem como os sistemas de braço e alavanca. Por fim, mostraremos soluções de chave única para indicação de tanque cheio e tanque vazio.

Neste link o leitor pode ver um vídeo da representação do sistema: **www.youtube.com/watch?v=-IBSAEGo4r8**.

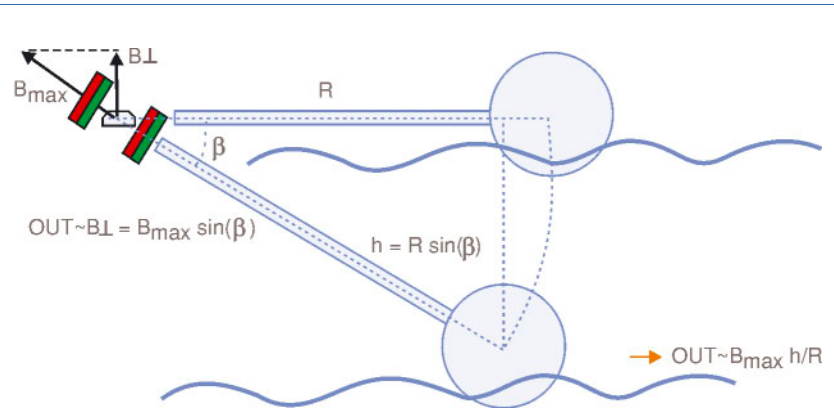
Sensor de Alavanca Giratória

É a solução sem contato mais moderna para um sensor de nível de combustível que mantém o uso das mesmas estruturas mecânicas usadas até agora. A unica diferença é que, neste caso, somente se substitui o cartão resistivo por um sensor sem contato baseado em um princípio magnético. Os circuitos magnéticos mostrados na **figura 1** podem ser utilizados para uma simples implementação prática.

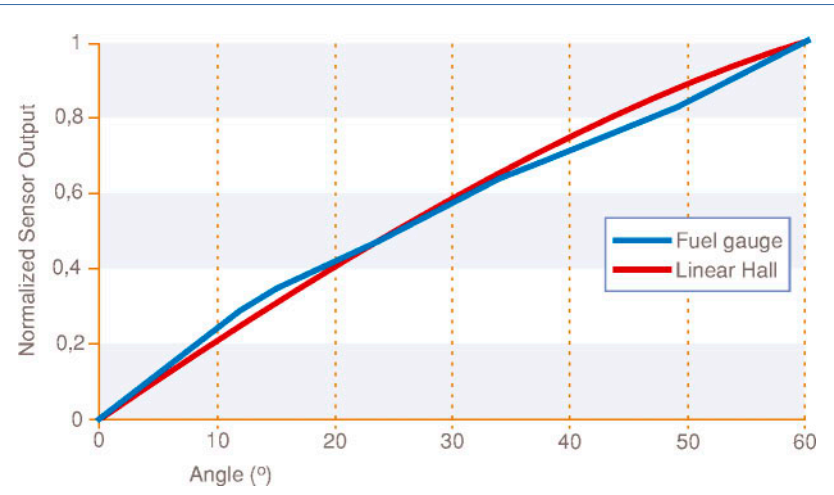
No primeiro exemplo, o sensor Hall linear é posicionado no centro de um ímã em um anel magnetizado diametralmente, em volta do ímã temos um outro anel feito de uma liga leve de ferro que será usado para orientar o fluxo magnético. Esta implementação tem a seguinte vantagem: o campo magnético dentro do anel é bem homogêneo, assim, mesmo pequenos problemas de variação macânicas, não significam grandes desvios no sinal de saída. Adicionalmente o sensor é protegido pela liga leve de ferro, o que traz uma melhor segurança contra distúrbios externos.



F1. Duas possibilidades de projetos de simples circuitos magnéticos que direcionam as linhas dos campos magnéticos.



F2. Princípio do cancelamento senoidal em sensores de nível, usando-se um sensor Hall linear.



F3. Comparação entre o cartão resistivo e o sensor Hall para um indicador de combustível.

Uma outra alternativa, no segundo exemplo visto na figura 1, é um circuito magnético mais simples que usa apenas duas placas magnéticas. Esta solução oferece um razoável grau de precisão e que, ao mesmo tempo, reduz os custos dos materiais utilizados. Este circuito é um pouco menos robusto contra desalinhamentos mecânicos, mas é suficiente para diferentes aplicações de medição de nível de combustíveis. Se usarmos um sensor programável do tipo TLE4997 poderemos fazer uma rápida calibração e assim usarmos o mesmo sensor para múltiplos e diferentes projetos.

Um sensor Hall linear mede somente o componente vertical do campo magnético, assim, se nós girarmos o ímã em torno do mesmo, nós conseguiremos o sinal de saída abaixo:

OUT~B = BmaxSen(ß)

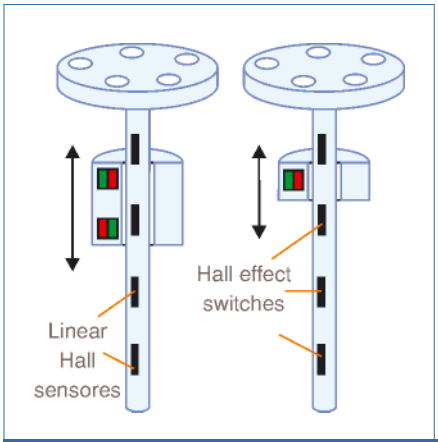
Onde B é o componente perpendicular do campo magnético medido e Bmax é o campo magnético máximo. A relação entre o ângulo da alavanca β e a distância vertical h é dada pela equação: **h = Rsen(β)**, onde R é a distância entre o ponto de articulação e a boia. Agora, combinando-se as duas fórmulas podemos obter:

OUT~Bmax(h/R)

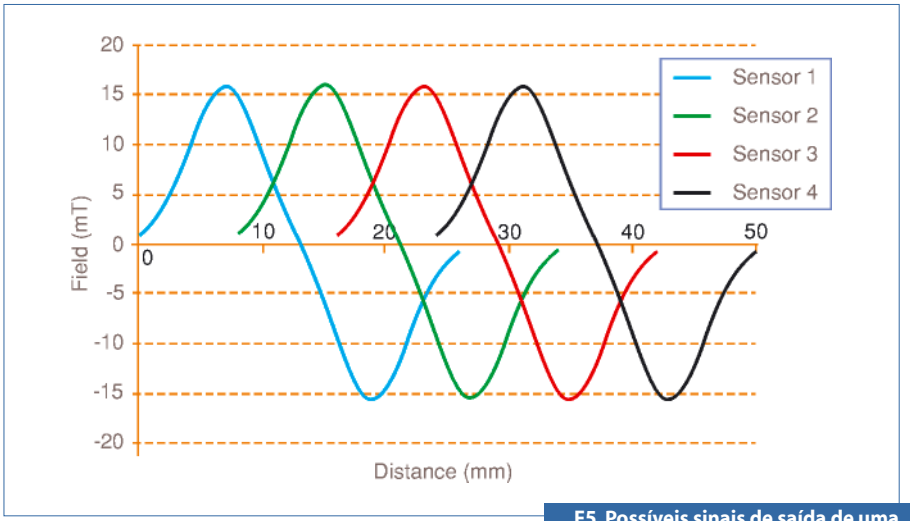
Isso nos mostra que o sinal de saída OUT é proporcional ao nível do líquido h.

A **figura 2** também nos mostra como este sensor pode ser usado para substituir um sensor de nível que usa o tradicional cartão resistivo. A fim de termos uma sensibilidade similar, no que diz respeito à variável medida através de uma determinada faixa de medição, a forma de onda senoidal da saída do sensor Hall nos permite seguir a forma de onda de saída da placa resistiva dentro de alguns de seus limites.

A **figura 3** ilustra a comparação do sinal de saída típico de um sensor de nível



F4. Flutuador vertical baseado em sensores de efeito Hall Lineares e interruptores Hall.



F5. Possíveis sinais de saída de uma fileira de sensores Hall Lineares.

que usa o cartão resistivo e de uma solução similar que emprega o sensor Hall. O erro remanescente pode ser corrigido usando o microcontrolador e levando-se em conta a geometria não linear to tanque de combustível.

Sistemas de flutuação vertical

Uma outra possível implementação dos sensores de nível de combustível seria o uso de uma boia de movimento vertical. Dependendo da necessidade, sinal contínuo ou discreto, podemos utilizar neste projeto tanto sensores Hall linear ou chaves interruptoras Hall. A **figura 4** exibe as duas possibilidades de implementação usando uma fileira de sensores Hall que se utiliza de dois pequenos ímãs, os quais estão magnetizados em direções opostas.

Atráves da escolha certa da distância e do tamanho dos ímãs, o componente horizontal do campo magnético acaba por ser linear em uma considerável faixa de operação como podemos ver na **figura 5.** As distâncias entre os sensores Hall lineares devem ser escolhidas de tal forma que haja sempre um sensor em sua faixa linear. Dependendo do sinal de saída dos sensores, é possivel então escolher qual saída deve ser utilizada.

Agora, se você precisa saber apenas um sinal discreto do nível do líquido, então os sensores Hall Switches consistem numa opção mais barata e mais simples. Como vimos na figura 4, mostramos esta implementação onde é usada uma fileira de sensores Hall Switches. Diferentemente dos sensores lineares, a solução com interruptores Hall necessita apenas de um ímã. Uma forma de se obter uma boa resolução na medição e na distância coberta é se certificar que durante as transições sempre haja dois sensores ativos.

Distância	0-5	5-10	10-15	15-20	20-25	25-30	30-35	35-40	40-45
Switch 1	0	1	1	0	0	0	0	0	0
Switch 2	0	0	1	1	1	0	0	0	0
Switch 3	0	0	0	0	1	1	1	0	0
Switch 4	0	0	0	0	0	0	1	1	0

T1. Detectando 9 níveis distintos, usando 4 sensores Hall Switches.

Na **tabela 1** podemos ver uma matriz de decisões possíveis. Com este esquema é possível detectar nove posições distintas com 4 interruptores de efeito Hall.

Chave de indicação de nível baixo

Em alguns casos é necessário emitir um sinal de alerta para indicação de baixos níveis de líquidos. Para tanto, pode-se usar o sinal gerado por um sensor do nível de combustível, ou adicionar um interruptor indicador de baixo nível colocado na parte inferior do tanque. A **figura 6** mostra uma possível implementação que usa um ímã permanente em um flutuador e um interruptor de efeito Hall. As aplicações deste interruptor também incluem muitos eletrodomésticos, tais como máquinas de lavar roupa, máquinas de café, ferros de passar a vapor ou dispensers de água.

Sensores magnéticos INFINEON para sensoriamento de nível de líquidos

A Infineon oferece uma ampla variedade de sensores magnéticos, incluindo-se dispositivos de efeito Hall e sensores baseados no princípio Magneto-Resistivo Gigante (GMR). Como vimos antes, sensores Hall lineares e interruptores Hall são os mais adequados para aplicações de sensoriamento de nível de líquidos, e alguns dos componentes mais importantes serão mostrados neste ítem.

Sensores Hall Lineares

A Infineon oferece uma ampla variedade de sensores Hall com diferentes interfaces, tipos de programação e encapsulamentos. Este item dará a você uma visão geral de família de sensores para esta aplicação. Veja a **tabela 2**. Para mais informações e detalhes acesse: **www.infineon.com/sensors**.

TLE4990

Apenas para exemplificar: o TLE4990 é um sensor de efeito Hall linear mais básico e antigo. Ele possui uma unidade de processamento de sinal analógico e é programável por queima de fusíveis. Como o sensor é totalmente programável, isso significa que seu ganho e sua sensibilidade podem ser ajustados em dois pontos de calibração diferentes. Devido ao encapsulamento PG-SSO-4-1 ser mais fino, ele se encaixa perfeitamente em pequenos espaços, possibilitando um menor espaço de ar entre o ímã e a medição do campo magnético. Este sensor foi muito

utilizado em aplicações automotivas pelo seu alto desempenho e confiabilidade por conta do alto grau de utilização deste sensor em aplicações tais como sensoriamento da posição do pedal do acelerador.

A empresa Infineon não o recomenda para novos projetos. Os produtos indicados, a seguir, são as atualizações do TLE4990.

TLE4997

O TLE4997 foi concebido no lugar do TLE4990 para melhorar algumas das deficiências intrínsecas destes sensores devido ao regime de compensação analógico como o utilizado na maioria dos produtos similares do mercado, incluindo-se aí os desvios de offset e de sensibilidade em relação às altas temperaturas, aumento da precisão e da faixa dos parâmetros programáveis.

O processamento de sinal do TLE4997 foi inteiramente deslocado para o domínio digital, fazendo com que a influência dos parâmetros programados seja completamente determinística. Os efeitos das altas temperaturas no sensor Hall podem ser prontamente compensados através de um sistema de pré-calibração na própria linha de produção do componente na fábrica da Infineon. O TLE4997 também é o primeiro sensor do mercado que oferece parâmetros programáveis e independentes para ambos os coeficientes de tempratura de primeira e segunda ordem e para o ajuste da sensibilidade da aplicação.

O TLE4997 tem uma saída analógica raciométrica e pode ser usada como um substituto mais robusto para potenciômetros, por exemplo. Em sistemas eletrônicos ou eletromecânicos, raciométrica refere-se à razão entre a tensão de saída e a tensão de alimentação de entrada. Assim, se a tensão de entrada for duplicada, a tensão de saída será dobrada. É uma razão direta. Este sensor se apresenta com um pequeno encapsulamento de 3 pinos PG-SSO-3-10, e por isso é muito adequado ao uso em espaços limitados dentro de circuitos magnéticos do tipo o que apresentamos na figura 1.

TLE4998

A família TLE4998 é a sucessora do TLE4997, proporcionando novidades na interface e também grandes inovações quanto a estabilidade durante toda vida útil do componente. O conceito de processamento de sinal foi baseado no projeto do TLE4997, o DSP oferece uma conversão de sinal analógico para digital de alta precisão e um processamento de sinal determinístico digital. Uma inovação importante do TLE4998 é um sensor de estresse que está integrado ao próprio sensor e que permite monitorar constantemente o estresse mecânico induzido no chip por apertos desnecessários, ou por diferentes efeitos ambientais. As mudanças induzidas pelo estresse na sensibilidade do sensor são, então, compensados no DSP. O TLE4998 é o primeiro sensor desta classe que oferece esse recurso.

Como o TLE4997, o TLE4998 está disponível no encapsulamento de 3 pinos PG-SSO-3-10. Além disso, o sensor pode ser encomendado em um encapsulamento slim de 4-pinos PG-SSO-4-1 com uma altura de um milímetro apenas. Outra opção é o terceiro encapsulamento PG-SSO-3-9 de 3 pinos com dois capacitores integrados nos terminais entre Vdd e Gnd e entre Out e Gnd, o que aumenta a proteção contra surtos de EMC e microrrupturas, ajudando a reduzir ainda mais o custo total do sistema (**figura 7**).

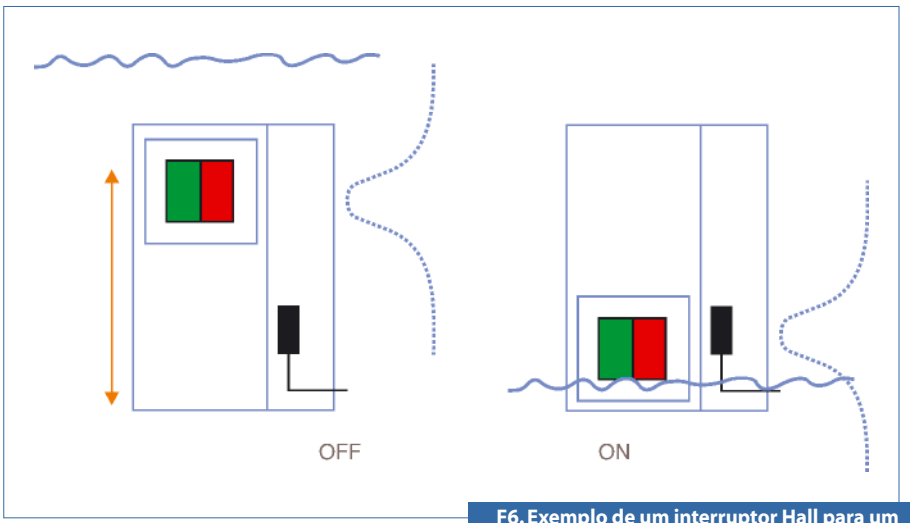
O TLE4998P possui uma interface PWM, que em apenas um ciclo pode carregar toda a informação do sinal do sensor Hall. O sensor oferece uma resolução de 12 bits na saída, e combinado com uma detecção precisa do lado microcontrolador, pode levar a uma resolução muito maior do que o que é alcançável por uma interface analógica tradicional. Em nível de sistema, a interface PWM oferece vantagens de redução de custo em comparação com as soluções analógicas porque evita-se as múltiplas conversões de sinais de digital para analógico e vice-versa

Além de dispositivos com saída raciométrica, os sensores podem ser conectados diretamente a uma fonte de 12V. A saída consiste no modo de dreno aberto, um resistor de *pull-up* simples pode ser usado para conectar a saída para qualquer nível de tensão adequada e para o estágio de entrada do microcontrolador, conseguindo-se assim a independência completa entre microcontrolador e alimentação do sensor.

A empresa oferece *Kits* de programação e desenvolvimento.

Interruptores de efeito Hall

A Infineon oferece uma ampla gama de interruptores de efeito Hall, cobrindo toda a gama de sensores de comutação



F6. Exemplo de um interruptor Hall para um sensor de indicação de nível baixo.

Product Type	Programming	Package	Interface
TLE4990	Fuses	PG-SSO-4-1	Analog ratiometric
TLE4997	EEPROM	PG-SSO-3-10	Analog ratiometric
TLE4998P	EEPROM	PG-SSO-3-9 PG-SSO-3-10 PG-SSO-4-1	PWM

T2. Esta tabela mostra os sensores Hall Infineon mais adequados para o sensoriamento de nível de líquidos.



F7. Acima, os três diferentes tipos de encapsulamento dos sensores Hall lineares da Infineon: PG-SSO-3-10, PG-SSO-3-9, PG-SSO-4-1 (da esquerda para direita).

unipolar e bipolar, bem como dispositivos de travamento. A família TLE49x6 tem um alto ponto de comutação e grande estabilidade. Se for necessário apenas informações discretas de liga ou desliga, uma boa escolha seria o interruptor de efeito Hall unipolar TLE4906. Disponível em dois encapsulamentos: o TLE4906H em SC59 SMD, bem como o TLE4906L em um encapsulamento PG-SSO-3-2 com chumbo (**figura 8**):

- Pequena propagação do ponto de comutação (Bop entre 6,5 e 13,5 mT, Brp entre -5,0 e 12 mT);
- Excelente compensação de temperatura (definido para -350 ppm / °C típico);
- Tempo de atraso pequeno (tipicamente 13 µs);
- Baixo jitter (tipicamente 1 µs).

Além disso, todos os requisitos básicos para os sensores que trabalham em ambientes agressivos são preenchidos por esta parte, incluindo-se:

- Ampla faixa de operação de tensão de alimentação (2,7 V a 18 V);
- Alta faixa máxima de tensão de alimentação, incluindo a proteção contra inversão de polaridade (-18 V a 26 V);
- Faixa de alta temperatura (-40 a 150 °C faixa de operação, max classificação até 195 °C por curto período de tempo);
- Alta imunidade contra ESD (6 kV).

Todas essas características tornam o TLE4906H e TLE4906L as escolhas ideais para aplicação em ambientes agressivos.

Mais informações sobre Hall Sensoring:



F8. Os interruptores Hall da Infineon estão disponíveis em encapsulamentos PG-SSO-3-2, bem como em encapsulamento SC59 SMD.

www.infineon-designlink.com/Linear-Hall-Sensors-from-Infineon-%2B-New-Application-Notes-Available.

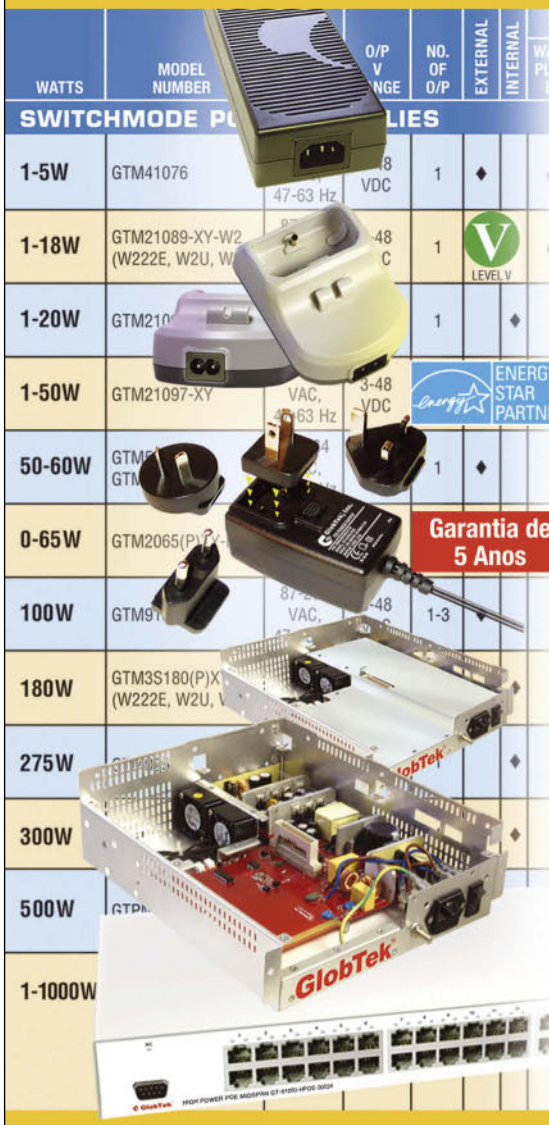
Conclusão

Apresentamos aqui algumas das implementações possíveis para sondas de nível de líquido sem contato, usando sensores de efeito Hall. Com a utilização e eficácia comprovadas em muitas aplicações automotivas, como ABS com sensor de velocidade ou de detecção de posição do pedal do acelerador, os sensores Hall consistem em uma solução robusta e durável para a detecção sem contato de alta qualidade. As empresas do setor de Eletrônica podem oferecer um amplo portfólio de Sensores de efeito Hall e Hall lineares, bem como interruptores de efeito Hall. Estes componentes são uma excelente opção para a medição de posição para uma ampla gama de aplicações no mercado.

Como foi mostrado, existem projetos fáceis e rápidos de serem implementados para a detecção de nível de líquidos e com certeza os sensores de efeito Hall podem ser efetivamente usados nestas aplicações.

Soluções em Energia para a Indústria de Equipamentos Médicos e TI

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



GlobTek®

sales@globtek.com
+1.201.784.1000
+1.201.784.0111

www.globtek.com

ISO 9001:2008 Certificada
ISO 13485:2003 Pendente
ISO 14001:2004 Pendente

CB EISA CEC

Conheça os Comparadores de Janela

Os comparadores de janela ou window comparators *consistem em circuitos de enorme utilidade. Essas configurações, baseadas em amplificadores operacionais de alto ganho, podem ser encontradas em aplicações industriais de controle e sensoriamento, em instrumentação eletrônica, robótica, mecatrônica, eletrônica embarcada, além de muitas outras que não temos espaço para citar aqui. Como funcionam os comparadores de janela e como usá-los, é algo que todo profissional de Eletrônica deve saber. Assim, neste artigo, analisaremos o princípio de funcionamento dessa útil configuração e algumas das suas aplicações práticas mais importantes.*

Newton C. Braga

Ativar um circuito qualquer quando uma tensão em sua entrada atinge um determinado valor é algo bastante simples, e a maioria dos nossos leitores pode desenhar "de cabeça" um circuito para essa finalidade.

No entanto, existem aplicações que vão além disso como, por exemplo, a que exige o disparo de um circuito somente numa determinada faixa de tensões de entrada, conforme mostra a **figura 1**.

Uma configuração como essa pode ser usada em um sistema de alarme, onde precisamos ativar um sistema tanto quando a temperatura cai abaixo de um valor como quando o ultrapassa.

Para essa configuração, um simples circuito amplificador de sinais não se aplica. Precisamos de algo mais, e esse algo mais chama-se justamente "comparador de janela".

Para entender como funciona um comparador de janela devemos começar pelo seu elemento básico, o amplificador operacional, que a maioria dos leitores já conhece, mas nunca é demais lembrar do seu princípio básico de funcionamento.

