Construa um PLC com microcontrolador 8051

Ano 39 Nº 367 - Agosto/03
Brasil R$ 9,90
Europa € 4,30

www.sabereletronica.com.br

SABER ELETRÔNICA

TECNOLOGIA - INFORMÁTICA - AUTOMAÇÃO



Qualidade da Energia Elétrica

Técnicas de análise, problemas e soluções

Modulação Digital

Entenda os principais conceitos dessa tecnologia de RF

Microeletrônica

Projetos de CIs digitais e tecnologia CMOS

Interface de aquisição de dados com Visual C++

Novos

Microcontroladores HCS08

Para aplicações portáteis de alto desempenho e baixo consumo



ISSN 0101-6717

Editora Saber Itda.
Diretores
Hélio Fittipaldi
Thereza M. Ciampi Fittipaldi

Revista Saber Eletrônica
Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi

Diretor Técnico
Newton C. Braga

Redação
Sérgio Vieira

Conselho Editorial
Alexandre Capelli
João Antonio Zuffo
Newton C. Braga

PUBLICIDADE
Ricardo Nunes Souza
Carla de Castro Assis
Melissa Rigo Peixoto
PARA ANUNCIAR: (11)6195-5339
publicidade@editorasaber.com.br

Impressão
Globo Cochrane

Distribuição
Brasil: DINAP
Portugal: MIDESA

SABER ELETRÔNICA
(ISSN - 0101 - 6717), publicação mensal da Editora Saber Ltda.
Redação, administração, assinatura, edições anteriores, publicidade e correspondência:
R. Jacinto José de Araújo, 315
03087-020 - São Paulo - SP - Brasil
Tel. (11) 6195-5333

ASSINATURAS
www.sabereletronica.com.br
fone/fax: (11) 6195-5335
atendimento das 8:30 às 17:30h

Matriculada de acordo com a Lei de Imprensa sob nº 4764, livro A, no 5º Registro de Títulos e Documentos - SP.
Empresa proprietária dos direitos de reprodução:
EDITORA SABER LTDA.

Associada da:
ANER
Associação Nacional dos Editores de Revistas.

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

www.sabereletronica.com.br

EDITORIAL

As atividades no setor eletrônico mantiveram-se em ritmo de retração durante o mês de junho deste ano se comparado ao mesmo período de 2002. As informações foram divulgadas pela Abinee - Associação Brasileira da Indústria Eletroeletrônica - e vale para todas as suas subáreas: utilidades domésticas, informática, automação industrial, telecomunicações, material elétrico de instalação e geração, transmissão e distribuição de energia elétrica.

Mais uma vez, a exportação foi o caminho encontrado pelas empresas de eletrônica (com destaque àquelas com grandes volumes de produção). Relatório da entidade indica que a alternativa foi tomada principalmente pelas empresas da área de componentes elétro eletrônico, equipamentos industriais e telecomunicações. A expectativa do setor é de recuperação para o último trimestre do ano com a chegada de novos investimentos e redução da taxa de juros.

É muito oportuno o momento para enfatizar que a eletrônica precisa vencer desafios não só em áreas consolidadas, mas, principalmente, na busca por novos campos de aplicação. A indústria automobilística, sempre na vanguarda, é um dos setores que merece destaque nesses avanços da eletrônica. Nos últimos cinco anos, por exemplo, intensificou-se a implantação de eletrônica em veículos substituindo comandos que eram puramente elétricos. Os veículos saem de fábrica dotados de muitos chips e redes de comunicação digital, a novidade é que quase todas as montadoras já estão com centro de desenvolvimento implantados no Brasil.

Veja também na reportagem dessa edição como os medidores de energia estão incorporando novos aplicativos eletrônicos. A mudança já está a todo vapor na parte de média e alta tensão das concessionárias de energia elétrica de todo o país.

Essa edição da Saber Eletrônica traz ainda um artigo especial sobre qualidade de energia elétrica, assunto que tomou corpo ultimamente. Fenômenos como surtos, transientes e geração de harmônicas na transmissão de energia elétrica são analisados pelo engenheiro Alexandre Capelli.

e-mail: a.leitor.sabereletronica@editorasaber.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

ENERGIA

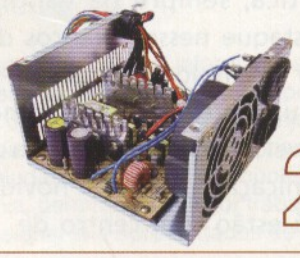
Qualidade da Energia Elétrica 4
Técnicas de análise, problemas e soluções.

TELECOMUNICAÇÃO

Modulação Digital 16
Entenda os principais conceitos dessa tecnologia de RF.

TECNOLOGIA

Projetando Osciladores 20



Fontes de Alimentação 26
parte final

Microeletrônica - parte 3 29
Projeto de CIs digitais e tecnologia CMOS.