O Amplificador Operacional

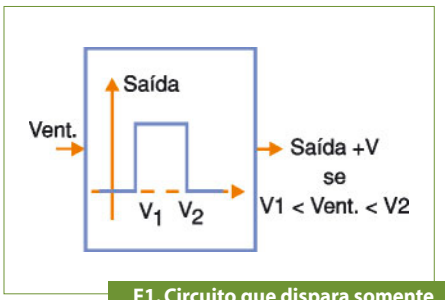
Os amplificadores operacionais foram criados originalmente para realizar operações matemáticas em computadores analógicos. Eles podiam somar, subtrair, multiplicar e fazer muitas outras operações usando tensões em lugar de números. Associando diversos deles, operações complexas com as tensões eram feitas e, no final, o valor da tensão obtido era associado ao resultado.

Entretanto, verificou-se que os amplificadores operacionais tinham uma utilidade muito maior do que a "simples" realização de operações matemáticas, e hoje nenhum profissional de Eletrônica pode viver sem eles.

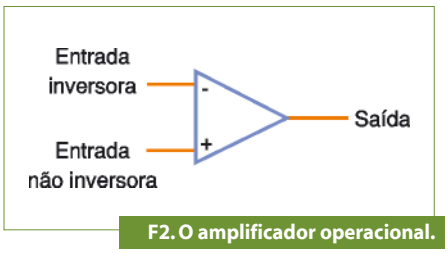
Uma de suas aplicações é justamente a de funcionar como comparador de tensão, que é a base do comparador de janela que estamos focalizando neste artigo.

Então, para entender como funciona um comparador, vamor partir de um amplificador operacional típico que é ilustrado na **figura 2**.

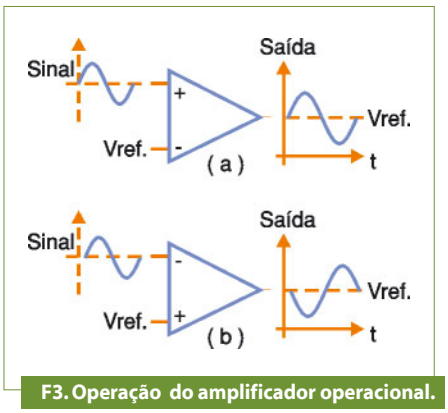
O amplificador operacional dessa figura tem uma entrada não inversora (+), uma entrada inversora (-) e uma saída (S).



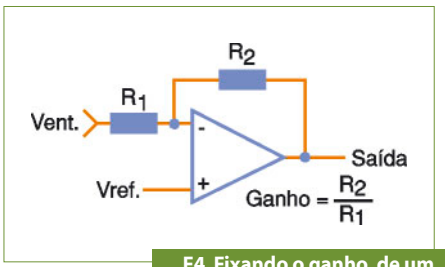
F1. Circuito que dispara somente numa faixa de tensões.



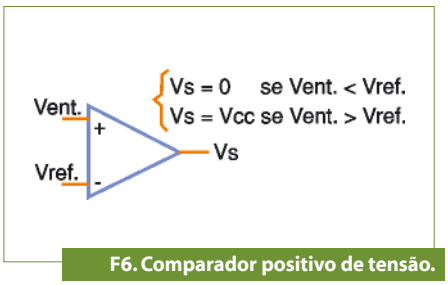
F2. O amplificador operacional.



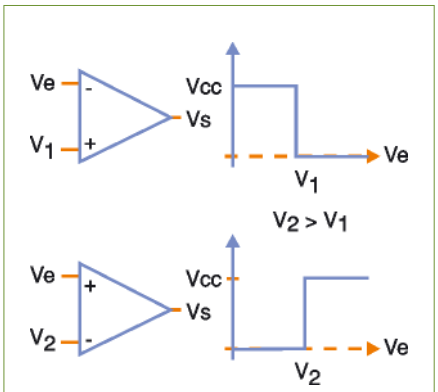
F3. Operação do amplificador operacional.



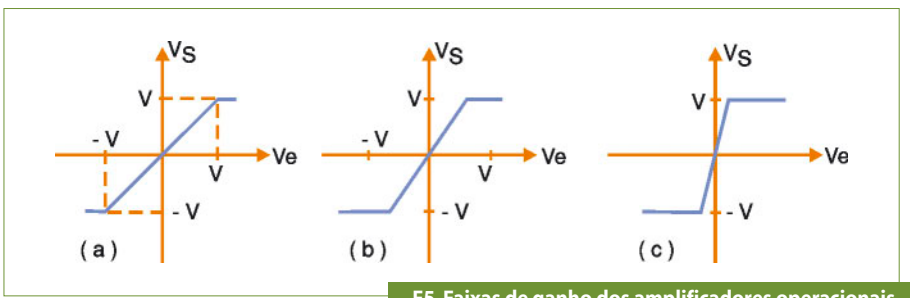
F4. Fixando o ganho de um amplificador operacional.



F6. Comparador positivo de tensão.



F7. Dois comparadores separados.



F5. Faixas de ganho dos amplificadores operacionais.

O tipo de sinal que aparece na saída depende do ganho do amplificador e da entrada em que ele é aplicado.

Assim, se aplicamos o sinal na entrada não inversora, ele aparece na saída com a mesma fase que o da entrada e com uma amplitude tantas vezes maior quanto for o seu ganho, de acordo com a **figura 3 (a)**.

Se o sinal for aplicado na entrada inversora, ele aparecerá na saída com a fase invertida e com uma amplitude tantas vezes maior quanto for o ganho do amplificador, conforme exibe a **figura 3(b)**.

Os amplificadores operacionais comuns possuem ganhos de tensão extremamente elevados, podendo chegar a 100 000 vezes.

Podemos alterar esse ganho agregando um resistor de realimentação negativa, veja a **figura 4**, o que nos leva a diversas curvas de resposta para esse circuito.

Dessa forma, na **figura 5**, em (**a**) temos o caso em que o ganho é muito baixo (igual a 1) e que a saída tem a mesma amplitude da entrada. Esse circuito é chamado de seguidor de tensão. Em (**b**) representa uma configuração com ganho maior e em (**c**) a configuração com ganho máximo.

As duas primeiras configurações são normalmente usadas quando queremos amplificar um sinal e trabalhamos na região linear dessas características. A terceira configuração, praticamente, não possui essa região linear e não é usada como amplificador, mas ela pode ser empregada de outra forma: como comparador de tensão. Vejamos como isso é feito.

O Comparador de Tensão

Pelo que vimos, um comparador de tensão nada mais é do que um amplificador operacional com um ganho muito alto. E conforme o nome sugere, esse circuito pode ser usado para comparar duas tensões.

Assim, se aplicarmos na entrada inversora (-) uma tensão de referência, a saída será a tensão positiva de alimentação caso a tensão de entrada seja maior que a tensão de referência, e será 0 V se a tensão de entrada for menor que a tensão de referência. Isso é indicado na **figura 6**, onde temos um comparador positivo de tensão.

Por outro lado, se a tensão de referência for aplicada na entrada não inversora (+), o comportamento do circuito muda: teremos uma saída positiva se a tensão de entrada for menor que a de referência, e 0 V se a tensão de entrada for maior que a de referência.

Veja que, na transição, quando as tensões se igualam, como temos um ganho muito grande para o circuito, há praticamente um estado instável, com uma saída não definida. Em outras palavras, a probabilidade de que as tensões de entrada sejam exatamente iguais é muito pequena, e sempre teremos uma transição rápida do circuito que (ou tem sua saída indo ao nível alto ou caindo para zero).

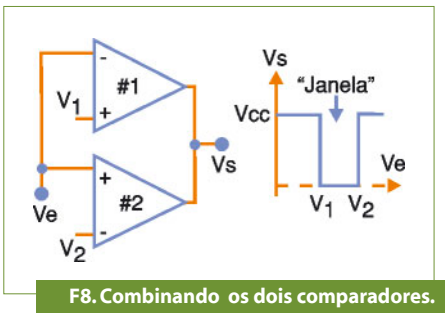
Podemos empregar esse tipo de circuito em alarmes ou para detectar níveis de sinal com excelente desempenho, bastando simplesmente fixar numa das entradas a tensão que desejamos para a transição do circuito, ou seja, para o disparo.

O Comparador de Janela

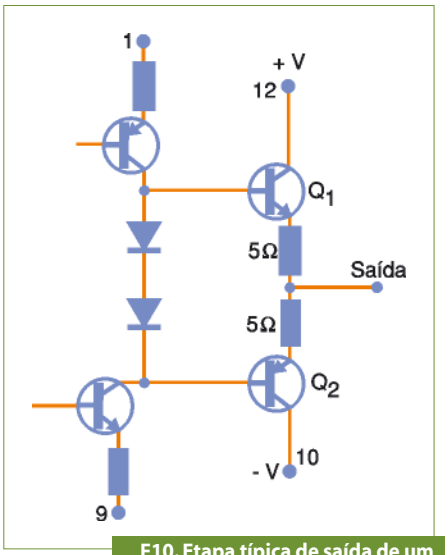
Conforme observamos, os comparadores fornecem saídas que oscilam entre dois estados em função da tensão de entrada.

Essa, entretanto, é uma aplicação simples que envolve apenas uma transição da tensão de saída.

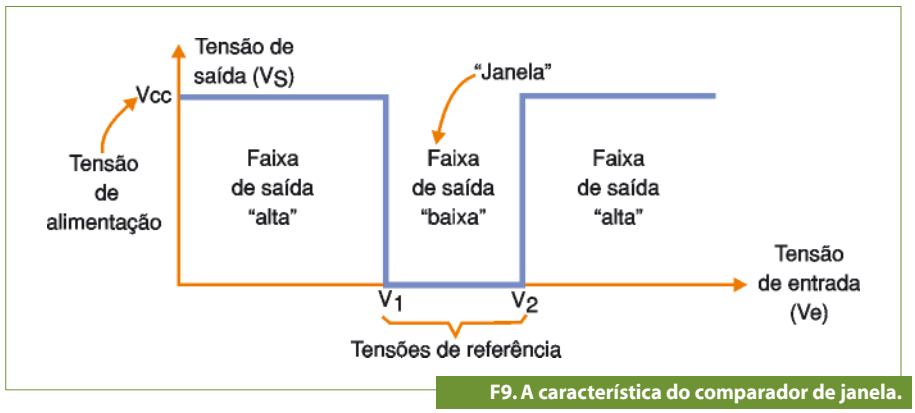
Podemos combinar dois desses circuitos para ter uma função um pouco mais



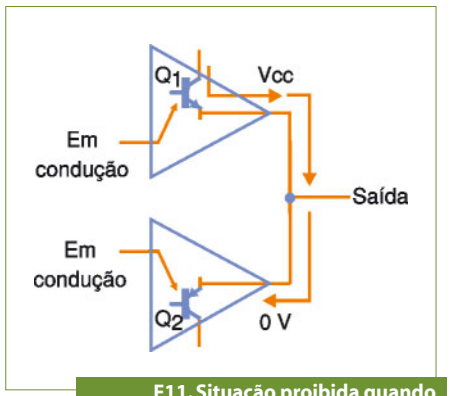
F8. Combinando os dois comparadores.



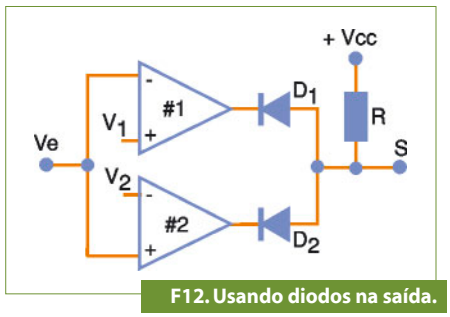
F10. Etapa típica de saída de um amplificador operacional.



F9. A característica do comparador de janela.



F11. Situação proibida quando amplificadores operacionais comuns são usados como comparadores.



F12. Usando diodos na saída.

complexa e de grande utilidade para a eletrônica.

Vamos supor que tenhamos dois comparadores que possuam tensões de transição de V_1 e V_2, sendo um deles positivo e o outro negativo, conforme mostra a **figura 7**.

Se interligarmos esses comparadores de modo que o sinal seja aplicado simultaneamente às suas entradas e unirmos suas saídas, teremos um circuito semelhante ao da **figura 8**.

O comportamento desse circuito será bastante interessante:

- Quando a tensão de entrada for inferior a V_1 a saída do circuito estará no nível alto (+Vcc).
- Na faixa entre V_1 e V_2 a tensão de saída será zero (0 V), e quando a tensão de entrada estiver acima de V_2 a saída voltará a ter a tensão positiva da alimentação ou nível alto.
- O gráfico representando este comportamento, desenhado na **figura 9**, revela a existência de uma "janela" entre V_1 e V_2.
- Quando as tensões de entrada assumem valores entre V_1 e V_2, ou seja, dentro da janela, a saída do comparador se mantém no nível baixo.

Não é preciso dizer, então, porque esse circuito é chamado "comparador de janela": ele poderá reconhecer uma "janela" de valores de tensão de entrada entre os quais sua saída irá ao nível baixo.

O Comparador de Janela, na Prática

De acordo com o que dissemos, podemos usar amplificadores operacionais comuns de alto ganho para elaborar comparadores de janela com facilidade.

Todavia, os amplificadores operacionais comuns têm um problema de configuração que pode se tornar importante quando forem usados nesta aplicação.

Conforme ilustra a **figura 10**, a etapa de saída dos amplificadores operacionais, em sua maioria, emprega transistores complementares.

Isso significa que, quando a saída estiver no nível baixo, um dos transistores conduzirá (Q_1), e quando a saída for para o nível alto é o outro transistor que conduzirá (Q_2).

Se ligarmos as saídas de dois amplificadores operacionais num ponto comum, como no caso do comparador, teremos uma situação conflitante quando um dos operacionais estiver na saída no nível alto e o outro no nível baixo. Teremos uma condição praticamente de curto-circuito na saída, o que poderá danificar esses componentes, observe a **figura 11**.

Assim, quando colocamos amplificadores operacionais nos comparadores deste tipo, precisamos agregar diodos, veja a **figura 12**, para evitar que a corrente flua pelo transistor Q_2 de um amplificador quando Q_1 do outro estiver em condução.

Note que, na condição em que a saída do comparador #1 estiver no nível alto, a corrente não poderá circular pela sua saída, pois o diodo D_1 estará polarizado no sentido inverso.

No entanto, para facilitar os projetos usando comparadores, os fabricantes criaram circuitos integrados próprios onde a saída utiliza uma configuração diferente.

É o caso do LM139/LM239/LM339, um quádruplo comparador de janela da National Semiconductor, cuja pinagem é apresentada na **figura 13**.

Esse circuito integrado é dos mais versáteis e populares desta categoria, com a vantagem de que as saídas dos comparadores são formadas por transistores com coletor aberto, de acordo com a **figura 14**.

Isso significa que, colocando esse circuito integrado num comparador de janela, não

precisamos nos preocupar com diodos, mas tão somente com um resistor "pull-up" ou de carga, ligado conforme mostra a **figura 15**.

No nível alto de saída o resistor fixa a corrente disponível sobre uma carga e no nível baixo cada comparador pode drenar até 100 mA. Podemos perfeitamente ligar um LED indicador ou mesmo um relé de baixa corrente, que acenderá/disparará quando a saída for ao nível baixo, ou seja, na janela de tensões de referência. Atente para a **figura 16**.

É claro que, se a carga a ser disparada exigir uma corrente maior, poderemos utilizar configurações com transistores PNP de média potência tais como os BD136, TIP32, por exemplo, que podem excitar diretamente circuitos de aviso, motores, solenoides, relés, lâmpadas, etc.

Fixando as Tensões de Referência

Visto que os comparadores possuem um ganho muito alto, com entradas de elevada impedância, a tensão de referência pode ser obtida facilmente com circuitos simples formados basicamente por divisores de tensão. Na **figura 17** temos três formas possíveis de obtermos as tensões de referência para um comparador de janela.

Em (**a**) vemos o uso de diodos zener independentes, cada qual fixando a tensão de uma das entradas e, portanto, os valores que delimitam a janela de ação do circuito.

Em (**b**) empregamos divisores resistivos simples para a fixação das tensões.

Finalmente, em (**c**), temos a possibilidade de usar um divisor único com três resistores.

Em aplicações comuns com comparadores como os do LM339, esses resistores têm valores típicos que, somados, devem ficar na faixa de 20 a 50 k ohms.

Para calculá-los é simples.

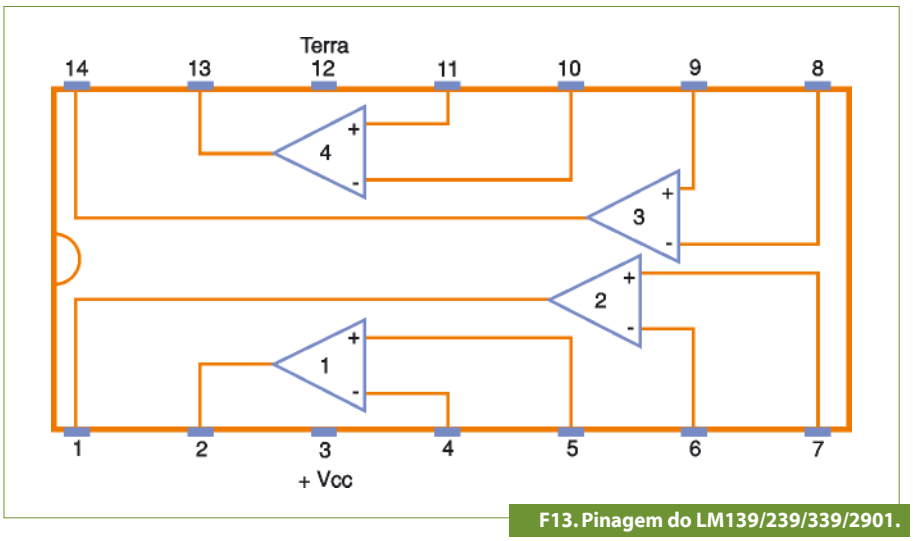
Sejam V_1 e V_2 as tensões de referência e V a tensão de alimentação do circuito. Queremos calcular os valores dos resistores R_1, R_2 e R_3 para o circuito da **figura 18**.

As fórmulas são as seguintes:

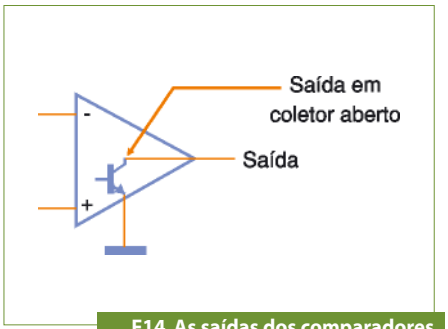
a) $V_1 = Vcc \left(\frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3} \right)$

b) $V_2 = Vcc \left(\frac{R3}{R1 + R2 + R3} \right)$

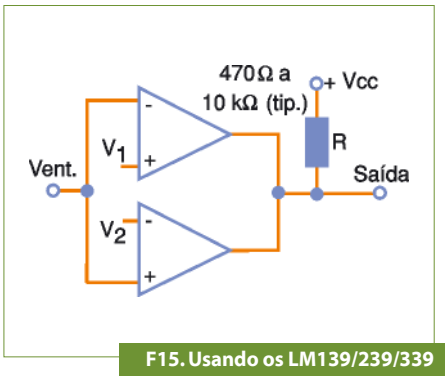
c) $R1 + R2 + R3 = 50\,000$ ohms



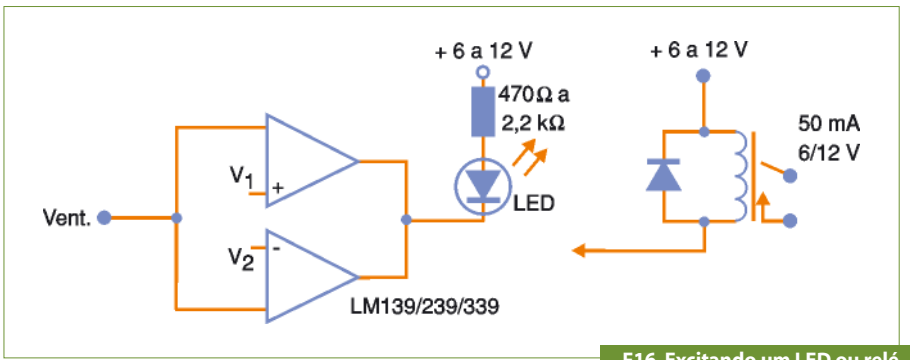
F13. Pinagem do LM139/239/339/2901.



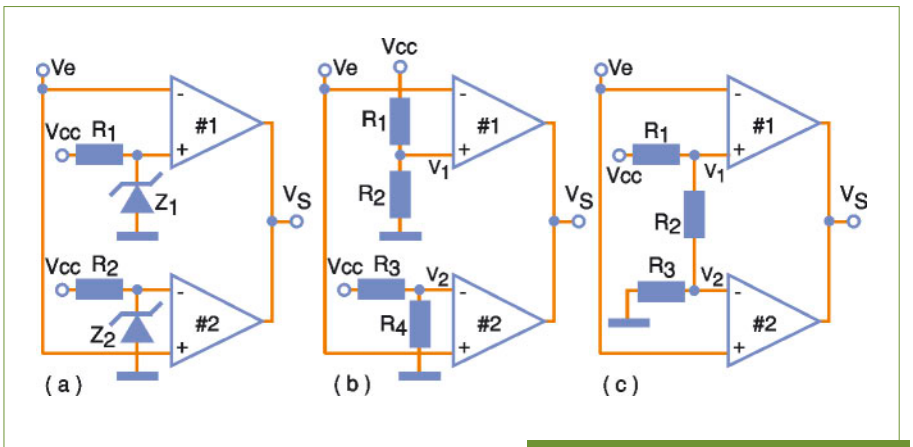
F14. As saídas dos comparadores LM139/239/339 em coletor aberto.



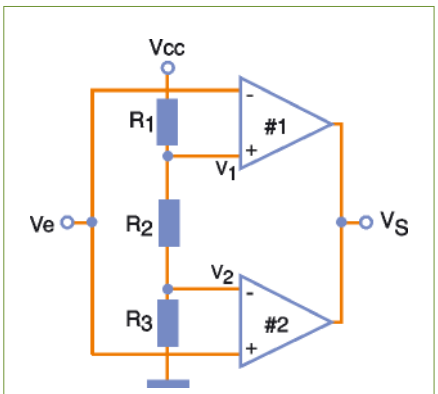
F15. Usando os LM139/239/339



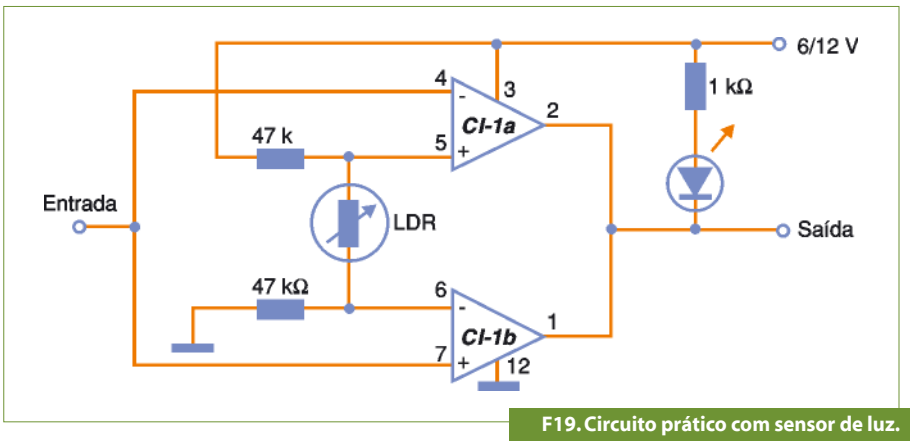
F16. Excitando um LED ou relé com o LM139/239/339



F17. Fixando as tensões de referência.



F18. Circuito para um exemplo de cálculo.



F19. Circuito prático com sensor de luz.

Como temos duas equações (a) e (b), e três incógnitas, podemos fixar uma terceira equação pela soma das resistências em aproximadamente 50 kohms, conforme a fórmula (c).

Veja, o leitor, que nada impede que os resistores deste circuito sejam variáveis ou ajustáveis.

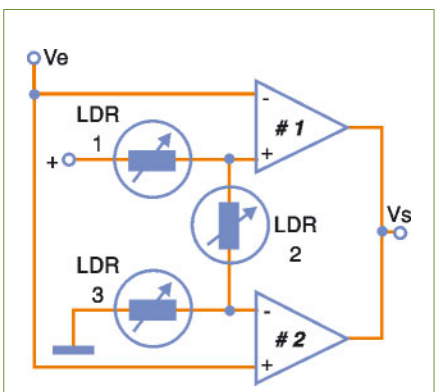
Assim, na **figura 19** temos uma interessante aplicação que pode ser agregada a um robô como um circuito inteligente de reconhecimento de luz.