MICROCONTROLADORES



Novos Microcontroladores HCS08 para Aplicações Portáteis 37

Construa um PLC com Microcontrolador 8051 42

SEÇÃO DO LEITOR 3

REPORTAGEM



Novos Medidores de Energia incorporam mais Eletrônica 44

Exposição Eletromagnética pode dar Câncer? 45

PROGRAMAÇÃO

C++

Interface de Aquisição de Dados com Visual C++ 47

COMPONENTES

Aplicações em Controle de Velocidade de Alta Potência 55

Si9988 Ponte H Bufferizada 58

LP3881 Regulador de Resposta Rápida 0,8 A 59

ST3232E Interface RS-232 60

NOTÍCIAS

Eletrônica 50
USA em notícias 52

Seção do Leitor

Comentários, críticas e sugestões para
a.leitor.sabereletronica@editorasaber.com.br
ou através de cartas:
Revista Saber Eletrônica
Rua Jacinto José de Araújo, 315
03087 - 020 - São Paulo - SP

Estive lendo sobre fabricação de máquinas CNC, e verifiquei que nos EUA é comum a venda de placas interpretadoras de códigos G de múltiplos eixos, ficando fácil a comunicação software-hardware. Gostaria de saber se no Brasil existe alguém que venda esse tipo de placa.

Vivaldo Leite Mello Júnior
Campinas - SP

No momento não temos conhecimento desse produto, porém, estamos verificando com nossos colaboradores dessa área.

Quero saber qual livro aborda o tema sobre encoders e resolvers, desde sua construção e seu funcionamento.

Wellington
São Paulo-SP

Podemos indicar-lhe o nosso livro: "Mecatrônica Industrial", do engenheiro Alexandre Capelli, no qual temos reunidos os principais assuntos relacionados a CLPs, CNCs, enconders, resolvers e outros mais.

Tenho uma máquina em que um dos eixos é freado através de um dispositivo eletromecânico (bobina + mecanismo). Toda vez que ela é desligada, entretanto, o eixo desloca-se vários décimos de milímetros graças a ação da gravidade, fazendo com que ela perca a precisão. Percebemos que isso ocorre devido ao atraso de desenergização do campo magnético do freio. Quando retiramos o diodo de proteção ligado em anti-paralelo a ele, o problema desapareceu, mas, agora a SSR que o aciona está desprotegida contra a f.c.e.m.

Como posso eliminar esse atraso e não desproteger a SSR?

Jorge Kimura – São Paulo (SP)

De fato é uma situação delicada pois todo dispositivo de proteção para força contra eletromotriz causa um pequeno atraso na extinção do campo magnético. Como a retirada do diodo resolveu o problema (pelo menos em parte) podemos tentar extrair a solução a partir desse ponto.

Ora, esse diodo é utilizado para proteger e garantir a integridade do semicondutor que aciona uma carga indutiva. Nossa sugestão é que a SSR (chave estática) utilizada no comando do freio seja substituída por um pequeno rele. Como ele é eletrodinâmico, dispensa o diodo de proteção em anti-paralelo do freio.

É bom lembrar que duas coisas podem ocorrer: sanar-se o problema, ou piorá-lo devido a diferença de velocidade entre o rele eletrodinâmico e a SSR. O jeito é tentar para saber!

Trabalho em uma empresa que instala, monta e configura computadores pessoais. Muitas vezes ligamos as máquinas em rede, e temos vários clientes de grande porte. Recentemente, tivemos um problema com ruído na rede elétrica, bem como constantes interrupções. Nossa proposta de solução foi a utilização de no-breaks. Ao que parece o problema diminuiu bastante, porém, um fato curioso acontece:

Toda vez que há queda de energia, e essa passa a ser fornecida pelo no-break, podemos ver alguma interferência nos monitores (faixas passando de cima para baixo).

Isso não é um problema grave, mas ao medir a tensão de saída dos no-breaks (e entrada dos PCs) encontrei 76 VCA!

Como o equipamento pode funcionar bem com uma tensão de entrada tão baixa?

Renato S. Góes
São Paulo – SP

De acordo com o seu relato, temos quase certeza que o no-break utilizado é do tipo off-line, também conhecido como "short-break". Esse tipo de equipamento, na presença de energia elétrica, liga a carga diretamente à rede elétrica. Razão pela qual, nessa hora, não há interferência nos monitores. No momento em que há queda de energia, o no-break entra em ação, porém, sua forma-de-onda de saída não é uma senóide pura.

Na verdade, a maioria dos no-breaks off-line fornecem uma saída bem diferente de uma senóide. Alguns chegam a uma forma quadrada. Como ela será retificada e filtrada, teoricamente, não deveria haver problemas. Mas como você mesmo verificou na prática, é comum observarmos pequenas anomalias na imagem.

O fato de você estar encontrando apenas 76 VCA na saída dos no-breaks é uma "ilusão". O que provavelmente ocorreu é que você utilizou um multímetro convencional, e não um TRUE RMS. Esses multímetros não conseguem medir formas-de-onda não senoidais, como é o caso. É comum eles apresentarem diferenças superiores a 46% do valor real. Experimente repetir a medida dessa vez com um multímetro TRUE RMS. Você verá que a tensão de saída estará bem próxima da esperada.