Nesse circuito, o LDR está colocado de tal forma que ele determina a largura da janela que provoca seu disparo.

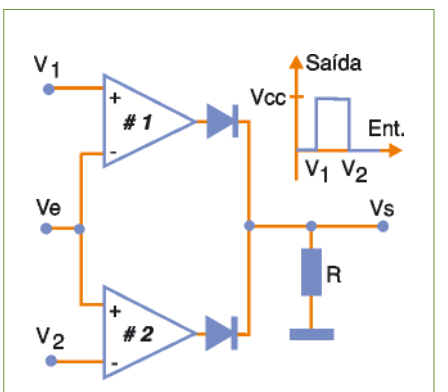
Assim, a "acuidade" visual do robô (ou de outro sensor que seja ligado à outra entrada que tenha um sensor desse tipo) irá variar com o grau de iluminação ambiente.

Três LDRs ligados conforme mostra a **figura 20**, podem trazer a um robô um certo grau de inteligência, pois o circuito passa a ter uma janela que não só tem uma largura que depende da iluminação como também pode se deslocar para pontos diferentes de disparo em sua função.

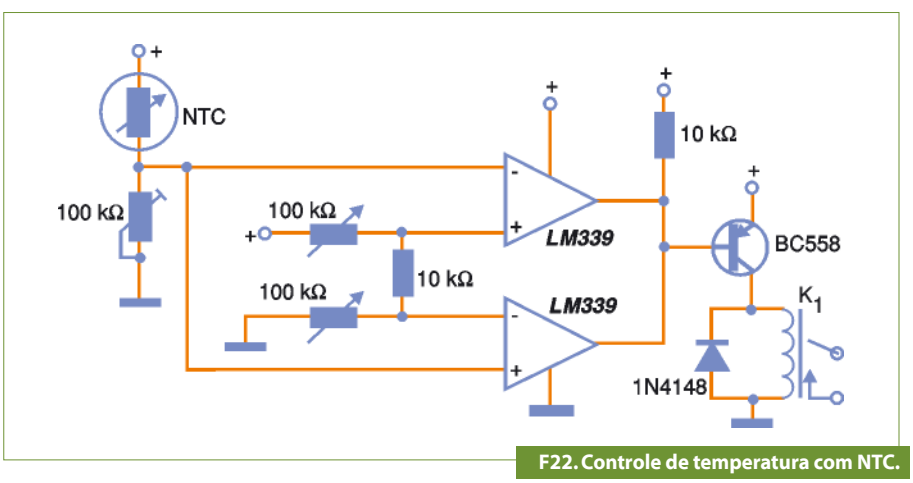
Em função do tipo de sinal com que este circuito for trabalhar, sua resposta dependerá das condições ambientes de iluminação, as quais dependerão das tensões de referência criadas pelos três sensores.



F20. Circuito "inteligente" para robô.



F21. Outro tipo de comparador.



F22. Controle de temperatura com NTC.

Outras Possibilidades

Os comparadores de janela que estudamos, apresentam uma ação em que a tensão cai a zero na janela reconhecida.

Contudo, essa não é a única possibilidade. No circuito da **figura 21**, agregando diodos e um resistor de saída de forma diferente aos dois comparadores, suas saídas são combinadas de modo que, na janela reconhecida, a tensão seja a de alimentação.

Devemos observar ainda que os diodos são necessários nos casos onde temos operacionais comuns, e desnecessários nos comparadores como o LM339, mas exigindo um resistor que, neste caso, vai ao terra.

Conclusão

Circuitos como esses podem ser encontrados em uma infinidade de dispositivos que têm por base sensores.

Na **figura 22** temos um exemplo prático interessante em que se usa um comparador de janela para monitorar um equipamento cuja temperatura deve ser mantida dentro de uma faixa bem definida de valores.

Quando a temperatura cai abaixo do valor determinado pela referência V_1 ou sobe para além da temperatura determinada pela referência V_2, a tensão no comparador muda e o alarme é disparado. Trata-se, portanto, de um alarme de sub-sobretemperatura.

Com as informações dadas neste artigo acreditamos que o leitor poderá fazer muito mais sozinho, criando seus próprios projetos que empreguem os enormes recursos dos comparadores de janela. E

Saiba como construir um chip dedicado utilizando Lógica Programável VHDL

Este artigo é sobre o que são exatamente os circuitos integrados de lógica programável e como eles funcionam, com uma abordagem técnica e prática desses componentes

Augusto Einsfeldt

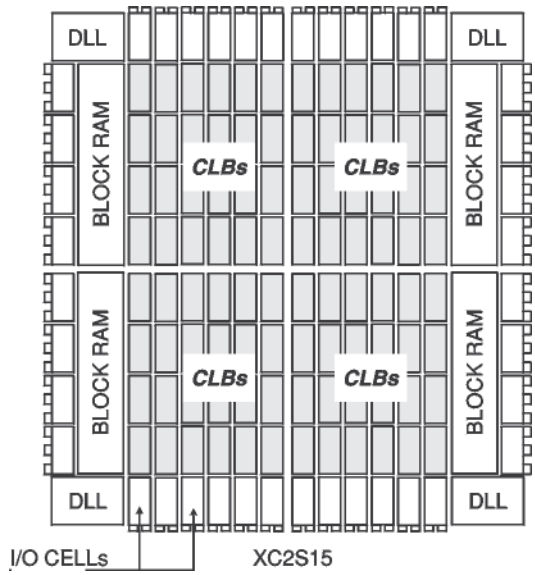
Existem dois tipos principais de chips para lógica programável: FPGA – *Field Programmable Gate Array* – arranjo de portas lógicas configurável no campo (ou seja, no cliente) e CPLD – *Complex Programmable Logic Device* – dispositivo complexo de lógica programável. Os nomes foram forjados muito tempo atrás e seu sentido próprio é mais comercial do que informativo. A ALTERA, um outro fabricante de chips para lógica programável usa o nome EPLD (*Erasable-Programmable Logic Device*), por exemplo.

FPGA

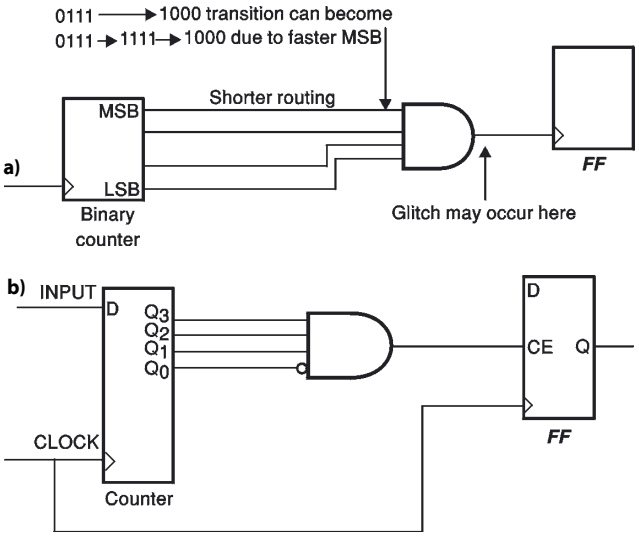
O FPGA possui um grande número de flip-flops e bastante memória interna, além de recursos que facilitam a construção de circuitos aritméticos (somadores e multiplicadores), como portas AND estratégicamente colocadas junto aos circuitos de Carry. Os FPGAs mantêm sua configuração em uma memória RAM estática e, por isso, precisam ser reconfigurados sempre que a alimentação do circuito é energizada. Além disso, os FPGAs contêm memória RAM interna utilizável pelo usuário, muito útil nos projetos com CPUs e análise de pacotes de dados.

Internamente, os FPGAs possuem uma matriz de blocos lógicos configuráveis (CLB – Configurable Logic Block, mostrado na **figura 1**) cercada de blocos de entrada e saída (IOB – Input Output Block) que, por sua vez, são conectados aos pinos do chip. Entre cada CLB existem corredores onde inúmeras linhas de conexão atravessam o chip e permitem que os blocos sejam interligados. Conforme o modelo ou família do FPGA, a estrutura interna dos CLBs e dos IOBs pode ser ligeiramente diferente. Em alguns FPGAs existem blocos de memória ou mesmo de funções avançadas permeando a matriz de CLBs e permitindo o desenvolvimento de produtos muito complexos e de alta performance.

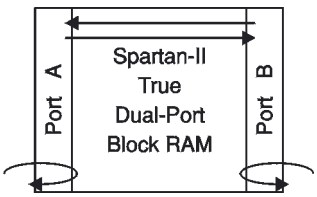
Um tipo de bloco de memória, o Block RAM (veja **figura 2**), pode ter 4k ou 18 kbits e permite que cada um seja acessado através de duas portas independentes, de operação simultânea e com larguras de dados e de endereços diferentes e configuráveis. Esse tipo de memória permite, por exemplo, que os dados de 16 bits sejam lidos e alterados usando uma porta, enquanto que, ao mesmo tempo, a outra porta é utilizada para entrar e sair os dados serialmente com apenas 1 bit de largura.



F1. Arquitetura interna de um FPGA da família Spartan-II.



F3. (a) O roteamento diferente de cada sinal pode causar *glitches* (pulsos muito rápidos) e (b) o uso do clock sincronizado torna o circuito insensível aos atrasos. Notar a antecipação do estado a ser detectado visando a ocorrência do clock.



F2. Modos de acesso à memória Block RAM.

Exemplo de aplicação: pacotes de dados seriais em alta velocidade (PCM) podem ser extraídos, alterados e reinseridos enquanto os dados circulam, sem interromper o fluxo.

A configuração do FPGA, na maioria dos casos, pode ser feita por diversos modos: JTAG, Slave Serial, Master Serial e Slave Parallel.

O JTAG é um tipo de interface serial padronizado que foi desenvolvido inicialmente para permitir o teste funcional de componentes muito complexos e com enormes quantidades de pinos de interface como, por exemplo, CPUs tipo Pentium. Ele usa quatro sinais (TCK, TMS, TDI e TDO) para enviar comandos e dados para o dispositivo. Esta interface pode ser empregada tanto para configurar os FPGAs como para testar seu funcionamento após a configuração. Por ser padronizada, ela é muito difundida atualmente e, geralmente, é a primeira escolha para configuração durante a fase de testes de bancada.

O modo Slave Serial emprega outros pinos do FPGA para transferir os dados para a RAM interna de configuração. Como o próprio nome indica, esse modo considera que algum dispositivo externo (por exemplo: um microcontrolador) deverá gerar os sinais de CLOCK (pino CCLK) e dados (pino DIN).

No modo Master Serial o próprio FPGA gera o sinal de CLOCK. Este modo é empregado quando são usadas memórias seriais específicas para esta aplicação e que possuem um contador de endereços e um serializador interno. Este é o caso das memórias de configuração da Xilinx das famílias XC17Cxx e XC18Vxx.

O modo Slave Parallel é similar ao Slave Serial e considera que os dados de configuração serão apresentados em um barramento de 8 bits (pinos D0-D7).

A vantagem deste modo é o aumento na velocidade de configuração.

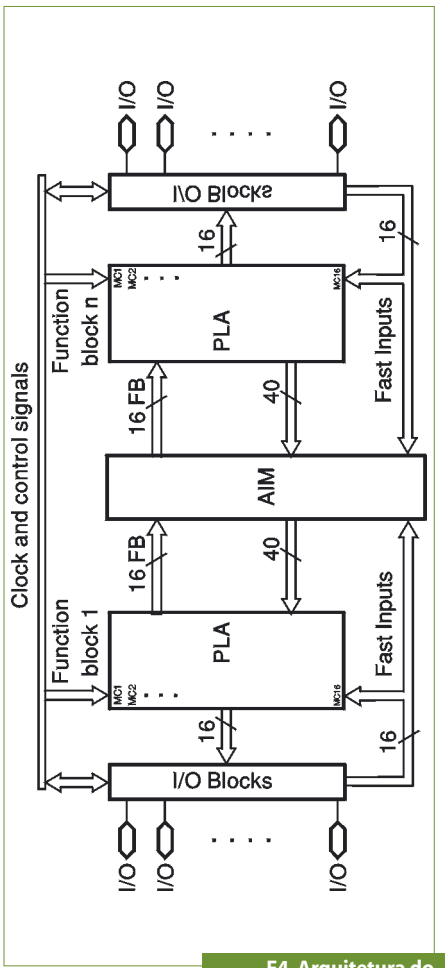
Um aspecto importante no funcionamento de um FPGA é a característica não determinística do tempo de atraso existente entre as interconexões dos blocos CLB. Isto acontece porque o projeto do usuário é distribuído na matriz de CLBs e as interconexões podem ser feitas através de caminhos diferentes cada vez que o projeto é retrabalhado, resultando em nova escolha do caminho de conexão (roteamento).

Essa não determinação do tempo de atraso impede que o projetista confie que todos os sinais de um circuito estarão presentes no instante esperado (ver **figuras 3a e 3b**). Assim, os projetos para FPGAs devem ser síncronos (baseados em um ou mais clocks) para que o atraso não determinado possa ser desprezado.

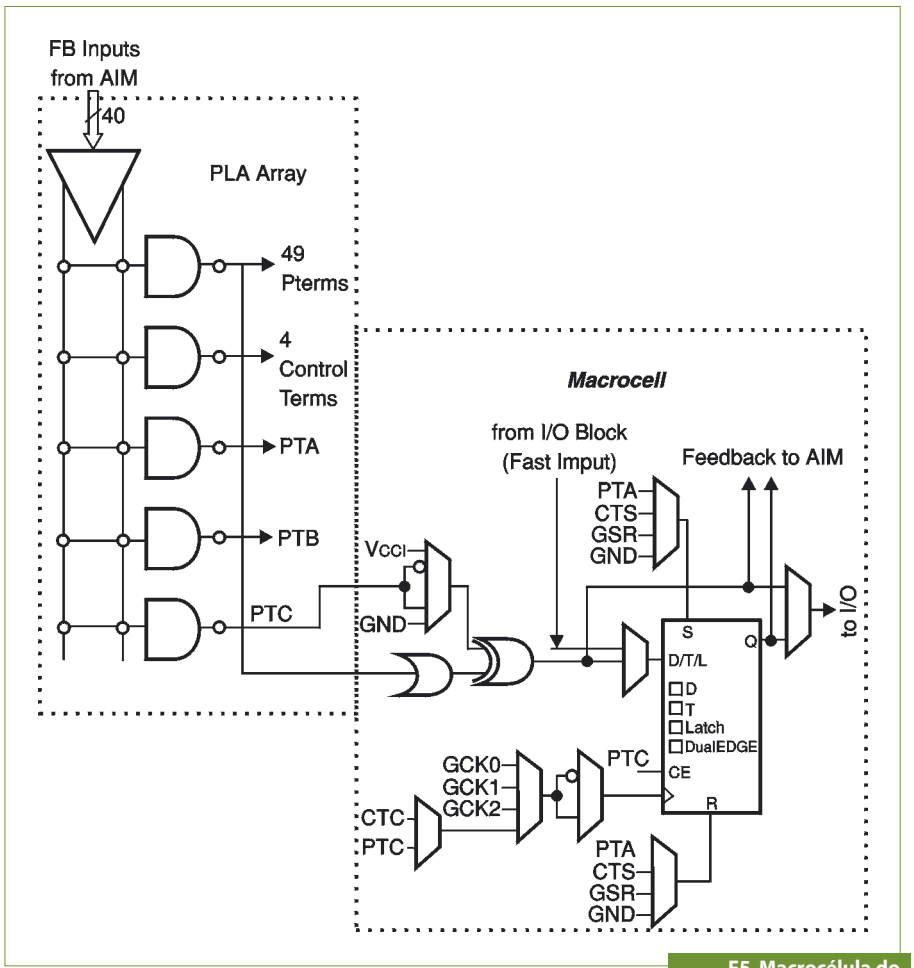
Os blocos de entrada e saída (IOB) podem possuir características especiais para permitir a interface com diversos tipos de componentes eletrônicos. Além das entradas e saídas compatíveis com as interfaces elétricas convencionais, como LVTTL e LVCMOS, muitos FPGAs permitem o uso de sinais diferenciais (LVDS) específicos para certas memórias (HSTL, SSTL, CTT) ou para certos barramentos (PCI, AGP, GTL). O usuário também pode incluir pull-ups ou pull-downs internos, reduzindo o número de componentes externos.

Os FPGAs são dispositivos muito bons para implementar circuitos que utilizem muitos registradores, memória e processamento aritmético. Aplicações típicas são encontradas em processamento na comunicação de dados e telefonia, compressão e decompressão de áudio e vídeo, implementação de CPUs e distribuição de sinais.

No caso de implementar uma CPU é interessante citar que, com cerca de 30.000 gates equivalentes, já é possível construir



F4. Arquitetura do CPLD CoolRunner-II.



F5. Macrocélula do CPLD CoolRunner-II.

algo semelhante ao Z80 ou 8052. Caso o projeto não exija uma CPU com operação idêntica aos chips comerciais, é possível encontrar na Internet implementações de CPUs mais simples, que consomem menos de 5.000 gates.

CPLD

Os CPLDs possuem pouca quantidade de flip-flops (comparados aos FPGAs) e poucos recursos aritméticos, mas suas portas lógicas podem ter até 36 (ou 48) entradas enquanto que no FPGA as portas lógicas têm até 5 ou 6 entradas. Os CPLDs são ideais para lógica seqüencial, máquinas de estado, contadores e decodificadores de dados ou de endereços. Eles mantêm sua configuração em memória FLASH e, por isso, já partem funcionando corretamente quando o circuito é energizado.

A arquitetura de um CPLD (ver **figuras 4 e 5**) é baseada em macrocélulas e cada uma possui um registrador conectado a um circuito lógico programável denominado *Product Term Generator* (PTerm) ou *Programmable Logic Array* (PLA). Um grupo de macrocélulas (16 ou 18, dependendo do modelo de CPLD) forma um Function Block (FB) e uma matriz de interconexão (AIM) permite que cada macrocélula possa ser interligada com as demais.

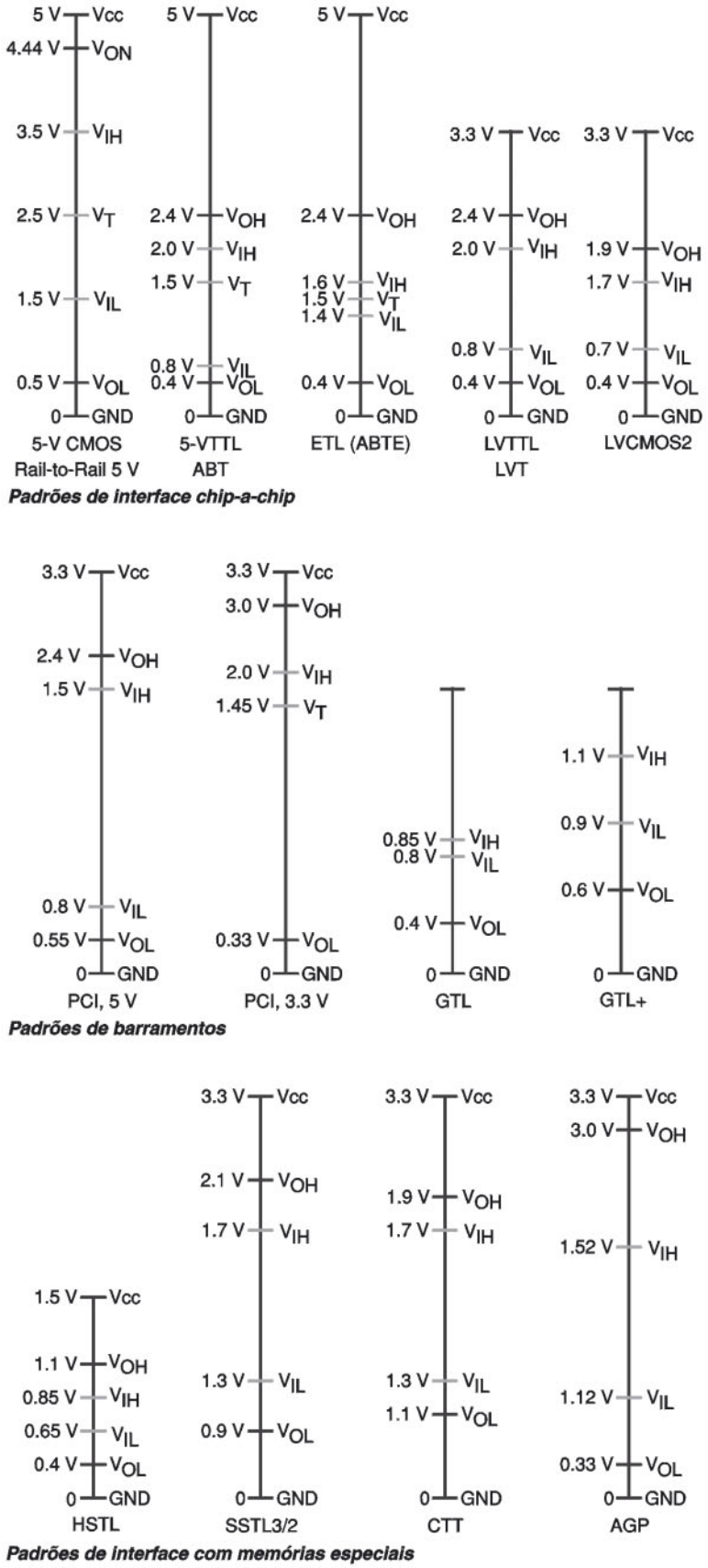
O grande número de entradas no PLA e diretamente nas macrocélulas (56 ao todo) permite a criação de lógicas combinacionais muito complexas e decodificadores bastante largos. Uma única macrocélula pode decodificar o endereço específico de um byte num barramento de endereços de 32 bits e ainda considerar o estado correto de outros sinais de controle como os típicos AEN, Read/Write e ALE.

Alguns CPLDs perrmitem modos de operação das entradas e saídas onde é possível escolher as características da interface elétrica. Este é o caso do CoolRunner-II da Xilinx, que pode trabalhar nos modos SSTL e HSTL, além do LVTTL e LVCMOS. Neste dispositivo também pode ser selecionado um circuito de histerese nas entradas, recurso útil para a construção de osciladores e para o condicionamento de sinais de barramentos sem exigir o uso de componentes externos adicionais.

A configuração dos CPLDs é feita unicamente através da interface JTAG. Apesar de possuirem uma memória semelhante à FLASH para manter a configuração internamente, estes dispositivos não exigem tensões de programação especiais, são bastante rápidos para apagar e reescrever na memória e ainda possuem métodos de bloqueio de leitura para evitar a pirataria.

Como a técnica de roteamento de sinais é diferente do FPGA, os atrasos na propagação são determinados precisamente. Isso não elimina a boa prática do projeto síncrono, mas permite que alterações no projeto sejam facilmente implementadas sem degradar a performance do restante do circuito.

Essa característica possibilita a utilização de 100% dos recursos do CPLD, enquanto que nos FPGAs o roteamento complexo



F6. Comparação entre os diversos padrões de interface elétrica.

exige algum espaço livre para se adaptar e manter a performance. Projetos com FPGAs que atinjam 90% de utilização dos recursos são considerados muito bons.

FPGAs e CPLDs, na Prática

É bastante fácil trabalhar com CPLDs. O leitor precisa ter algum conhecimento sobre lógica digital para saber o que representa um flip-flop (registrador), um latch, arranjos de portas lógicas e como acessar uma memória RAM, por exemplo. Conhecimento de aritmética binária e hexadecimal é recomendável. Conhecimento sobre circuitos eletrônicos é importante como, por exemplo, saber o que significa a saída de uma porta lógica drenando ou suprindo corrente.

É necessário aprender a usar a linguagem VHDL, que serve para descrever o comportamento dos circuitos lógicos que você vai implementar nos CPLDs ou FPGAs. Um pequeno curso sobre essa linguagem está previsto para as próximas edições da Revista Saber Eletrônica.

Para efetuar a implementação do projeto será necessário empregar alguma ferramenta de software que produza os arquivos de configuração. Para componentes Altera usa-se o MAXII-Plus ou o Quartus. Para componentes Xilinx emprega-se a ferramenta WebPACK, que é gratuita e pode ser baixada do site da Xilinx (**www.xilinx.com**).

No tocante à montagem prática e ao projeto eletrônico, alguns itens devem ser lembrados e esclarecidos:

Interface elétrica (ver quadro sobre os padrões de interfaces – **figura 6**): Muitos FPGAs e CPLDs, hoje em dia, exigem tensão de alimentação menor que os bem conhecidos 5 V. Muitos utilizam 3,3 V mas todos os mais recentes estão trabalhando com 2,5 V, 1,8 V e até mesmo 1,5 V. Além do exigido regulador de precisão (as tolerâncias continuam sendo de apenas 5 ou 10%), o usuário deve lembrar que os pinos de entrada e saída serão compatíveis com apenas algumas tecnologias. Por exemplo, saídas de 3,3 V podem funcionar perfeitamente bem quando conectadas a circuitos TTL de 5 V, mas não funcionarão corretamente se conectadas a circuitos CMOS de 5 V. Isto acontece porque o nível alto mínimo do CMOS em 5 V é 3,5 V e o CPLD ou FPGA estará fornecendo uma saída em 3,3 V apenas. Contudo, a maioria dos

FPGAs e CPLDs permite que seja entrado um sinal vindo de circuitos TTL e CMOS, de 5 V. Alguns precisam de um resistor em série na entrada, outros aceitam os 5 volts diretamente.

O encapsulamento dos chips de lógica programável pode dar algum trabalho. Com exceção do tipo PLCC, todos os demais são inadequados para uso em soquetes que, quando existem, custam verdadeiras fortunas. A montagem de superfície (SMT) é a única saída e, naturalmente, exige que seja realizada com os devidos cuidados.

Por serem muito rápidos, esses componentes também podem gerar muito ruído na fonte de alimentação e ruídos por irradiação eletromagnética (EMI).

O emprego de capacitores que supram surtos de consumo de corrente é recomendado. Deve-se usar o maior número de capacitores possível e mantê-los bem próximos dos pinos de alimentação.

Alguns FPGAs (maiores que 50 kgates) e CPLDs (maiores que 256 macrocélulas) não são tolerantes a uma alimentação cuja curva de estabilização (ao ligar a energia) não seja monotônica (neste caso apenas crescente). Reduções abruptas (dip) na tensão de alimentação enquanto esta não atinge o valor nominal, podem causar um mau funcionamento e o CPLD ou FPGA não inicializar corretamente. Isto não causa danos físicos aos dispositivos, mas obriga ao usuário reciclar a fonte (desligar e religar). Uma solução para o problema é utilizar reguladores de tensão apropriados para o consumo dos chips durante essa fase de energização.

Deixar sempre um conector próximo ao chip onde os sinais da interface JTAG estejam disponíveis. Isto facilita muito os processos de depuração e produção. Também é importante que os sinais TCK e TMS recebam um pull-up de aprox. 10 KW para evitar que essas linhas, quando em aberto, sejam sensíveis a interferências e possam colocar o dispositivo em um estado não esperado. No caso dos FPGAs, não esquecer de deixar os pinos de escolha do modo de configuração, disponíveis para o usuário determinar esta opção durante a fase de depuração.

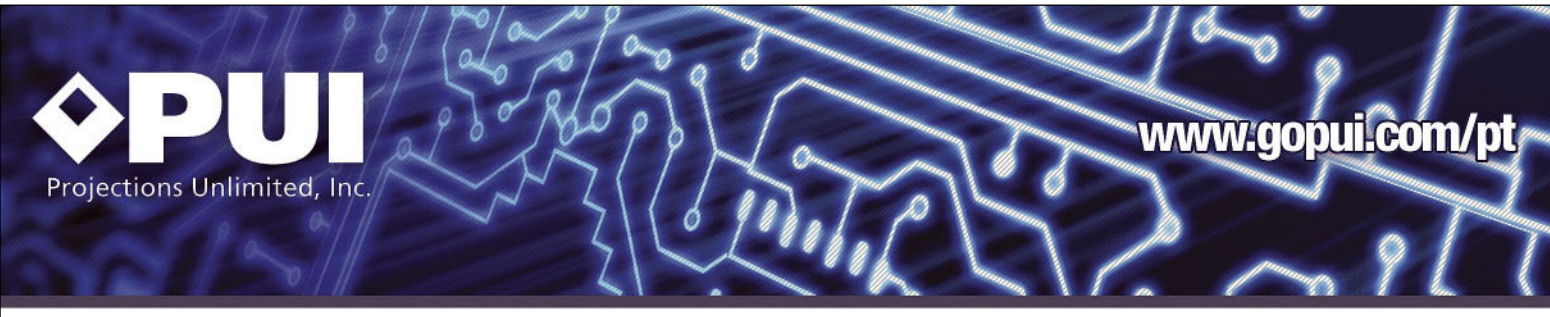
Ler atentamente os manuais dos componentes e os informativos técnicos (*application notes*). Todas as informações necessárias estão nesses documentos mesmo que, às vezes, não sejam fáceis de serem encontradas.

Conclusão

Maiores detalhes técnicos e funcionais devem ser procurados nos manuais dos componentes de cada fabricante. Grande parte destes detalhes são transparentes para o usuário por serem escolhidos e utilizados pelas ferramentas de síntese de VHDL e implementação. Os pontos de maior interesse devem dizer respeito às interfaces de entrada e saída, alimentação e interfaces de configuração.

Com suas características próprias, os FPGAs e CPLDs são aplicáveis em qualquer circuito que empregue lógica digital. Naturalmente, em muitos casos eles não serão competitivos em custo (como em placas onde são usados apenas um ou dois circuitos lógicos) ou facilidade (em montagens onde não seja recomendável o uso de encapsulamentos SMD).

Contudo, a facilidade de implementação ou modificação de um circuito, muitas vezes sem precisar alterar a placa de circuito impresso, aliada a economias como redução do número de itens no estoque, redução do tamanho de placas e agilidade em colocar novos produtos no mercado, podem ser decisivas no estabelecimento de um produto ou no aumento da lucratividade de um negócio. E



Seu parceiro no mundo e distribuidor autorizado de componentes eletrônicos.





Entre em contato conosco para solicitar mais informações sobre nossos produtos e serviços:

Arthur Nóbrega - Representante Comercial
a.nobrega@gopui.com
00(op)1-978-988-1655
Skype: Arthurbn2

Franqueado com mais de 90 fabricantes, incluido:

SAMSUNG
SANYO DENKI
JST
UNITED CHEMI-CON
nichicon
YAGEO

Amplificadores operacionais: Novos e Velhos Conceitos

Os amplificadores operacionais têm sido usados em projetos de todos os tipos há muito tempo. Os "velhos conceitos" que envolvem os projetos com tais circuitos permanecem os mesmos, mas as aplicações modernas exigem novas tecnologias que começam a ser inseridas nos próprios amplificadores operacionais. Isso significa que o profissional que trabalha com tais componentes não deve apenas conhecer a base teórica antiga, mas também alguns "conceitos novos" dos quais depende o sucesso de um projeto.

Neste artigo, reciclaremos alguns conceitos antigos dos amplificadores operacionais e introduziremos alguns conceitos novos de grande importância para os profissionais.

Newton C. Braga

A velha ideia de que os amplificadores operacionais foram criados originalmente para realizar operações matemáticas em computadores analógicos e que se deram tão bem nessa função que passaram a ser usados numa infinidade de novas aplicações, certamente ainda é válida.

No entanto, as características dos primitivos amplificadores operacionais, muitos dos quais ainda resistem até hoje (quando não se necessita de um desempenho mais crítico), precisaram ser revistas e melhoradas.

Assim sendo, os amplificadores operacionais de hoje são definidos da mesma forma que os mais antigos, mas quando analisamos o seu desempenho, as coisas mudam de figura. É justamente a respeito dessas definições e do que muda nesse tipo de circuito (para que possamos usá-los nos projetos mais modernos), que trataremos a seguir.

O Amplificador Operacional Básico

Um amplificador operacional tem duas entradas e uma saída, conforme mostra a **figura 1**.

Quando aplicamos o sinal na entrada não inversora (+), ele é amplificado e aparece na saída com a mesma fase do sinal de entrada. Por outro lado, quando aplicamos um sinal na entrada inversora (-), ele surge na saída com a fase invertida. Tudo isso é representado na **figura 2**.

Teoricamente, um amplificador operacional tem as seguintes características:

- Impedância de entrada infinita
- Impedância de saída nula
- Ganho infinito
- Faixa passante infinita.

Na prática, entretanto, isso não é verdade. Comecemos pelo ganho, por exemplo.

O ganho de tensão típico de um amplificador operacional, quando opera com sinais de baixas frequências pode chegar a 100 000 vezes. Todavia, à medida que a frequência do sinal aumenta o ganho cai, conforme ilustra a **figura 3**.

Por esse motivo, quando abordamos o ganho de um amplificador operacional nos referimos ao produto (ganho x faixa passante). Assim, quando dizemos que o produto ganho x faixa passante de um amplificador operacional (como o conhecido 741) é 1 MHz, isso significa que em 1 MHz seu ganho cai a um valor unitário. Trata-se, portanto, da frequência máxima do sinal que teoricamente ele pode amplificar. Nos manuais técnicos é comum especificar o produto (faixa passante x ganho), por BW x Gain onde BW significa *Band Width* ou largura de faixa.

A impedância de entrada dos amplificadores operacionais comuns não é infinita, mas muito alta. Para amplificadores operacionais que usam transistores de efeito de campo na entrada, ela pode chegar a centenas de gigaohms, o que é praticamente um circuito aberto.

Da mesma forma, na prática, a impedância de saída não é zero, mas tem valores pequenos, da ordem de dezenas ou centenas de ohms para os componentes comuns.

Nas aplicações comuns, os amplificadores operacionais utilizam fontes de alimentação simétricas, semelhantes à exibida na **figura 4**.

Isso significa que a tensão de saída assume valores positivos e negativos em torno de uma referência de zero volt, em função da tensão do sinal de entrada.

Entretanto, é possível trabalhar com um amplificador operacional sem a necessidade de uma fonte simétrica. Como o que se amplifica é a diferença de tensões entre as entradas, veja a **figura 5**, basta

fixar uma das entradas como referência, conforme mostra a mesma figura.

Dessa forma, a tensão de saída (quando um dos sinais é aplicado à entrada) vai oscilar entre dois valores positivos, sem a necessidade do emprego de uma fonte simétrica.

Como o ganho de um amplificador operacional é muito grande, ele satura-se facilmente com os sinais de entrada. Assim, a curva de transferência característica de um amplificador operacional com ganho 10000 é a mostrada na **figura 6**.

Conforme podemos ver, esse amplificador operacional tomado com exemplo, já fica saturado com um sinal de apenas 1 mV de entrada. Para evitar que a saturação ocorra e seja possível trabalhar com sinais de frequências mais altas, temos que controlar o ganho do amplificador operacional. Reduzindo seu valor, aumentamos sua impedância de entrada e a faixa passante, além de melhorarmos outras características desse dispositivo.

Para controlarmos o ganho basta agregarmos uma rede de realimentação negativa, conforme ilustra a **figura 7**.

No circuito mostrado nessa figura, temos as seguintes características:

A impedância de entrada (Zi) será dada pelo valor de R_1.

O ganho de tensão será dado pela relação entre R_2 e R_1 , ou seja:

$$G = \frac{-R_2}{R_1}$$

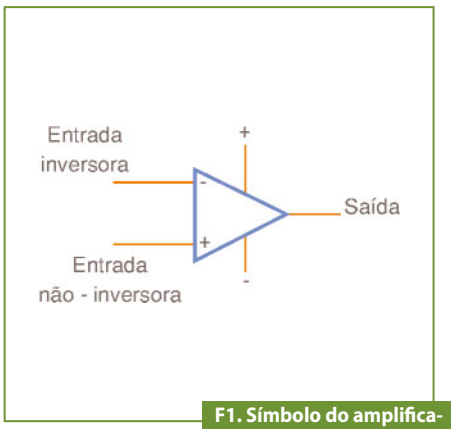
A fase do sinal de saída é oposta a do sinal de entrada, ou seja, temos um amplificador inversor.

A configuração equivalente para um amplificador não inversor é apresentada na **figura 8**.

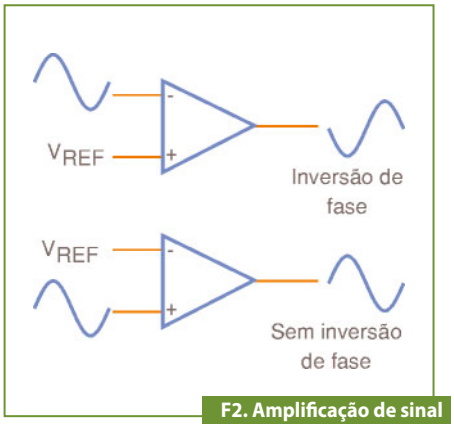
Neste circuito, temos:

$$\text{Ganho} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}$$

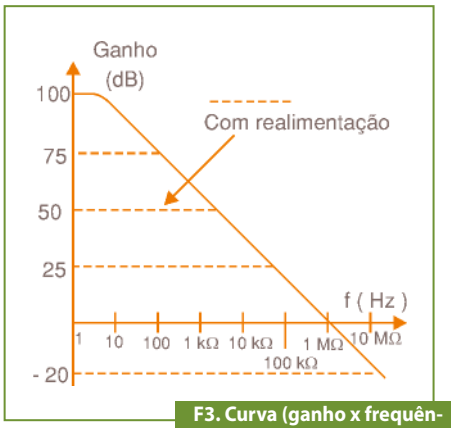
- Impedância de entrada = Zin (0) Ganho(0)
- Onde: Zin(0) é a impedância de entrada sem realimentação
- Ganho(0) = ganho sem realimentação.



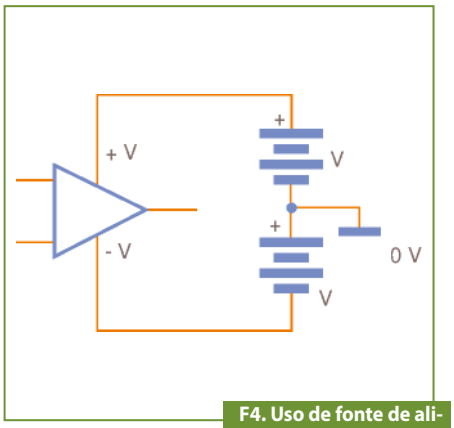
F1. Símbolo do amplificador operacional.



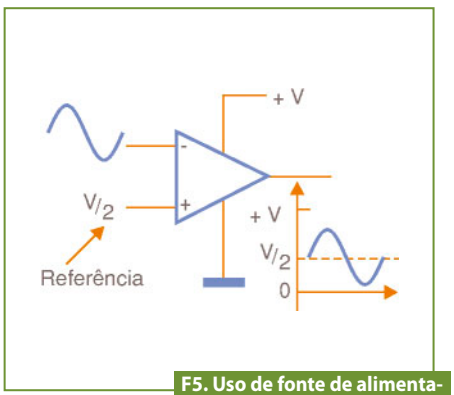
F2. Amplificação de sinal CA pelo Amp. Op.



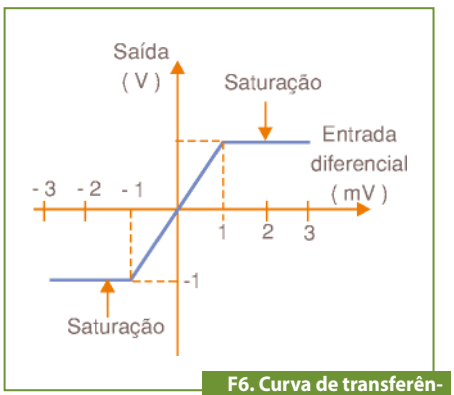
F3. Curva (ganho x frequência) de um Amp. Op.



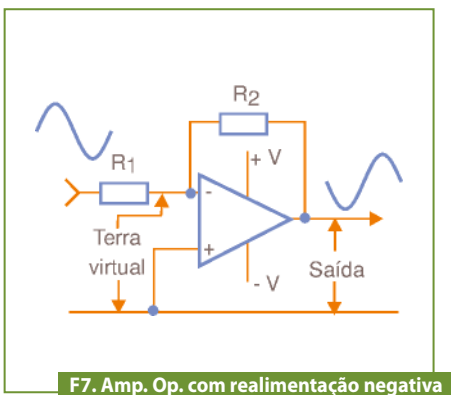
F4. Uso de fonte de alimentação simétrica.



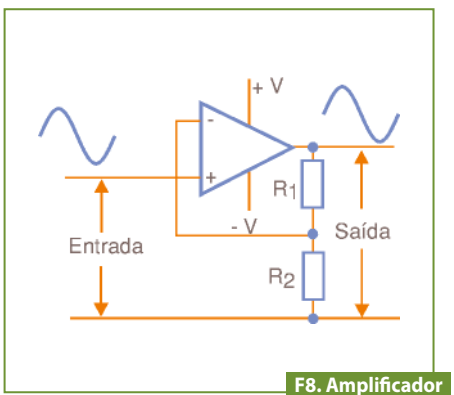
F5. Uso de fonte de alimentação simples.



F6. Curva de transferência de um Amp. Op.



F7. Amp. Op. com realimentação negativa formando um amplificador inverso.



F8. Amplificador não inversor.

Em outras palavras, quando reduzimos o ganho aumentamos tanto a faixa passante como a impedância de entrada.

Uma configuração muito conhecida para os amplificadores operacionais é o "seguidor de tensão", visto na **figura 9**.

No seguidor de tensão, todo o sinal de saída realimenta a entrada de modo que temos um ganho unitário (G=1). Embora a tensão do sinal de saída seja a mesma do sinal de entrada (amplitude), temos um ganho de potência, pois a impedância de entrada é muito alta e a impedância de saída muito baixa.

No seguidor de tensão ideal, a impedância de entrada é infinita e a impedância de saída nula. Na realidade, isso não ocorre.

Parâmetro	Abrev.	Unid.	Definição
Faixa passante para 0,1 dB plana	BW	MHz	Faixa de frequências dentro da qual o ganho é +/- 0,1 dB dentro do valor nominal
Capacitância de entrada no modo comum	C_{IC}	pF	É a capacitância que a fonte em modo comum vê em relação à entrada.
Impedância de entrada em modo comum	Z_{IC}		Soma da impedância com sinais pequenos para cada terminal de entrada
Tensão em modo comum	V_{IC}	V	Tensão média nos pinos de entrada
Rejeição em Modo Comum	CMMR ou kCMR	dB	É a relação entre a amplificação da tensão diferencial no modo comum (ver texto)
Dissipação Total Contínua		mW	É um máximo absoluto e define a quantidade de potência que o dispositivo pode dissipar dentro de determinadas condições, incluindo a carga ligada à saída.
Crosstalk (modulação cruzada)	XT	dBc	Trata-se da relação entre a mudança da tensão de saída para um canal devido a mudanças de tensão que ocorram no outro canal que não seja alimentado.
Ganho de Erro Diferencial	A_D	%	Trata-se da mudança do ganho AC com a mudança no nível DC. Normalmente é testado em frequências de 3,58 MHz para o sistema NTSC e 4,43 MHz para o PAL.
Capacitância diferencial de entrada	C_{IC}	pF	É o mesmo que a capacitância em modo comum.
Resistência diferencial de entrada	R_{ID}		A resistência de entrada entre dois terminais de entrada não aterrados para pequenos sinais.
Tensão diferencial de entrada	V_{ID}	V	É a tensão entre as entradas inversora e não inversora.
Erro diferencial de fase	Φ_D	graus	É a mudança na fase AC com a mudança de nível DC, especificado para sinais da mesma forma que o erro de ganho diferencial.
Amplificação diferencial de tensão	A_{VD}	dB	É o ganho do amplificador sem realimentação
Tempo de descida	Ft	ns	É o tempo que a tensão de saída precisa para cair de 90% para 10% do valor final
Duração do Curto-Circuito de saída	-	-	Tempo em que a saída do amplificador pode ser curto-circuitada. Dada como máximo absoluto.
Faixa de Tensões de Entrada em Modo Comum	VICR	V	Faixa de tensões que podem ser aplicadas às entradas. Fora desta faixa, o dispositivo deixa de funcionar apropriadamente.
Corrente de Entrada	Ii	mA	É a intensidade da corrente que pode ser drenada ou fornecida por uma entrada – é um máximo absoluto.
Corrente de Ruído de Entrada	In	pa/ sqr(Hz)	É a corrente de ruído interno refletida para uma fonte de corrente ideal em paralelo com os pinos de entrada.
Tensão de Ruído de Entrada	Vn	nV/sqr(z)	É a tensão de ruído interno refletida para uma fonte de tensão ideal em paralelo com os pinos de entrada.
Produto Ganho x Faixa Passante	GBW	MHz	É o produto do ganho sem realimentação e a frequência em que ele é medido.
Margem de Ganho	Am	dB	É o recíproco do ganho de tensão e a frequência na qual é feita a medida.
Tensão de Saída em Nível Alto	V_{OH}	V	É a tensão máxima positiva que a saída pode atingir.
Corrente de Polarização de entrada	Iib	µA	É a corrente média das correntes nos dois terminais de entrada para a saída num determinado nível.
Capacitância de entrada	C_I	pF	É a capacitância entre os terminais de entrada quando ambos estiverem aterrados.
Corrente de Offset de Entrada	I_{ID}	µA	É a diferença entre as correntes nos dois terminais de entrada.
Tensão de Offset de Entrada	V_{ID} ou VDS	mV	É a tensão DC que deve ser aplicada aos terminais de entrada para cancelar o offset DC do amplificador
Resistência de entrada	R_I	MΩ	É a resistência entre os terminais de entrada quando um deles estiver aterrado.

Partindo-se da ideia de que um amplificador operacional amplifica a diferença entre as tensões aplicadas nas duas entradas, se essas forem iguais, a saída deverá ser nula, conforme mostra a **figura 10**.

Na prática, isso não acontece devido a diversos problemas do componente. Mesmo quando as tensões são iguais, uma pequena amplificação ocorre e a tensão de saída não é nula. A capacidade que um amplificador operacional tem de rejeitar ou não amplificar (se as tensões dos sinais aplicados nas entradas forem as mesmas) define o que denominamos "Relação de Rejeição em Modo Comum". O termo é abreviado como CMRR de *Common Mode Rejection Ratio*, que é o termo inglês correspondente.

Parâmetro	Abrev.	Unid.	Definição
Faixa de Tensões de entrada	V_I	V	É a faixa de tensões que pode ser aplicada à entrada.
Ganho de Tensão com Sinais Intensos	A_V	dB	É o mesmo que ganho sem realimentação
Corrente de Saída no Nível Baixo	I_{DL}	mA	É a corrente que flui na saída nas condições que a levam ao nível baixo.
Tensão de Saída no Nível Baixo	V_{OL}	V	É a menor tensão positiva que aparece na saída na condição de nível baixo.
Figura de Ruído	NF	dB	É a relação entre o ruído total na saída relacionado com o nível de ruído na entrada,
Transimpedância sem Realimentação	Zt	MΩ	É a variação da tensão de saída que depende da frequência em relação a mudança dependente da corrente na entrada inversora.
Transresistência sem Realimentação	Rt	MΩ	É a relação da mudança na tensão DC de saída e a variação da corrente DC na entrada inversora.
Ganho de Tensão sem Realimentação	A_{OL}	dB	É a relação entre a variação da tensão de saída e a variação da tensão de entrada que a provoca. Pode ser especificado para valores DC ou para a faixa de frequências de operação.
Temperatura de Operação	T_A	ºC	Faixa de temperaturas na qual o amplificador mantém suas características básicas.
Corrente de Saída	I_O	mA	É a máxima corrente que pode ser drenada da saída do amplificador operacional – normalmente um máximo absoluto.
Impedância de Saída	Zo	Ω	É a impedância colocada em série com a saída e depende da frequência.
Resistência de Saída	Ro	Ω	Resistência DC que é vista em série com a saída do amplificador.
Fator de "Overshoot"	-	-	Variacão máxima que ocorre numa transição em relação ao valor final estável dessa transição.
Margem de Fase	Φ_M	-	Valor absoluto do deslocamento de fase sem realimentação na frequência em que o ganho é unitário.
Rejeição em Modo Comum da Fonte	PSRR	dB	Valor absoluto entre a relação na tensão da fonte para a variação da tensão de offset de entrada.
Tempo de Subida	tr	ns	Tempo para que o sinal de saída suba entre 10% e 90% do valor na transição do mínimo para o máximo.
Tempo de Fixação (Setting Time)	ts	ns	Tempo em que a saída demora para se estabilizar no valor desejado numa transição.
Corrente de Saída de Curto-Circuito	I_{OS}	mA	É a corrente máxima de saída que circula quando a saída é curto-circuitada para a terra.
Taxa de Crescimento (Slew Rate)	SR	V/µs	Velocidade com que o sinal varia numa transição entre dois níveis específicos.
Corrente de Alimentação	ICC/IDD	mA	Corrente nos terminais da alimentação quando o amplificador está em funcionamento.
C orrente de Desligamento (Shutdown)	ICC/IDD SHDN	mA	É a corrente que circula pelos terminais de alimentação quando o amplificador é desligado.
Tensão de Alimentação	VCC/VDD	V	Tensão que deve ser usada para alimentar o amplificador.
Distorção Harmônica Total	THD	dB	A relação entre as tensões RMS das primeiras nove harmônicas e a tensão RMS total de saída.
Distorção Harmônica Total + Ruído	THD+N	dB	A relação entre a tensão de ruído e harmônicas RMS e a tensão RMS de saída para o sinal fundamental.
Dissipação Total	P_D	mW	Potência máxima que pode ser entregue ao dispositivo para que ele consiga dissipá-la dentro das características indicadas como máximos.
Banda Passante para Ganho Unitário	BI	MHz	Faixa de frequências dentro da qual o ganho do amplificador é maior do que 1.

T1. Principais características e definições.

Parâmetros

Quando se trabalha com amplificadores operacionais, existem alguns parâmetros que devem ser considerados.

Assim sendo, quando consultamos as folhas de especificações dos amplificadores operacionais encontramos três blocos principais:

- **Máximos absolutos:** Estas são as especificações máximas dentro das quais os dispositivos devem operar sob quaisquer condições.
- **Condições de Operação Recomendadas:** São semelhantes aos máximos absolutos, mas um pouco mais estreitas, uma vez que, se superadas, não causam a queima do componente, mas sim uma operação não satisfatória.
- **Características elétricas:** São as propriedades elétricas do dispositivo, medidas sob determinadas condições, e que devem ser levadas em conta quando forem realizados os projetos que o utilizam. É a partir dessas características que poderemos prever o comportamento do dispositivo num projeto, quando ele trabalhar dentro das condições recomendadas.

A **tabela 1**, sugerida pela Texas Instruments em seu livro "Op. Amp for Everyone", nos mostra a principais características dos amplificadores operacionais com as definições correspondentes.

Projetando com Amplificadores Operacionais

Não basta considerar os parâmetros indicados na tabela para podermos desenvolver um bom projeto com amplificadores operacionais. Os problemas de projeto se agravam quando se deseja desenvolver um circuito que trabalhe com tensões muito baixas, sinais de frequências elevadas e ainda precise ter um baixo consumo.

Quando um amplificador operacional é alimentado com tensões elevadas como, por exemplo, os tradicionais 741 onde valores entre 12+12 V e 15+15 V são comuns, a excursão da tensão de saída não é muito importante. Uma pequena diferença entre a tensão de alimentação e a tensão máxima que o amplificador pode alcançar não influi muito no desempenho de um projeto, veja a **figura 11**.

Porém, quando a tensão de alimentação é muito baixa, uma pequena diferença entre a tensão máxima (ou máxima excursão que o sinal de saída apresenta) e a tensão de alimentação é muito importante, observe a **figura 12.**

Com o passar dos anos, as diversas gerações de amplificadores operacionais disponíveis para projeto foram melhorando essa característica. Assim, para os tradicionais 741 que surgiram em 1969, a diferença de uns 3 V na excursão do sinal de saída (para uma alimentação de 30 V), passou para valores bem menores com os LM324. Dessa forma, o LM324 apresenta excursão de 3,48 V com alimentação de 5 V, o que já é muito melhor. Outra melhoria surgiu com o aparecimento de amplificadores como o LM10, capaz de operar com tensões de alimentação de apenas 1,1 V.

Para atender à crescente necessidade de circuitos capazes de operar com tensões muito baixas no intuito de equipar equipamentos alimentados por baterias como telefones celulares, *tablets* etc., apareceu uma nova família de amplificadores operacionais de baixa tensão.

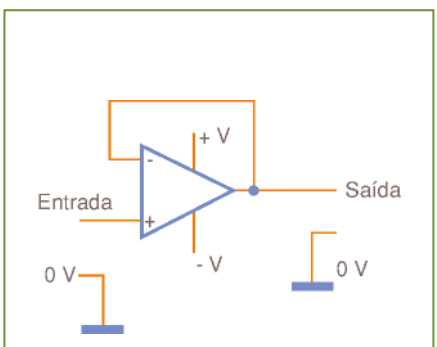
A série TLV278X foi um exemplo de geração de amplificadores capazes de operar com tensões muito baixas (entre 1,8 e 3,6 V) com tensões de saída oscilando até 1,63 V com uma alimentação de apenas 1,8 V! Esses amplificadores cuja tensão de saída pode oscilar praticamente entre os valores das tensões usadas na alimentação ou "rail voltages", passaram a ser denominados "rail-to-rail" ou abreviadamente RRI Op Amps e RRO Op Amps.

RRI significa amplificadores *Rail-to-Rail Input*, enquanto que RRO é usado para designar os amplificadores *Rail-to-Rail Output*. Analisemos os dois tipos. A tecnologia para o desenvolvimento de tais amplificadores é bem diferente daquela usada nos amplificadores operacionais tradicionais.

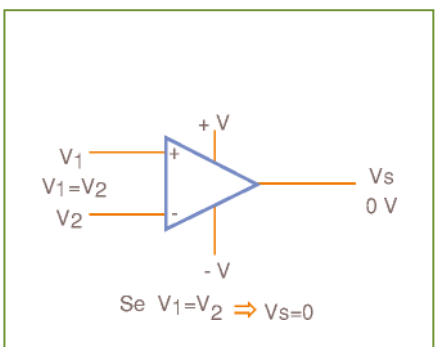
Para evitar o problema que ocorre com os amplificadores comuns com transistores bipolares onde a resistência entre coletor e emissor afeta a tensão máxima de saída que eles podem atingir, temos uma configuração diferente. Os amplificadores operacionais RRI possuem etapas de entrada em paralelo, conforme mostra a **figura 13.**

Eles usam transistores NPN e PNP numa configuração diferencial de modo que essa etapa possa operar tanto com tensões acima como abaixo da tensão de alimentação. A mesma configuração, conforme ilustra a **figura 14**, pode ser implementada com transistores MOS.

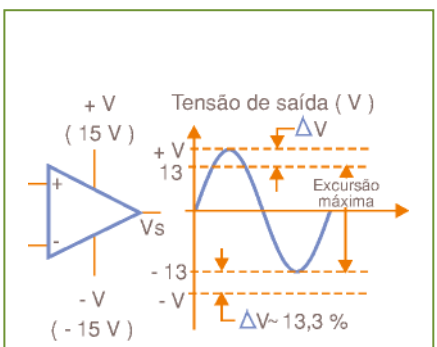
Dessa forma, as etapas de entrada operam em três faixas diferentes de tensão. Quando a faixa de tensões de entrada está entre –0,2 e 1 V, o par diferencial com transistores PNP é o que está ativo e o par diferencial com transistores NPN no corte. Já quando a tensão de entrada varia de 1 V até a tensão de alimentação Vcc menos 1 V, tanto o par diferencial com transistores NPN quanto PNP estão ativos.



F9. Amp. Op. na configuração de "seguidor de tensão"



F10. Teoricamente, a tensão de saída é nula.



F11. Uma pequena diferença de tensão ΔV não interfere no desempenho.

E, quando a entrada fica na faixa entre a tensão de alimentação menos 1 V e a tensão de alimentação, o par diferencial com transistores NPN está ativo e o PNP no corte.

Na **figura 15** temos uma representação gráfica do que acontece.

No caso da saída, temos também uma configuração especial, atente para a **figura 16.**

Conforme podemos ver, temos uma saída toten-pole onde um transistor sobre o outro formam a etapa final. Os transistores de saída são complementares. Cada transistor opera no modo de fonte comum segundo o seguinte princípio de operação.

Como o transistor de canal P possui uma resistência entre dreno e fonte, ela forma uma resistência divisora com a resistência de carga, veja a **figura 17.**

Se a resistência de carga for um resistor de valor muito alto, a corrente que circula pelo circuito será muito pequena e, com isso, a queda de tensão entre o dreno e a fonte do transistor será desprezível. No entanto, se a carga for pequena, a queda de tensão será maior e assim a tensão de saída não poderá atingir seu máximo ideal que seria a tensão de alimentação. Por esse motivo, os amplificadores operacionais RRO não podem alimentar cargas que exijam muita corrente, ou seja, cargas de baixa impedância.

Portanto, num projeto com um amplificador operacional que deva ter a saída oscilando entre as duas linhas de alimentação (Rail-to-Rail) o projetista deverá estar atento para a corrente máxima fornecida à carga, a qual deverá ser normalmente muito pequena. Um amplificador com a capacidade Rail-to-Rail de entrada e de saída, é denominado RRIO.

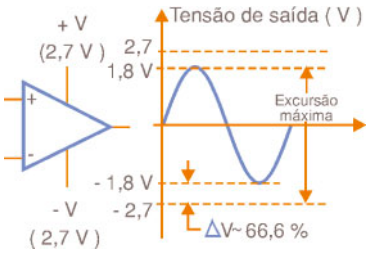
Conclusão

Se bem que o princípio de operação dos modernos amplificadores operacionais seja o mesmo dos mais antigos, suas características foram sendo melhoradas ao longo do tempo para atender às necessidades tecnológicas atuais.

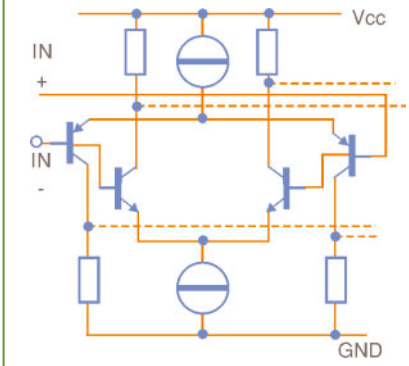
Operando com tensões muito baixas e sinais de frequências mais altas, os amplificadores operacionais modernos devem ser rápidos e sua tensão de saída deve variar praticamente entre as duas tensões de alimentação.

Os projetos com os amplificadores que atendem essas características são delicados, exigindo especial atenção do projetista. Não basta colocar um amplificador operacional em uma função: é preciso saber qual é o melhor tipo para atendê-la.

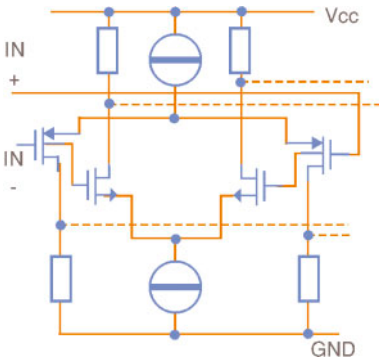
A breve visão dos amplificadores operacionais que demos neste artigo, poderá ser de grande utilidade para os leitores que trabalham com esse tipo de dispositivo. E



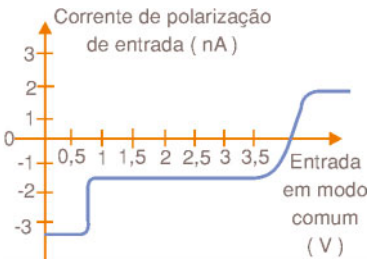
F12. Agora, uma peq. dif. de tensão ΔV influi muito no desempenho.



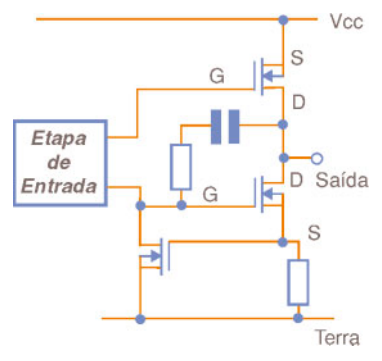
F13. Etapa de entrada.



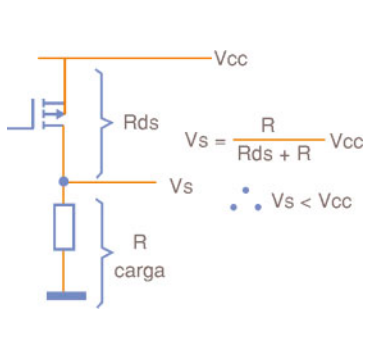
F14. Etapa de entrada diferencial com MOSFETs.



F15. Gráfico (I_{BIM} x V_{MC}) na etapa de entrada.



F16. Saída em configuração especial.



F17. Divisor de tensão formado por R_{DS} e R_C.

Amplificadores Classe D:
Entenda porque ele são utilizados em MP3s e CD-Players, entre outros equipamentos de áudio

Os equipamentos de telecomunicações: telefones celulares, áudio (MP3, CD-Players, gravadores digitais) e outros que são alimentados por baterias devem reunir características especiais como excelente qualidade de som, boa potência e baixo consumo. As versões analógicas tradicionais que funcionam em classes A, B e C não atendem a essas exigências sendo, por isso, usados em todas essas aplicações, os amplificadores de áudio Classe D.

Veja, neste artigo, o que são esses amplificadores e quais são as vantagens de sua utilização

Newton C. Braga

Os amplificadores de áudio tradicionais são circuitos analógicos que amplifica tensões e as aplicam em transdutores como fones e alto-falantes, sem alterações de suas características, conforme mostra a **figura 1**.

É relativamente simples construir um circuito amplificador linear usando componentes tradicionais como válvulas, transistores bipolares ou mesmo transistores de efeito de campo. Até mesmo um único transistor polarizado apropriadamente pode se tornar um amplificador simples, excitando um pequeno alto-falante ou fone de ouvido, veja a **figura 2**.

No entanto, esse tipo de circuito não atende às necessidades modernas, principalmente dos equipamentos alimentados por baterias, visto que seu rendimento é muito baixo.

A maior parte da energia que é entregue a esse tipo de circuito é convertida em calor nos componentes de potência. É só observar que os transistores de saída, mesmo para equipamentos com potências relativamente baixas, precisam ser montados em bons dissipadores de calor. Ao tocar nesses dissipadores quando o equipamento funciona, o leitor pode ter uma ideia de quanta energia é perdida na forma de calor.

Para atender às necessidades dos novos equipamentos, são utilizadas configurações de baixo consumo e alto rendimento. São os "amplificadores Classe D" que, para que o leitor entenda melhor como funcionam, vamos explicá-los desde o início, comparando-os com os amplificadores tradicionais.

Classe A

A configuração mais simples para um amplificador é justamente a que mostramos na **figura 2** e que pode ser analisada de uma forma mais completa com o circuito da **figura 3**.

Nessa configuração, o transistor deve ser polarizado pelo resistor Rb de modo que ele opere no centro da reta de carga, exibida na **figura 4**.

Isso significa que o transistor, juntamente com o transformador que alimenta, formam um divisor de tensão e no coletor do transistor existe uma tensão equivalente a aproximadamente metade da tensão da alimentação.

Assim, quando os sinais de áudio são colocados na entrada desse circuito, eles fazem com que a tensão aplicada ao transformador oscile entre um máximo próximo da tensão de alimentação e um mínimo perto de 0 V, conforme ilustra a **figura 5**.

É evidente que, na ausência do sinal, o transistor precisa permanecer em condução para que a tensão no seu coletor se mantenha em metade da alimentação. Com isso, o transistor permanece dissipando potência na forma de calor mesmo quando não há sinal na sua entrada. As perdas nesse circuito são tais que mais da metade da potência é dissipada na forma de calor, fora o fato de que mesmo em repouso seu consumo é alto. Algo inadmissível para uma aplicação alimentada por bateria.

Classe B

Um tipo de circuito que oferece um ganho de rendimento em relação ao anterior e por isso ainda é encontrado em

algumas aplicações portáteis econômicas como rádios AM e FM de baixo custo é o que corresponde à etapa de saída Classe B em *Push-Pull*, cujo diagrama básico é apresentado na **figura 6**.

Nesse circuito, o que se faz é polarizar os dois transistores de tal forma que eles fiquem perto do início do ponto de condução ou mesmo no corte, usando para essa finalidade um transformador especial.

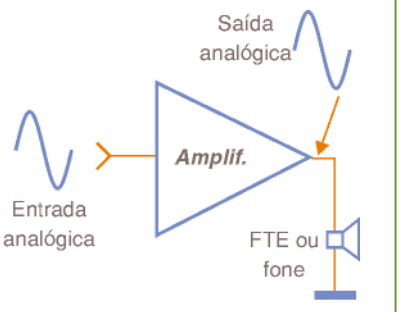
Esse transformador tem um enrolamento com tomada central de tal forma que ao aplicar um sinal no seu primário, os semiciclos positivos polarizam o transistor A de modo que ele amplifique os sinais, enquanto que os semiciclos negativos polarizam o transistor B no mesmo sentido.

Assim, enquanto o transistor A amplifica apenas os semiciclos positivos do sinal, o transistor B amplifica apenas os semiciclos negativos. Na ausência do sinal, nenhum dos dois transistores conduz e o consumo do circuito é extremamente baixo. No coletor dos transistores temos um outro transformador que é empregado como carga, o qual reúne os sinais amplificados recuperando a sua forma original que aparece no seu secundário, observe a **figura 7**.

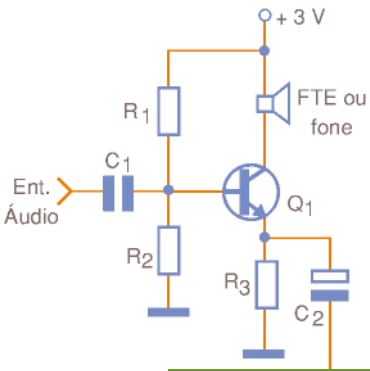
Apesar de seu bom rendimento, este circuito tem alguns problemas. O maior está no fato de se necessitar de um transformador *driver* e de um transformador de saída, que são componentes problemáticos, quanto ao custo e ao tamanho, principalmente se precisarmos de potências elevadas. O segundo ponto refere-se a que os transistores "demoram" um pouco para começar a conduzir com o sinal aplicado, pois só fazem isso quando a tensão de base chega aos 0,7 V. Isso introduz uma certa distorção no sinal, conforme mostra a **figura 8**.

Polarizando-se o circuito de modo que o transistor fique prestes a conduzir, veja a **figura 9**, podemos eliminar essa distorção e obter amplificadores de boa potência e excelente qualidade de som.

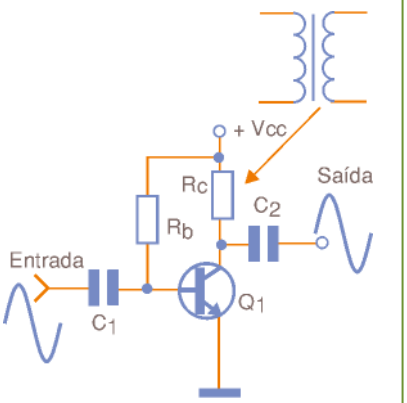
Na verdade, usando transformadores feitos com chapas especiais (ultralineares) e válvulas em lugar dos transistores (ou mesmo MOSFETS de potência), a distorção por cruzamento (*cross-over*) como é conhecida, pode ser reduzida a valores desprezíveis obtendo-se com isso os melhores amplificadores em qualidade de som.



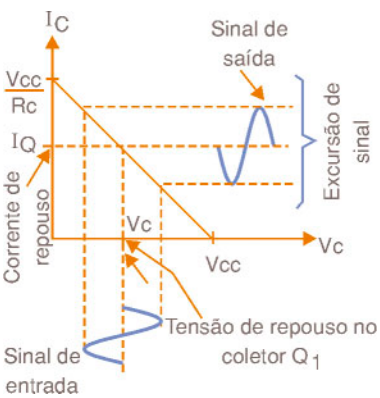
F1. Amplificador de áudio comum.



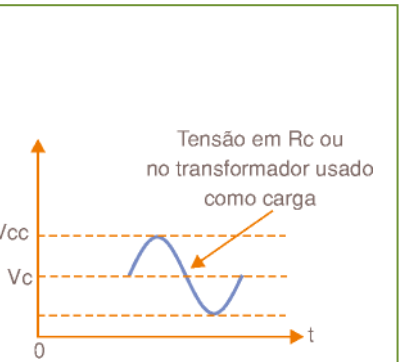
F2. Amplificador de áudio com um só transistor.



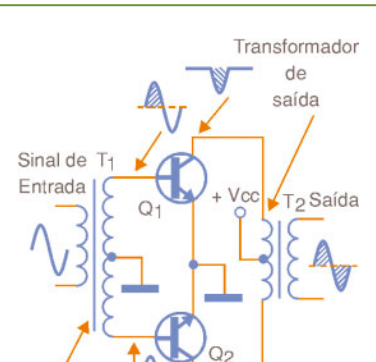
F3. Circuito para análise de tensões do amplificador transistorizado.



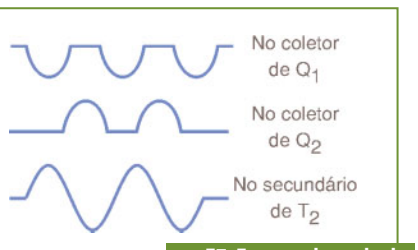
F4. Circuito classe B em push-pull.



F5. A tensão no trafo oscila entre aproximadamente 0 volts e Vcc.



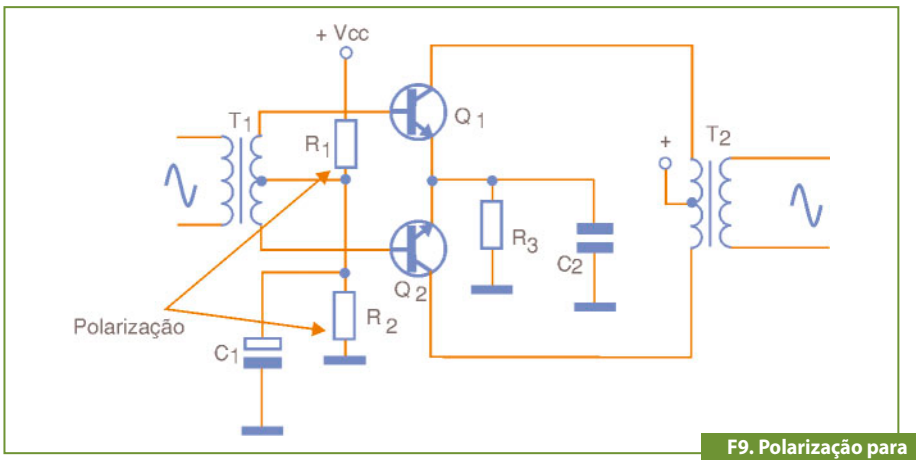
F6. Circuito classe B em push-pull.



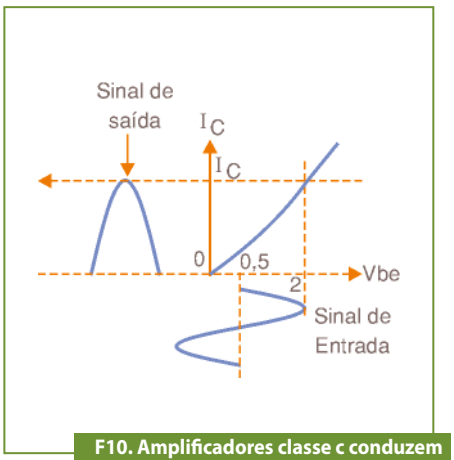
F7. Formas de onda da tensão em Q_1, Q_2 e T_2.



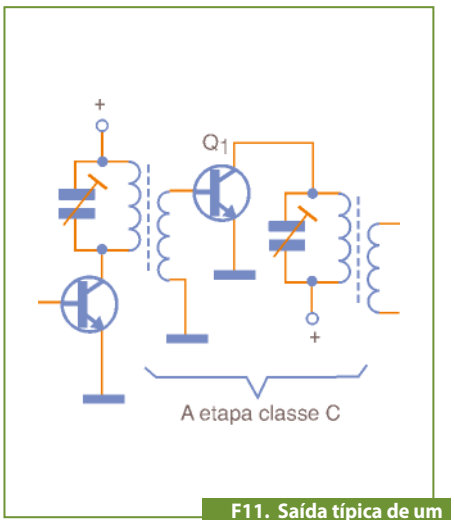
F8. Distorção no sinal de saída.



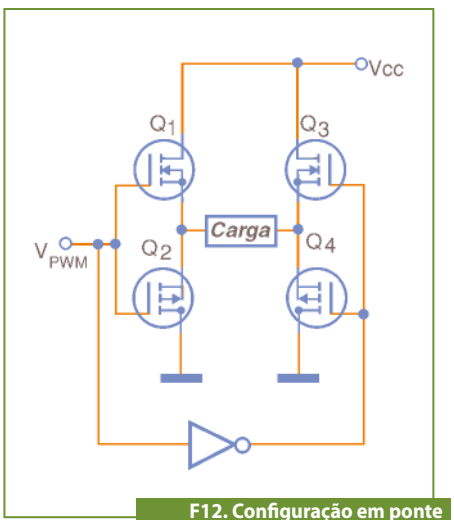
F9. Polarização para eliminar distorção.



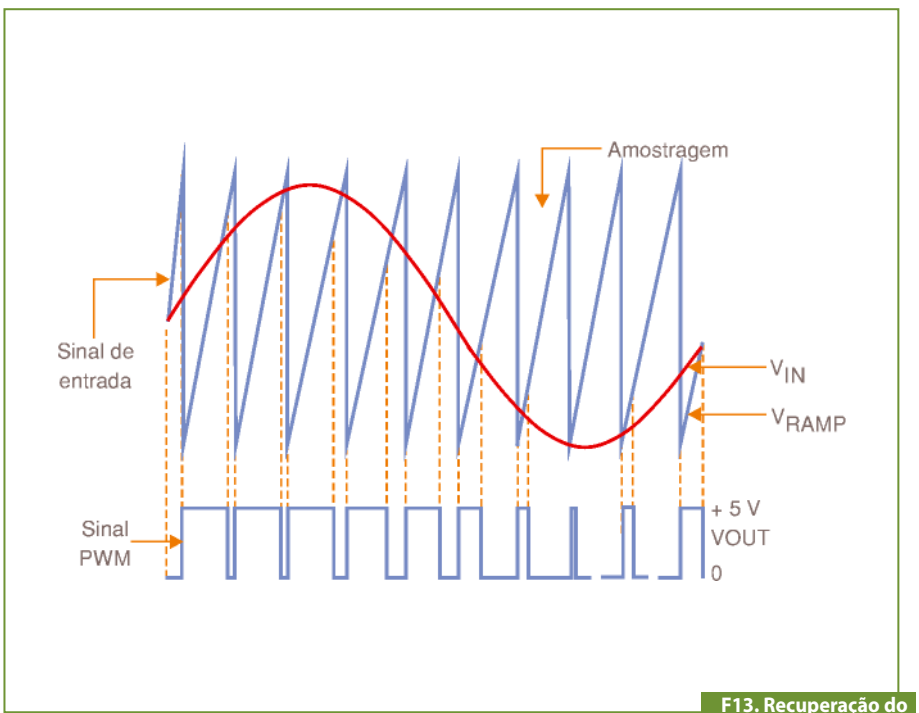
F10. Amplificadores classe c conduzem metade dos ciclos do sinal.



F11. Saída típica de um transmissor classe C.



F12. Configuração em ponte com FET$_s$ de potência.



F13. Recuperação do sinal original.

Existem grupos de entusiastas de som que dizem que tais amplificadores são insubistituíveis em termos de qualidade de som, e compram equipamentos especiais que custam milhares de dólares. Um amplificador "ultralinear" com saída em *push-pull* classe AB usando válvulas com anodos revestidos de ouro pode ter preços que chegam perto dos 10 000 dólares!

Classe C

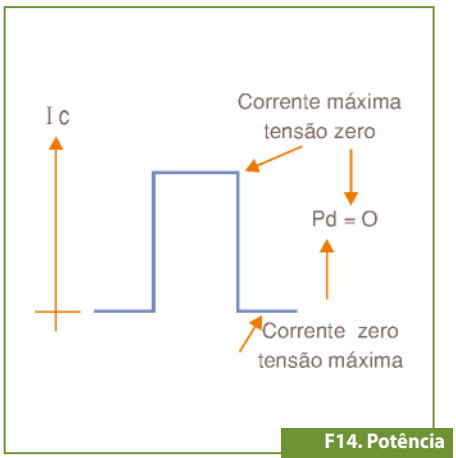
Nos amplificadores Classe C os elementos ativos como, por exemplo, os transistores, são polarizados de modo que eles conduzam apenas metade dos ciclos dos sinais de entrada, atente para a **figura 10**.

Esses amplificadores não são empregados em aplicações que envolvem sinais de áudio pela distorção que introduzem. Todavia, com o uso de filtros de saída apropriados, que eliminam as harmônicas geradas no processo de amplificação e devolvam a forma senoidal original de um sinal de alta frequência, eles podem ser usados em transmissores.

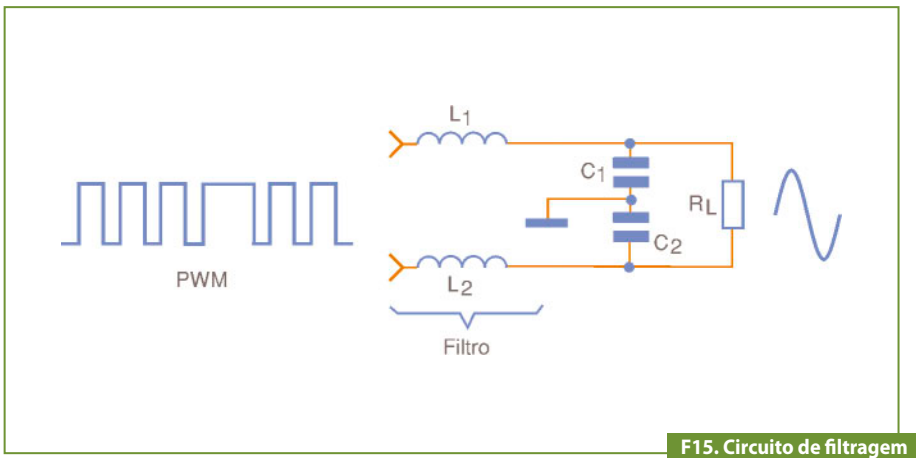
Na **figura 11** mostramos uma etapa de saída típica de um transmissor em classe C.

Classe D

A ideia básica das etapas em classe D é trabalhar com impulsos. Trata-se, de certa forma, de uma digitalização do sinal de áudio, se considerarmos que os impulsos são quantidades discretas. Assim, para que o leitor tenha uma ideia de como isso funciona vamos partir de uma configuração simples (em ponte) usando transistores de efeito de campo de potência, a qual é dada na **figura 12**.



F14. Potência dissipada é nula.



F15. Circuito de filtragem para a carga R_L.

Tomando como exemplo um sinal de entrada de áudio que corresponda a uma senóide, podemos transformá-lo em impulsos amostrando sua intensidade num certo número de instantes. Dessa forma, pelo critério de Nyquist, que é usado quando se trata da digitalização de sinais, vemos que para podermos reproduzir este sinal com fidelidade precisamos ter um número de pelo menos 3 amostragens por ciclo de sinal.

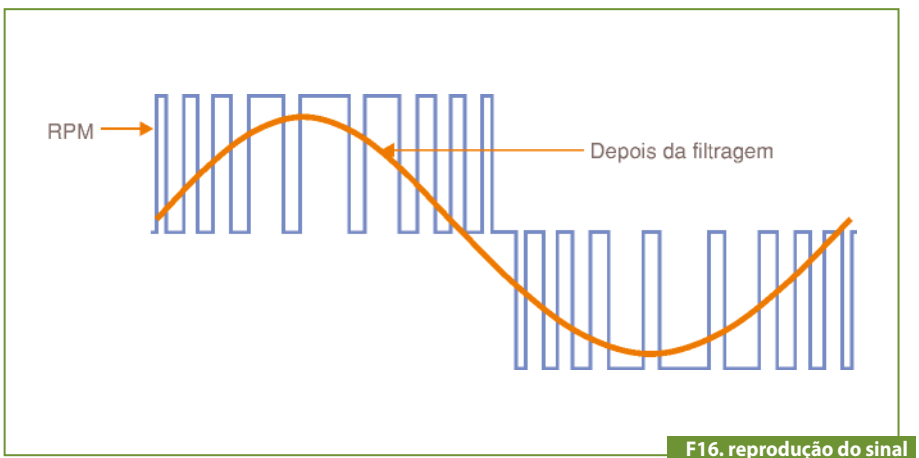
Na prática, a amostragem é feita com uma frequência muitas vezes mais elevada do que a maior frequência de áudio que deve ser reproduzida. Nos circuitos comuns empregados em equipamentos comerciais, para se recuperar o sinal original com boa fidelidade, a amostragem deve ser feita numa frequência pelo menos 10 vezes maia alta que a frequência maior que se deseja reproduzir.

Assim, como é visto na **figura 13**, com um grande número de amostragens, poderemos recuperar o sinal original com mais facilidade quando o passarmos por um filtro apropriado.

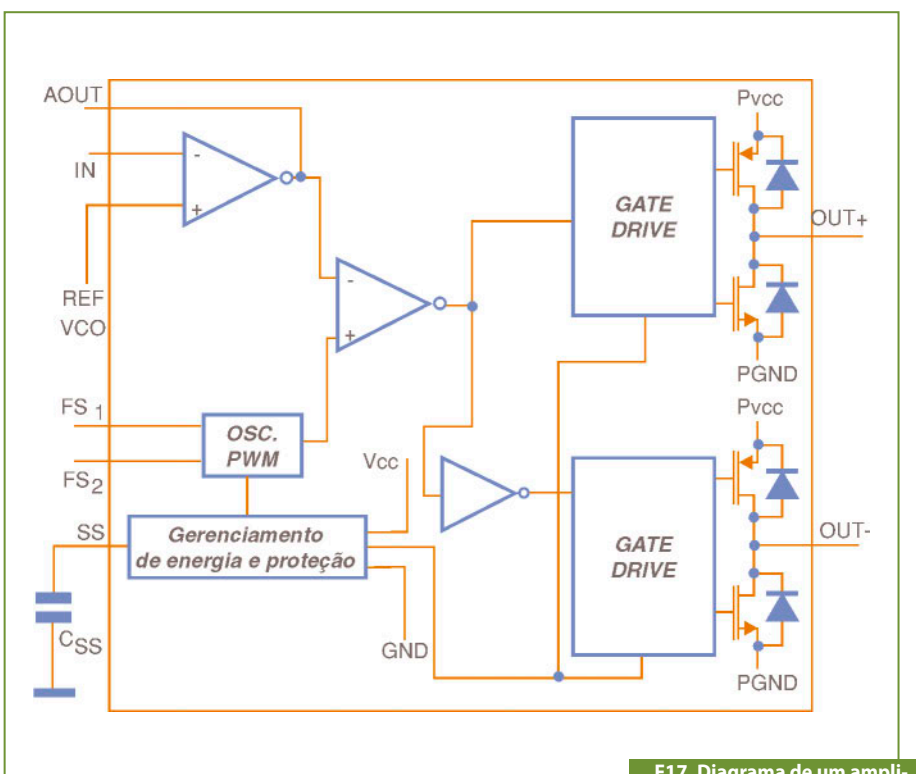
Podemos dizer que transformaremos a intensidade do sinal não em valores digitais (como num conversor ADC), mas sim em pulsos de largura proporcional a essa intensidade.

O circuito é na realidade um PWM, onde a integração das larguras dos pulsos vai corresponder ao sinal que deve ser reproduzido.

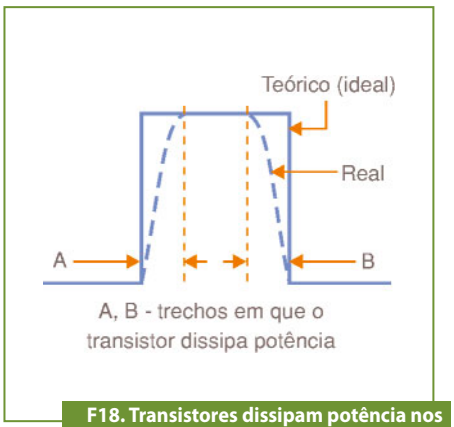
Pela sua intensidade esses pulsos irão saturar os transistores de saída de modo que, estando no estado ligado ou desligado, eles teoricamente não dissipam potência alguma, observe a **figura 14**.



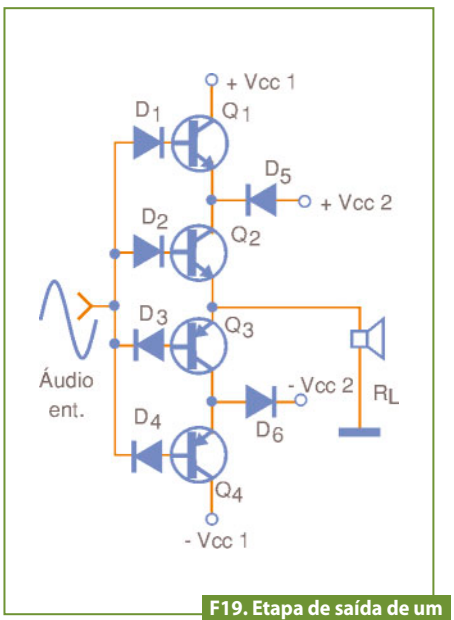
F16. reprodução do sinal original.



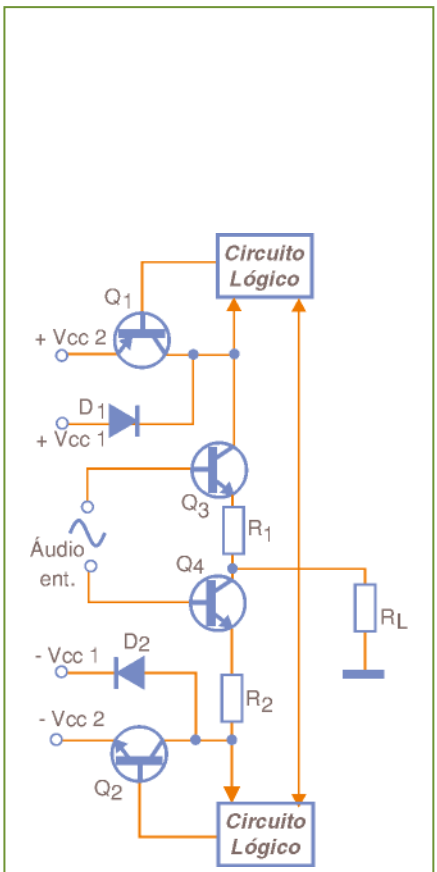
F17. Diagrama de um amplificador classe D completo.



F18. Transistores dissipam potência nos tempos de subida e descida.



F19. Etapa de saída de um amplificador classe G.



F20. Etapa de saída de um amplificador Classe H.

Quando conduzem, a resistência entre dreno e fonte é zero e por isso a tensão é nula, e quando estão abertos a corrente é nula. É claro que, na prática, no curto intervalo de tempo em que o transistor comuta, uma certa potência é dissipada, mas ela é muito menor do que a que se perde um amplificador linear.

Para que a carga não receba diretamente pulsos, o que não levaria à reprodução do sinal original, deve-se ter um circuito de filtragem como o apresentado na **figura 15**.

O sinal é então integrado, sendo levado à sua forma analógica original para a reprodução, conforme mostra a **figura 16**.

Na **figura 17** temos um amplificador completo em classe D com seus blocos como encontrado nos circuitos integrados usados em telecomunicações.

O fato de trabalharmos com amostragem e depois com pulsos introduz uma certa distorção harmônica nos sinais. No entanto, com a utilização de bons filtros, essa distorção pode ser reduzida a valores menores do que 1%. Valores dessa ordem dificilmente seriam percebidos pelo ouvido humano.

Outro problema com que os projetistas têm que trabalhar ao projetar amplificadores em classe D refere-se ao resíduo da alta frequência de amostragem, o qual pode resultar em ruídos.

Classe D, na Prática

Quando tratamos de um projeto que empregue um amplificador em classe D é necessário saber com que tipo de sinal de áudio estamos trabalhando. Para a voz humana precisamos de uma faixa estreita, mas se tivermos um *CD-player* ou um equipamento de som a ser ligado a um computador, a faixa deverá ser mais larga. Precisamos de mais fidelidade. Assim, nas aplicações práticas, em função da faixa de frequências que devemos reproduzir (**tabela 1**).

Note que o projeto do filtro está diretamente ligado à frequência de amostragem. Então, para uma frequência de amostragem de 250 kHz, um filtro com um corte de 30 kHz deverá proporcionar bons resultados.

Outro ponto importante que deve ser considerado em um projeto PWM está no fato de que o circuito continua produzindo pulsos mesmo quando não existe sinal de entrada. Observe que o alto-falante recebe a corrente média dos sinais e ela é nula quando o sinal de entrada é zero.

O alto-falante trabalha com a variação das larguras dos pulsos, e isso exige que ele seja robusto.

O fato dos pulsos de intensidade estarem sendo aplicados no alto-falante mesmo sem sinal deverá ser observado com cuidado pela EMI que este tipo de circuito poderá gerar.

Eficiência Teórica

Teoricamente, trabalhando com pulsos retangulares, os transistores de saída só apresentam dois estados possíveis: condução e não condução.

Supondo transistores ideais, nos dois estados eles não dissipam potência alguma e o rendimento teórico de um amplificador Classe D é 100%.

Contudo, os transistores demoram para passar do estado de não condução para plena condução, durante o qual eles se comportam como resistores dissipando potência, conforme mostra a **figura 18**.

Equipamento	Faixa Passante	Faixa de Frequências de amostragem
Telecom (Celular, etc.)	5 kHz	125 kHz a 1 MHz
Rádio AM/FM	15 kHz	250 kHz a 1 MHz
Áudio em PC	20 kHz	250 kHz a 1 MHz
Áudio de Alta Fidelidade	20 kHz	250 kHz a 500 kHz

T1. Características de amplif. Classe D.

Quanto menos tempo eles passarem nessa transição, menor será a potência dissipada e maior o rendimento, daí a necessidade de colocar transistores rápidos nesses circuitos.

A quantidade de transições também influi no rendimento, de modo que uma taxa de amostragem maior também implica em maior dissipação.

Os circuitos comerciais conseguem conciliar velocidades rápidas de amostragens com bom rendimento, chegando a valores tão altos quanto 88%.

Classes G e H

Otras configurações para amplificadores têm sido anunciadas por alguns fabricantes de equipamentos eletrônicos.

Uma delas é a configuração denominada Amplificador Classe G, desenvolvida pela Hitachi.

Nessa configuração operam dois conjuntos de transistores e amplificadores de saída. Um conjunto é alimentado com uma tensão mais baixa e o outro conjunto com uma tensão mais alta.

Quando o amplificador trabalha com sinais fracos, eles são amplificados pela etapa de menor tensão de alimentação, e se os sinais chegarem ao pico da potência, eles serão amplificados pela etapa que opera com alta tensão.

Na **figura 19** podemos ver uma etapa de saída de um amplificador Classe G.

Por outro lado, a ideia do amplificador Classe H foi lançada por uma empresa chamada Soundcraft, consistindo em uma variação do amplificador Classe G.

Neste caso, também temos dois circuitos trabalhando com tensões diferentes. Entretanto, quando o ciclo de um sinal deve ser amplificado, a parte inicial (quando a tensão sobe) é amplificada pela etapa de menor potência. Já, quando a intensidade do sinal chegar ao ponto em que vai haver a saturação desta etapa, o circuito comutará automaticamente, e o restante do ciclo será amplificado pela etapa de maior potência.

Para um amplificador Classe H temos um exemplo de etapa de saída na **figura 20**.

Conclusão

As aplicações modernas onde se alia o alto rendimento a uma boa fidelidade exigem em sua maioria, etapas em Classe D ou PWM. Circuitos integrados dedicados de diversos fabricantes estão disponíveis atualmente para projetos.

Para equipamentos de som onde a potência e o rendimento não forem os objetivos principais, mas sim a maior fidelidade possível, outras etapas poderão ser encontradas. E





Seleção de amplificadores: Circuitos Classe D

Amplificadores de áudio fazem parte dos circuitos de uma infinidade de equipamentos. Telefones sem fio, intercomunicadores, equipamentos de som doméstico, televisores, sistemas de segurança, etc. No entanto, que tipo de amplificador escolher para um projeto é algo que causa dúvidas em muitos profissionais. Qual é a melhor configuração para a minha aplicação? Devo usar um circuito moderno classe D ou será que um circuito tradicional classe B atende melhor às minhas necessidades?

Visando fornecer material de projetos para os leitores que precisam de amplificadores, fizemos duas seleções de circuitos práticos. A primeira, publicada nesta edição, compreende circuitos classe D, enquanto que a segunda trata de circuitos tradicionais classe B.

Newton C. Braga

Podemos dizer que atualmente encontramos dois tipos de desenvolvedores de projetos no universo de nossos leitores. Há os desenvolvedores de grandes empresas que criam produtos de consumo empregando a mais alta tecnologia e que precisam de soluções que atendam exigências muito rígidas, tais como rendimento elevado, baixo consumo, eficiência e custo compatível. Esses desenvolvedores trabalham com produtos específicos, normalmente em invólucros SMD, ou ainda a partir de plataformas de desenvolvimento avançadas fornecidas pelos próprios fabricantes dos *chips*.

Por outro lado, existe um segundo grupo de desenvolvedores, mais modesto, mas igualmente importante, que necessita de soluções limitadas, tanto pela quantidade de produtos em que deve ser aplicada, quanto pela própria tecnologia (que não precisa ser a mais avançada ou exigir ferramentas complexas de desenvolvimento). Em alguns casos, apenas uns poucos protótipos precisam ser montados e com recursos que não fujam ao convencional.

Esses desenvolvedores podem requerer uma simples etapa de áudio para um intercomunicador ou sistema de aviso de uma máquina, que não consumirá mais do que algumas dezenas de unidades e que, portanto não são sensíveis ao custo ou tecnologia. Esses circuitos podem perfeitamente ser desenvolvidos a partir de configurações tradicionais, muitas das quais usando *chips* que estão disponíveis em encapsulamentos normais no mercado comum de componentes.

Como dissemos, as duas classes de desenvolvedores são igualmente importantes para nós. Assim sendo, na seleção de projetos que apresentaremos neste artigo, incluiremos os dois tipos de circuitos.

Sugerimos que os leitores que queiram montar qualquer dos circuitos em práticas, que consultem os fabricantes ou seus fornecedores de componentes sobre a disponibilidade dos itens usados.

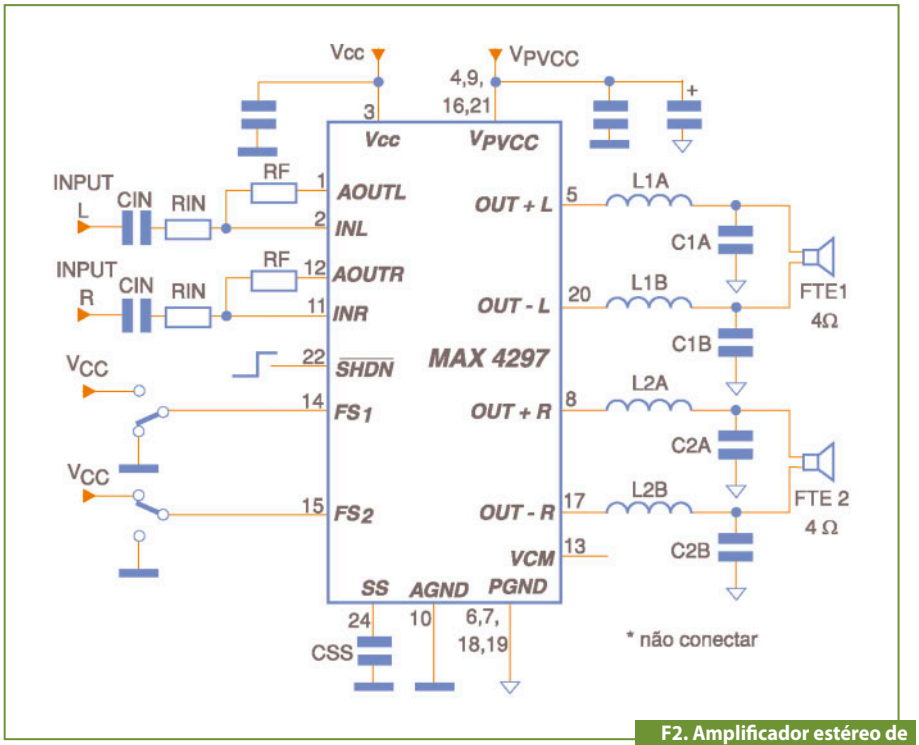
Amplificadores Classe D

Os amplificadores Classe D ou digitais, são amplificadores que operam aplicando pulsos de largura e intensidade variáveis conforme o valor instantâneo do sinal de áudio que deve ser reproduzido, conforme mostra a **figura 1**.

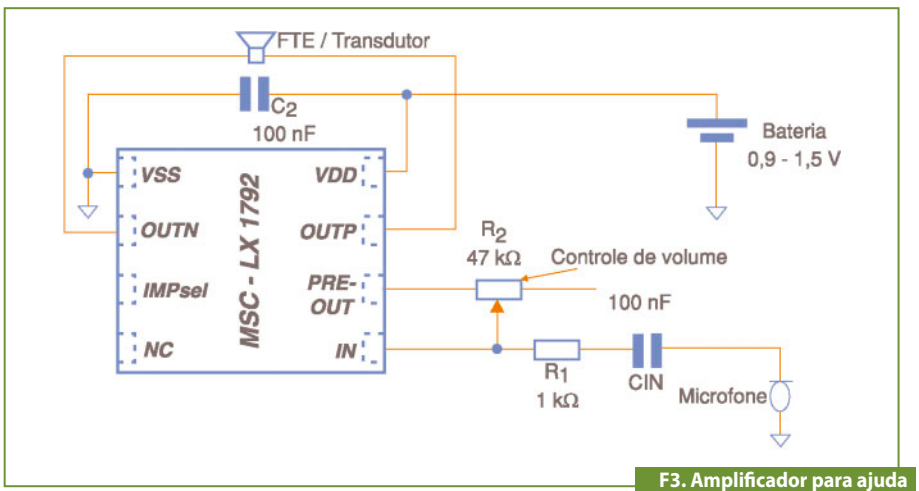
Tendo em vista que os transistores de potência de saída trabalham em regime ligado-desligado, o rendimento é muito alto, o que os torna ideais para aplicações sensíveis à energia. Equipamentos alimentados por baterias são os que mais se beneficiam desta arquitetura.



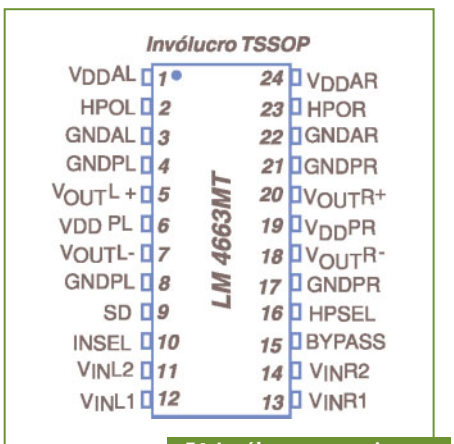
F1. Sinais na E/S de um Amplificador Classe D (digital).



F2. Amplificador estéreo de 2W com o CI MAX4297.



F3. Amplificador para ajuda auditiva com o CI LX1792.



F4. Invólucro com a pinagem do CI LM4663.

Entretanto, equipamentos de áudio de alta potência e alta fidelidade também podem se beneficiar desta arquitetura, uma vez que se torna mais simples a obtenção de potências muito altas com componentes comuns de chaveamento, por exemplo, os *Power-FETs*.

Na seleção de circuitos dada a seguir teremos vários esquemas, a maioria dos quais baseados em circuitos integrados específicos que incluem a maior parte dos elementos necessários à implementação de um amplificador Classe D.

Amplificador Estéreo de 2 W com o MAX4297

O amplificador mostrado na **figura 2** se baseia no circuito integrado MAX4297 da Maxim, e fornece uma potência de saída de 2 W por canal em carga de 4 ohms com alimentação de 5 V.

O equivalente para a configuração mono é o MAX4295. A faixa de tensões de alimentação deste circuito vai de 3,7 a 5,5 V. Com 3 V de alimentação, a potência de saída é de 700 mW.

O circuito tem uma eficiência de 87% e a taxa de distorção harmônica total mais ruído (THD+N) é de 0,4% para uma frequência de oscilação de 125 kHz. A frequência PWM pode ser programada com valores entre 125 kHz e 1 MHz. A entrada SHDN desabilita o circuito interno de modo que ele fica numa condição de baixo consumo, drenando menos de 1,5 µA da fonte para a versão mono e menos de 2,3 µA para a versão estéreo.

O circuito integrado usado pode ser obtido em invólucro QSOP de 24 pinos para a versão estéreo.

LX1792 – Amplificador para Ajuda Auditiva

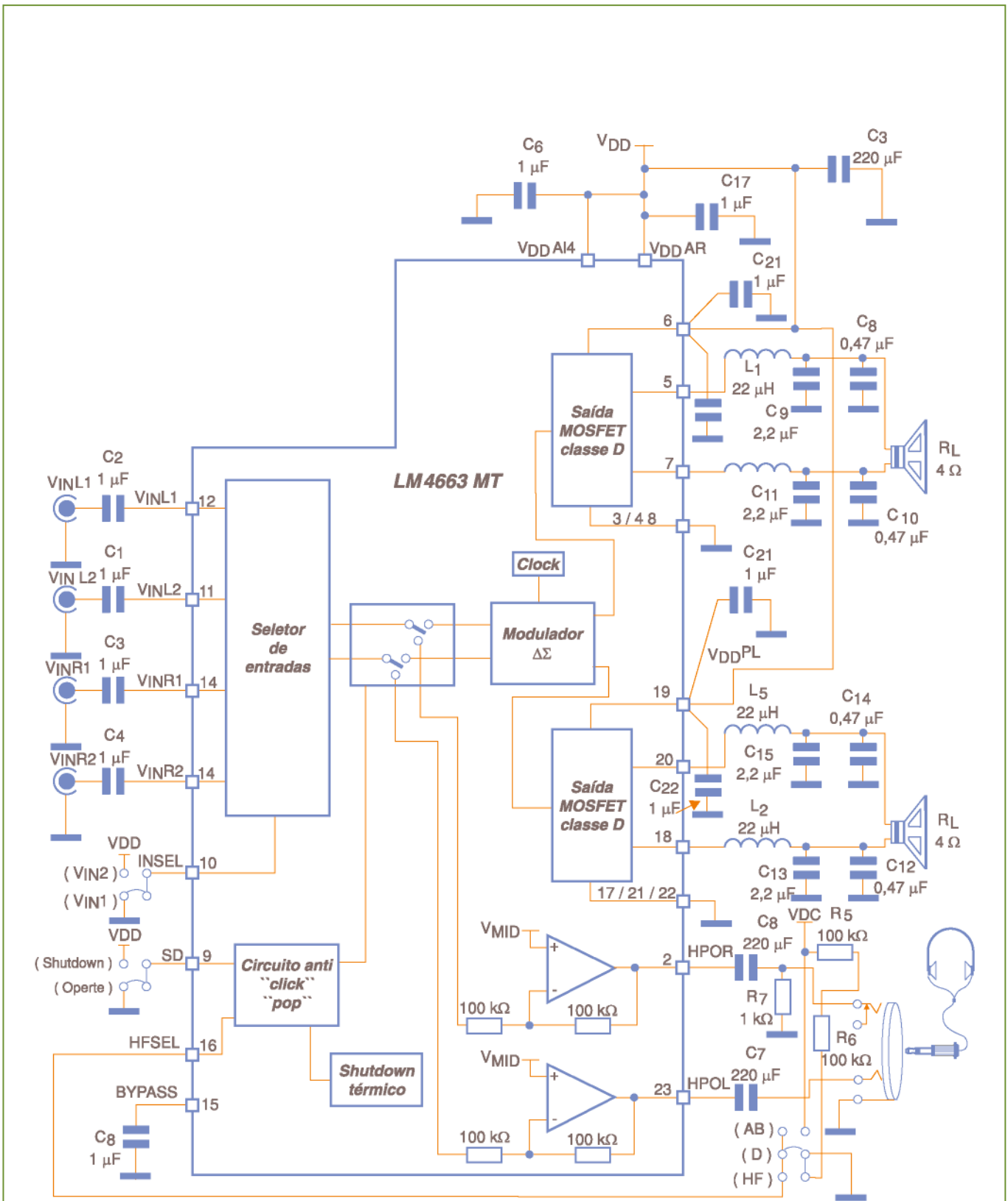
O circuito apresentado na **figura 3** é sugerido pela Microsemi e pode ser alimentado com tensões muito baixas, da ordem de 0,9 a 1,5 V.

A frequência de comutação deste circuito é de 200 kHz, e o ganho de tensão típico 32 dB. A distorção harmônica total é 0,3% com Fin = 1 kHz e a faixa passante de áudio é de 10 kHz. A impedância de saída típica é 24 ohms.

LM4663 – Amplificador Estéreo de 2 W para Fones de Ouvido

O circuito que ilustramos é sugerido pela National Semiconductor, tendo sido projetado para operar com fontes simples de 4,5 a 5,5 V. Num fone de 32 ohms sua potência é de 80 mW, mas, com carga de 4 ohms sua potência chega aos 2,1 W com uma eficiência da ordem de 83%.

O circuito possui uma operação no modo *standby* quando seu consumo cai para 2 µA. A corrente quiescente em modo normal é 22 mA. A arquitetura usada inclui um modulador Delta-Sigma e circuitos "anti-click" e "pop" ao ligar e desligar.

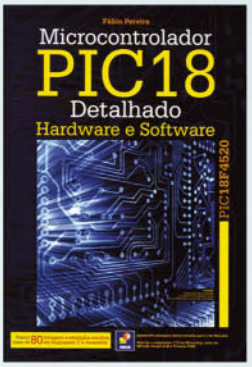


F5. Circuito do amplificador estéreo com o CI LM4663 MT.

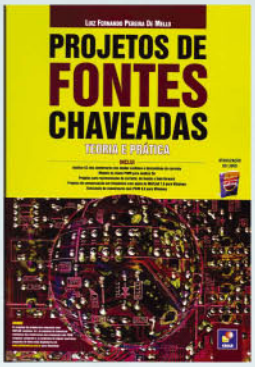
Ótimos livros por um excelente preço





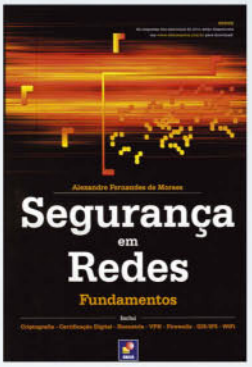


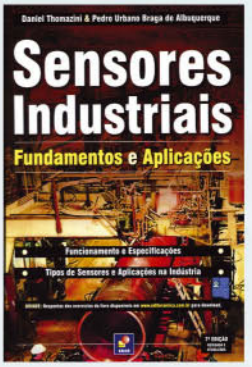


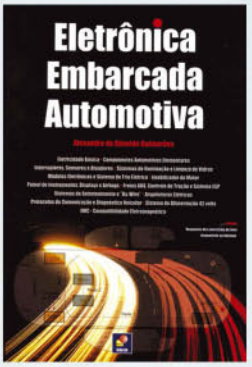




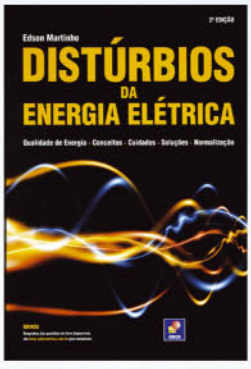


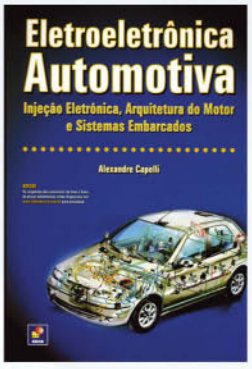


















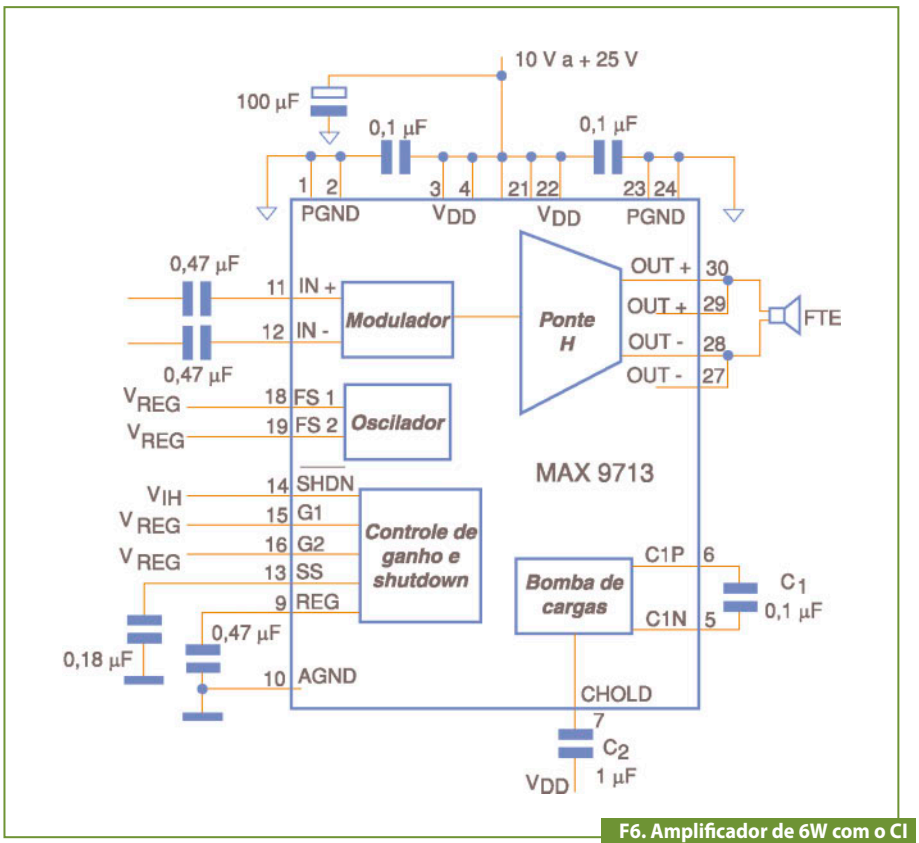




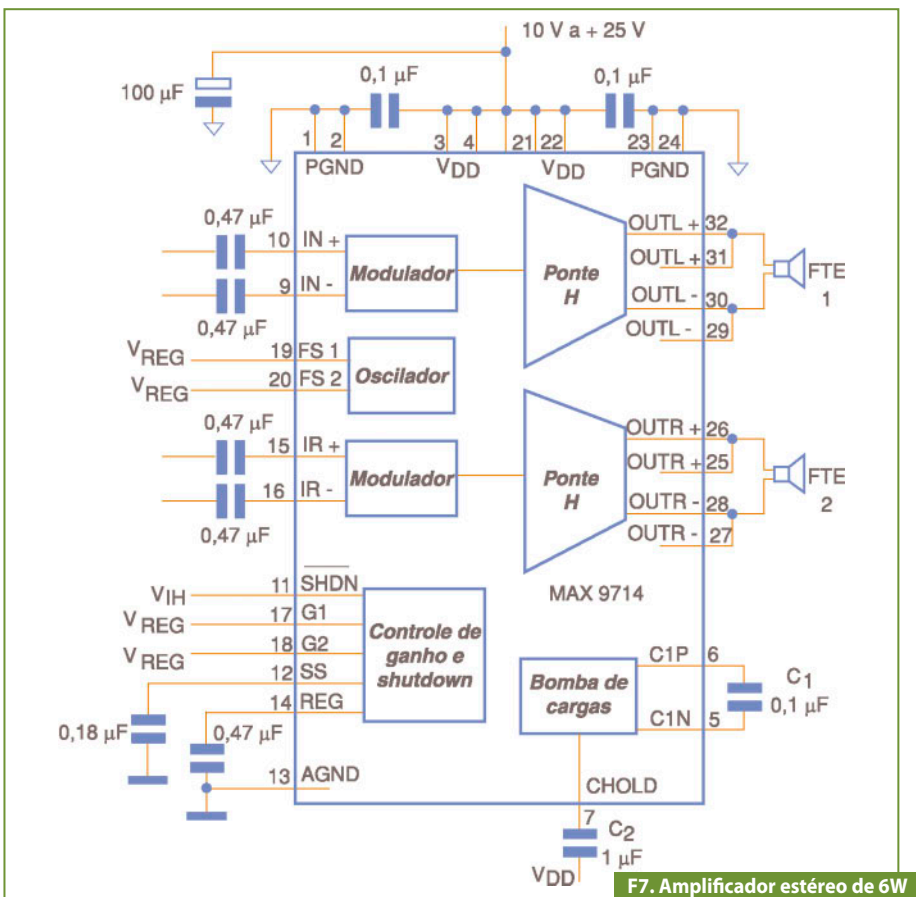




novasaber
www.novasaber.com.br



F6. Amplificador de 6W com o CI MAX9713 para versão mono.



F7. Amplificador estéreo de 6W com o CI MA9714.

O circuito integrado LM4663 é fornecido em invólucro TSSOP de 24 pinos com a pinagem mostrada na **figura 4**.

Para a versão estéreo completa, com saída para alto-falantes e fones, temos o circuito mostrado na **figura 5**.

Uma função externa ativa o fone ao mesmo tempo que desativa os alto-falantes. Essa função é dada pelo nível do pino 16. O pino 9 permite levar o amplificador a uma condição de baixo consumo (*shutdown*).

Amplificador de 6 W com o MAX9714

O circuito integrado MAX9713 é um amplificador Classe D monofônico, enquanto o MAX9714 é um amplificador classe D estéreo, ambos fornecendo uma potência de saída de 6 W em carga de 8 ohms.

Para a versão mono temos o circuito exibido na **figura 6**, o qual pode ser alimentado com tensões de 10 a 25 V.

A versão estéreo, alimentada pela mesma faixa de tensões, é mostrada na **figura 7**.

A distorção harmônica total (THD) desses amplificadores é de apenas 0,07%, incluindo o ruído. A eficiência chega aos 85% e a corrente quiescente é de apenas 18 mA. Na condição *shutdown* a corrente cai para apenas 0,2 µA.

Os dois componentes são fornecidos em invólucros TQFN de 32 pinos.

A impedância de entrada típica dos amplificadores é de 48 kohms e o ganho de tensão de 19 dB.

TDA8922 – Amplificador Estéreo de 25 W por Canal

Trazemos a seguir uma solução Classe D dada pela Philips Semiconductors, com base no circuito integrado TDA8922 que é fornecido nos dois tipos de invólucros desenhados na **figura 8**.

A Philips recomenda o uso deste amplificador em sistemas multimídia, televisores, equipamentos de som alimentados pela rede de energia, áudio automotivo e em outras aplicações na faixa de potência fornecida pelo circuito.

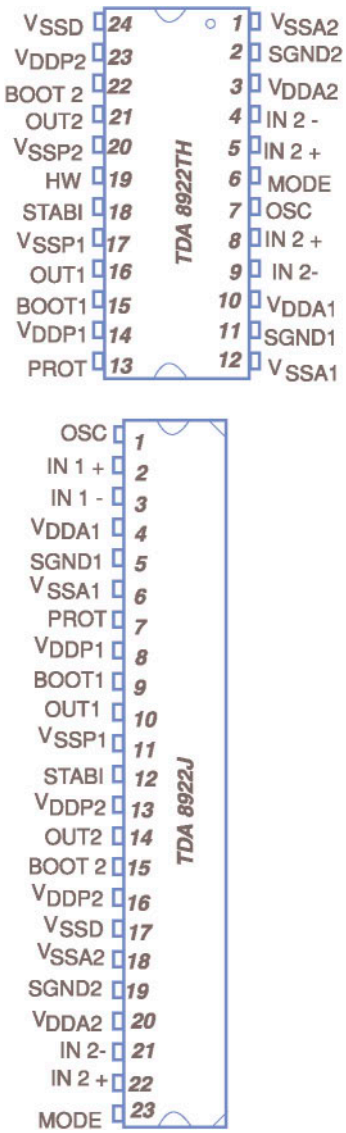
A configuração básica para um amplificador usando este componente é mostrada na **figura 9**.

A eficiência deste circuito chega aos 90% e sua alimentação deve ser feita com

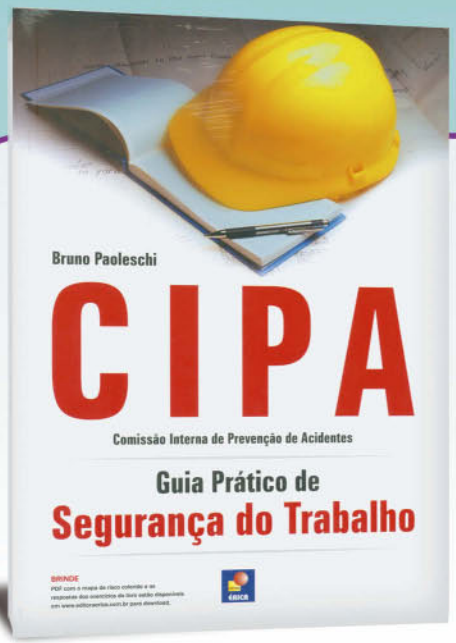
fonte simétrica de 12,5 a 30 V. Outros destaques são a baixa corrente quiescente, de apenas 55 mA (tip), e a baixa distorção com proteção contra curto-circuito e descargas estáticas. O ganho é fixo em 30 dB, e na configuração mono ligada em ponte pode-se obter uma potência de saída de 50 W (rms).

O amplificador necessita de um oscilador externo que tem seu circuito básico mostrado na **figura 10**.

Esse circuito opera com frequências de amostragem de 320 a 360 kHz.



F8. Invólucros com as pinagens do TDA 8922 HT e TDA 8922 J.



CIPA

Ensina como criar o mapa de riscos, identificar uma área insalubre ou perigosa, os riscos, a necessidade e a importância dos EPIs e EPCs e uma introdução ao Serviço Especializado em Engenharia de Segurança e em Medicina do Trabalho (SESMT).



Controladores Lógicos Programáveis

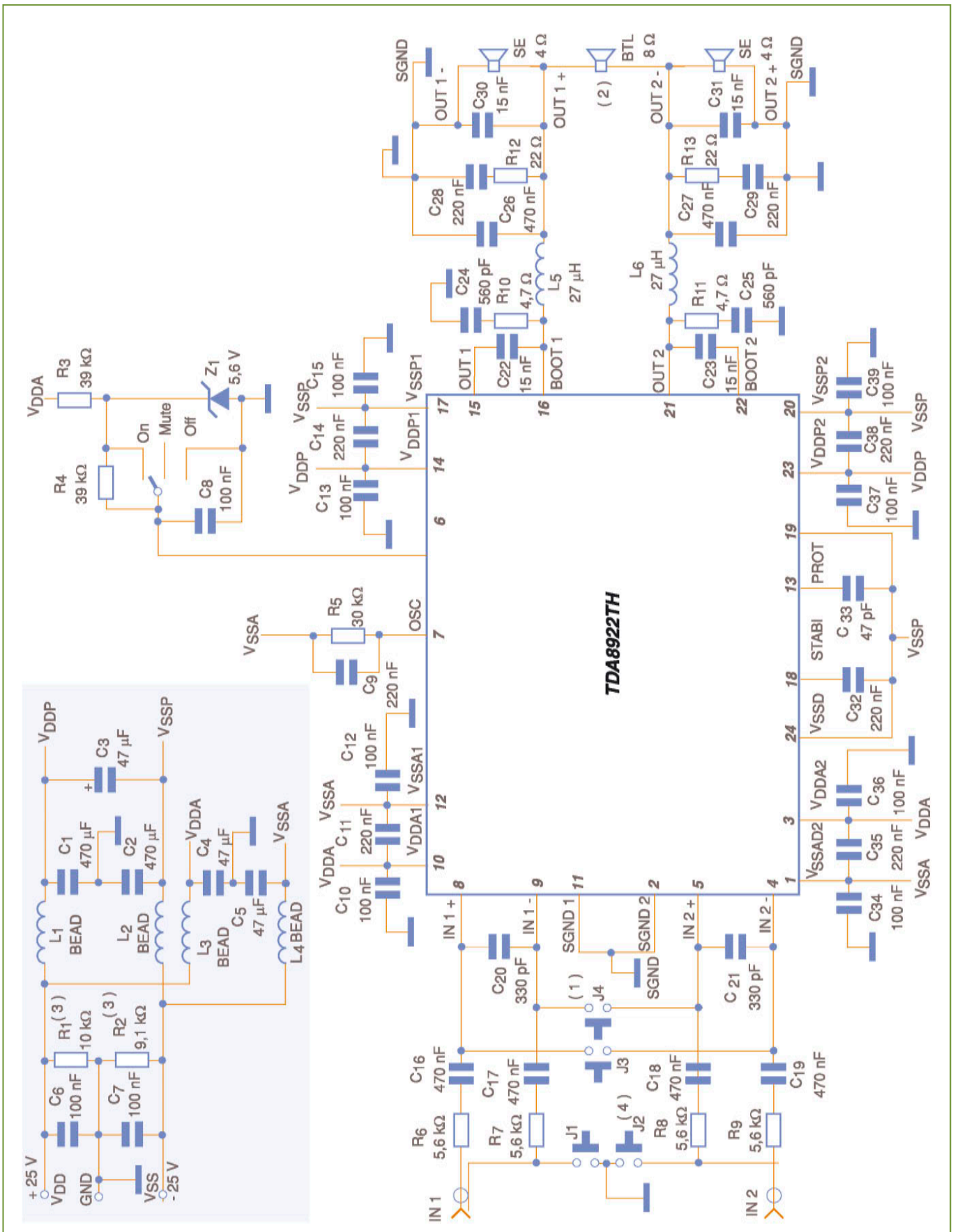
Indispensável a técnicos, tecnólogos e engenheiros que atuam nas áreas de automação, mecatrônica e eletrotécnica, além de profissionais que desejam manter-se atualizados. Apresenta exemplos resolvidos nos CLPs Allen-Bradley, Schneider Electric e Siemens, além de implementações em um controlador que segue a norma IEC 61131-3.



Curso de Eletrônica Digital

Basta observar os anúncios de empregos em jornais para se perceber a importância atual desse ramo da Ciência: em todos os casos onde encontramos ofertas relacionadas com a informática, manutenção, automação industrial, telecomunicações e muitos outras funções técnicas vemos como exigência principal o domínio da eletrônica digital.

novasaber
www.novasaber.com.br



F9. Amplificador estéreo de 25 W por canal com o CI TDA 8922 HT.

Amplificador Classe D Zetex de 50 W

Com base no circuito integrado ZXCD1000, a Zetex apresenta o circuito estéreo Classe D ilustrado na **figura 11**.

Os FETs de potência complementares admitem equivalentes, devendo ser montados em excelentes radiadores de calor. Equivalentes aos tipos indicados podem ser usados.

Observamos que neste tipo de circuito os indutores empregados nos filtros de saída são componentes bastante críticos. Portanto, tanto neste projeto quanto em outros que usam estes componentes, será importante o leitor visitar o *site* da empresa para verificar como eles são obtidos.

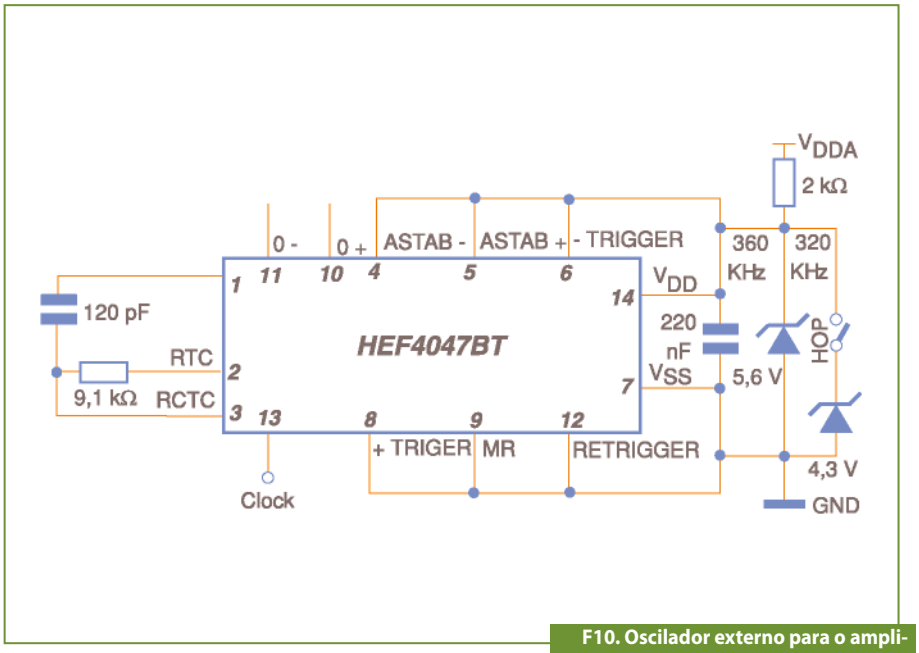
É importante observar ainda que as altas correntes envolvidas exigem que o projeto da placa de circuito impresso seja muito cuidadoso.

Este amplificador possui também um circuito de "soft start" (partida suave", o qual tem por finalidade não aplicar diretamente a tensão de alimentação nos transistores de potência de saída, evitando assim os estalos no alto-falante e inclusive protegendo esses componentes.

Amplificador de 170 W com os CIs LM4651 e LM4652 Overture

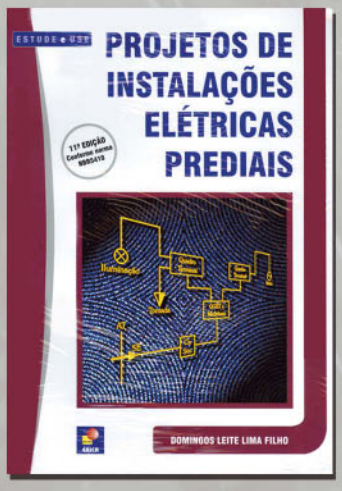
Este projeto é sugerido pela National Semiconductor em um *Application Note* de 23 páginas, que pode ser obtido pela Internet em formato PDF.

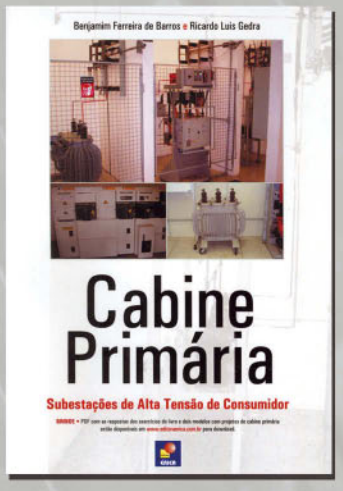
Trata-se de um amplificador baseado em dois circuitos integrados da National: o LM4651 que consiste em um *driver* para MOSFETs de potência em configuração Classe D, e o LM4652 que é num conjunto de 4 MOSFETs de potência já interligados para a configuração em ponte H.

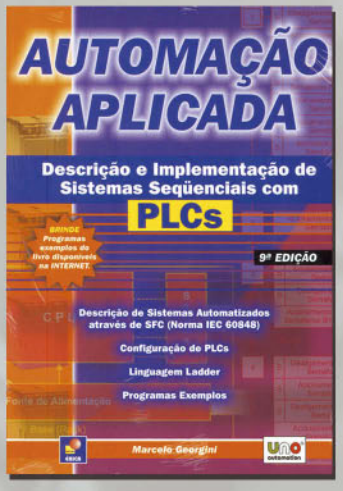


F10. Oscilador externo para o amplificador estéreo da figura 9.

Confira essas ofertas imperdíveis!

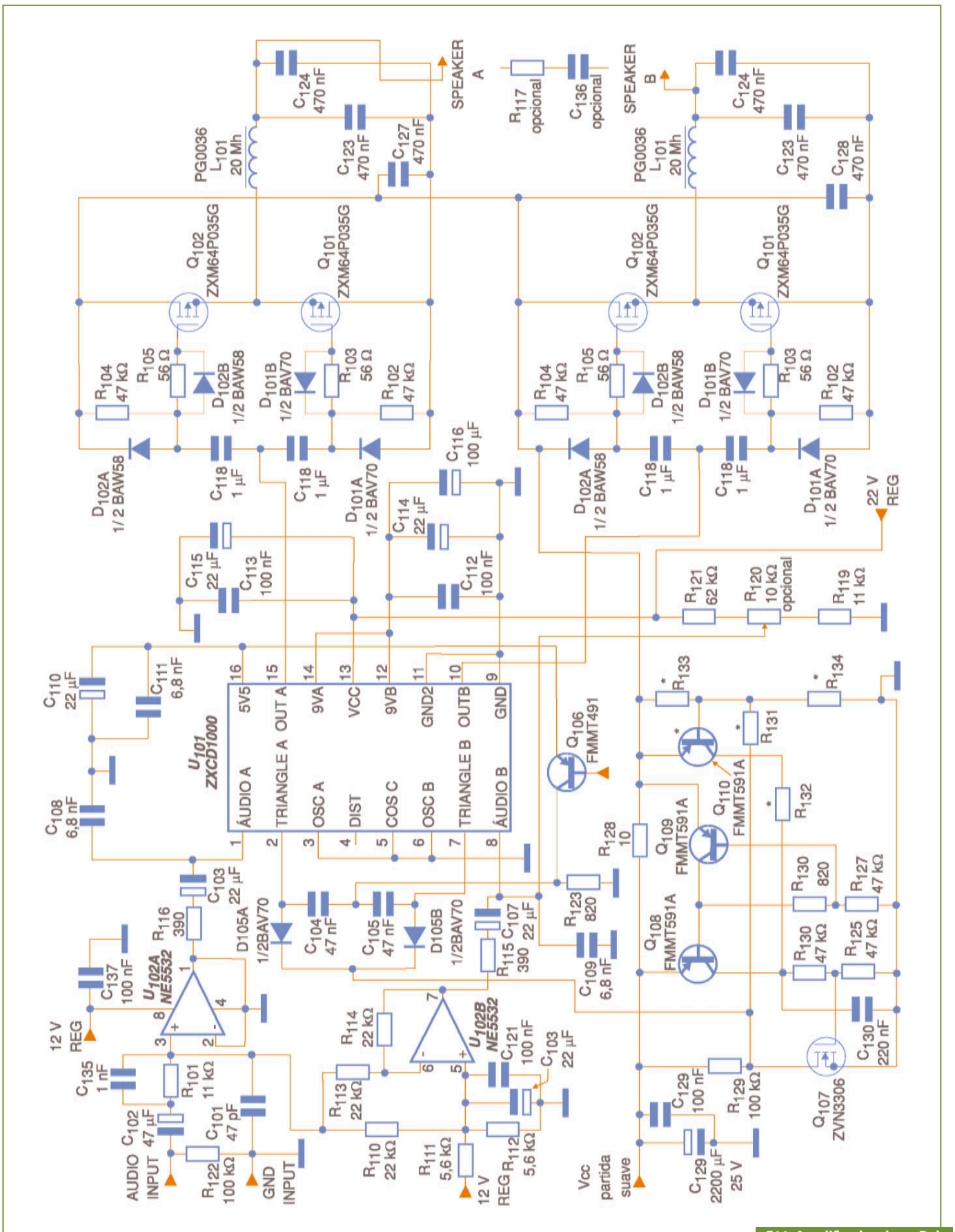




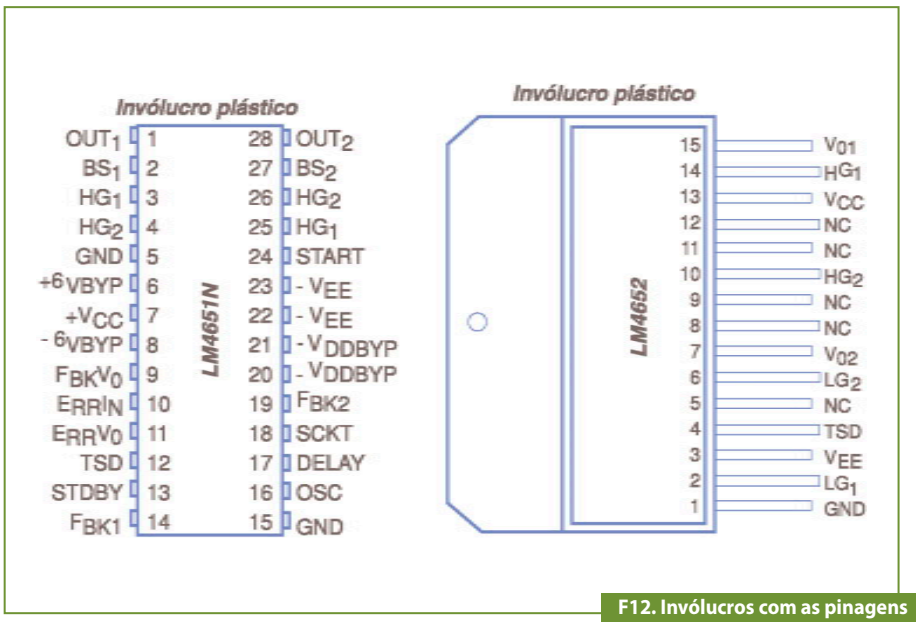




novasaber
www.novasaber.com.br



F11. Amplificador classe D de 50W com o CI ZXCD 1000.



F12. Invólucros com as pinagens dos CIs LM4651N e LM4652.

Os invólucros desses dois circuitos integrados são mostrados na **figura 12**. Observe que o circuito integrado LM4652 é dotado de recursos para sua montagem em radiador de calor.

Em conjunto, esses dois circuitos integrados permitem a implementação de um amplificador classe D com 170 W de potência em carga de 4 ohms e distorção harmônica sob potência máxima (menor que 10%). Com 10 W de saída, a distorção é menor que 0,3% na faixa de frequências de 10 a 500 Hz.

A eficiência máxima é obtida com uma potência de 125 W e a faixa de frequências de comutação vai de 50 kHz a 200 kHz. Na **figura 13** temos o diagrama completo do amplificador monofônico.

A corrente quiescente é de 237 mA (tip) e a corrente no modo *standby* de 17 mA. A alimentação deve ser feita com fonte simétrica de 22 a 44 V. A dissipação conjunta dos dois circuitos integrados para uma potência de saída de 125 W, é de 22 W.

Neste caso, como nos demais amplificadores que exigem filtros, as especificações dos indutores de saída são críticas. Sugerimos aos integradores que consultem a literatura técnica da National antes de montarem os protótipos. Nessa literatura, os leitores também encontrarão uma sugestão de placa de circuito impresso para a montagem.

Uma aplicação importante indicada pela National para este amplificador é em "Sub Woofers para Home Theater" e amplificadores Booster para uso automotivo. Caixas amplificadas de alta potência constituem também outra gama de aplicações para este amplificador.

O circuito possui ainda recursos de partida suave e proteção contra subtensão e autodiagnóstico.

Conclusão

Nesta gama de aplicações, os amplificadores Classe D normalmente se baseiam em circuitos integrados que já incluem todas as funções necessárias à elaboração do projeto.

Desta forma, para a montagem de amplificadores deste tipo, a melhor solução parte sempre das sugestões dos próprios fabricantes dos *chips* básicos. Para as baixas potências, os chips são completos permitindo a conexão direta de fones ou alto-falantes.

Para altas potências, temos as etapas com MOSFETs de potência cuja escolha depende apenas da potência que se deseja e da tensão de alimentação e que, normalmente, são sugeridas pelos fabricantes dos chips.

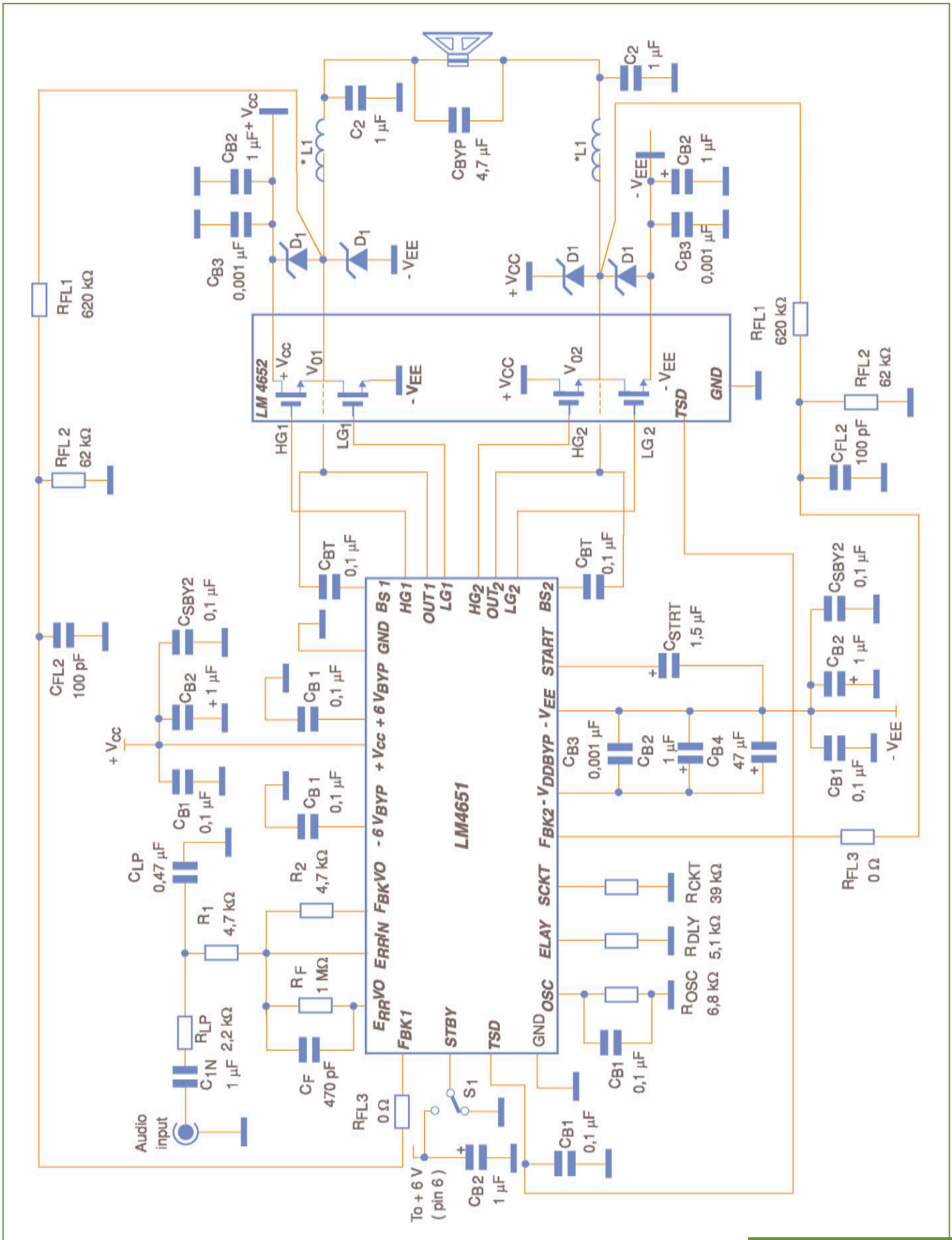
Lembramos que a operação comutada torna críticos os elementos de filtragem quando usados. Especial cuidado deve ser tomado com este tipo de componente, havendo fornecedores que já disponibilizam as unidades com as características exigidas pelos projetos.



Redes de
Comunicação
Automotiva

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

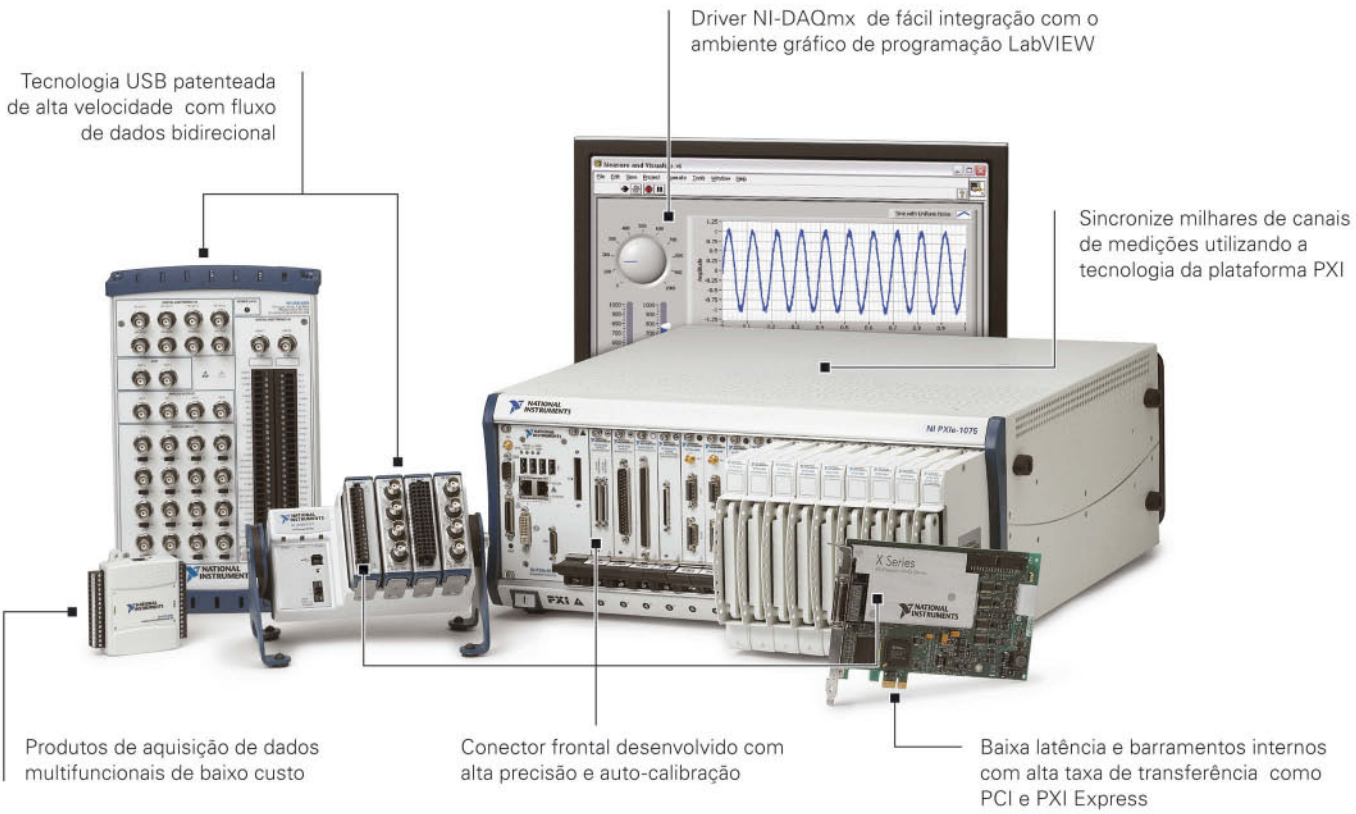
novasaber
www.novasaber.com.br



F13. Amplificador de 170W com os CIs LM4651 e LM4652.

Medições de alto desempenho

Tecnologias avançadas para aquisição de dados



BENEFÍCIOS DA PLATAFORMA NI DAQ

Alta precisão

Conectividade direta com sensores

Sincronização e Trigger flexível

Tecnologias patenteadas NI

Software Multi-tarefa

Perfeita Integração com o ambiente gráfico de programação LabVIEW

Os dispositivos de Aquisição de Dados (DAQ)da NI fornecem E/S com alta precisão em medições e software flexível para inúmeras aplicações. Projetada para fornecer uma combinação de funcionalidades de hardware e personalização em software, a plataforma NI DAQ, comparada aos dispositivos tradicionais, fornece alto desempenho, E/S baseadas em PC com tecnologias de hardware e software patenteadas. O driver NI-DAQmx ajuda você a expandir o escopo do seu sistema, com suporte para vários ambientes de programação incluindo o NI LabVIEW, NI LabWindows™/CVI, C/C++, Visual C#, e Visual Basic .NET.

>> Saiba mais sobre o PXI em **ni.com/daq** **(11) 3149-3149**

National Instruments Portugal, Unipessoal Lda • Sociedade por Quotas • Sede: Taguspark - Parque de Ciência e Tecnologia n Núcleo Central, 483, 2740-122 Oeiras Portugal • Conservatória do Registo Comercial de Cascais • N° de Matrícula (NIPC/NIF): 504597892 • Capital social: 5.000,00 Euros

© 2011 National Instruments. Todos os direitos reservados. National Instruments, NI, e ni.com são marcas registradas da National Instruments. LabVIEW, National Instruments, NI, ni.com, NI CompactDAQ, LabVIEW, and SignalExpress are trademarks of National Instruments. Os outros nomes de produtos e das empresas mencionadas são marcas registradas e nomes comerciais das respectivas empresas. 02686

NATIONAL INSTRUMENTS™

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

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



Características principais:

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

Aplicações típicas:

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

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

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

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

Infineon

(11) 3372-9240

vendas.brasil@infineon.com

www.infineon.com

Distribuidores:

ARROW BRASIL S/A.

(11) 3613-9300

vendas@arrowbrasil.com.br

www.arrowbrasil.com.br

AVNET do Brasil

(11) 5079-2150

vendas@avnet.com

www.em.avnet.com

Farnell Newark

(11) 4066-9400

rnetto@farnellnewark.com

www.farnellnewark.com.br