Infelizmente, para resolver os problemas da imagem, somente com no-breaks on-line, ou off-line senoidais.



QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

Técnicas de análise, problemas e soluções



Alexandre Capelli

A qualidade da energia elétrica vem se tornando cada vez mais importante para a performance de equipamentos modernos, não somente aqueles de bens de consumo e entretenimento mas, principalmente, aos voltados à automação industrial dos processos fabris. Este artigo procura explorar as técnicas de análise da rede elétrica, mostrando seus principais problemas e sugerindo soluções.

SEGURANÇA E CATEGORIA DE INSTRUMENTOS

Antes de iniciarmos qualquer análise na rede elétrica, devemos atentar cuidadosamente para o tipo de instrumento que será utilizado.

No momento, a preocupação é com a segurança, e não com o desempenho (que será estudado mais adiante).

Quando falamos em segurança, o modelo e tipo do instrumento não é tão relevante quanto sua categoria de operação. Segundo a norma IEC 61010, que estabelece internacionalmente os requerimentos de segurança para baixas tensões (1000 V ou menos), os instrumentos de medida são divididos em quatro categorias.

Conforme podemos notar pela **figura 1**, quanto mais próximo do "poste" da concessionária de energia elétrica estiver o ponto a ser medido, maior deverá ser a categoria do instrumento.

"Mas, quais as diferenças construtivas entre as diversas categorias"?

Tanto os acessórios (pontas-de-prova, dispositivos auxiliares, etc.) como os próprios instrumentos são construídos de diferentes formas para diferentes categorias. Quanto maior ela for, mais resistente será a caixa do instrumento, por exemplo. Há proteções extras contra formação de arcos voltaicos, bem como as trilhas da PCI são mais distantes umas das outras. Além disso, fusíveis ultra-rápidos equipam instrumentos CAT. III E IV.

Podemos notar que para essas categorias o contato entre a ponta-de-prova e a PCI do instrumento é bem protegido, e não permite o acesso (toque das mãos). Alguns modelos oferecem até uma trava mecânica contra erros de escala. Caso selecionemos a escala de tensão, não é possível introduzir a ponta-de-prova no ponto de corrente, por exemplo. A **figura 2** mostra exemplo de um alicate amperímetro CAT. III.

INICIANDO A ANÁLISE DA REDE ELÉTRICA

Agora que já levamos em consideração a segurança dos instrumentos, vamos iniciar a análise da rede elétrica.

Categoria	Descrição
CAT IV	Medições externas até 1000 V
CAT III	Medições internas até 1000 V
CAT II	Medidas Monofásicas até 600 V
CAT I	Aplicações Eletrônicas

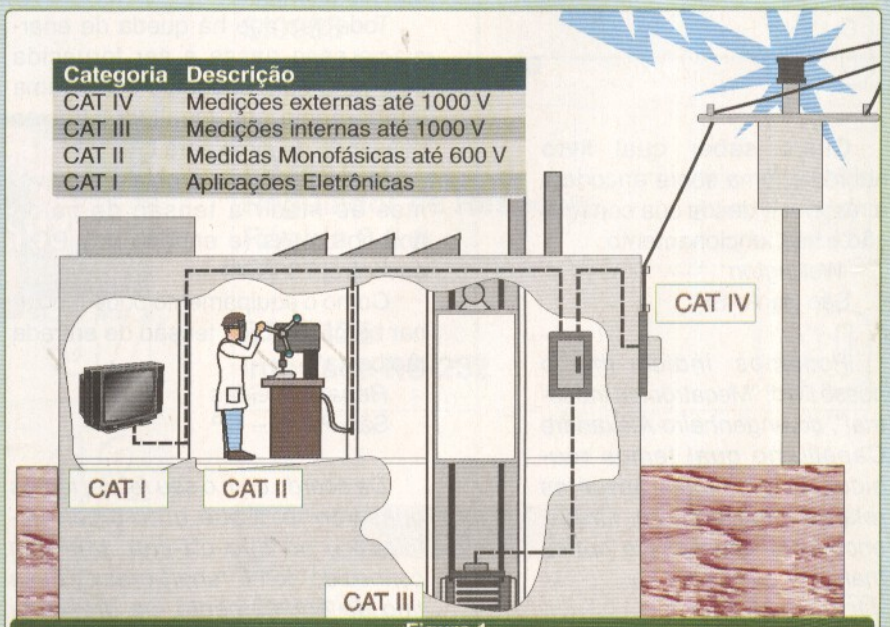


Figura 1



Figura 2

Antes de começar a medir qualquer coisa, ou tomar qualquer atitude diante de um problema de qualidade da energia, devemos executar três passos fundamentais:

1º - Obtenha, ou faça um esquema da instalação.

A primeira grande dificuldade é obter o "mapa" da instalação. Informações sobre a caixa de entrada, proteções, aterramento, distribuição dos cabos e cargas são fundamentais para o reconhecimento do problema.

Cuidado!

Caso alguém lhe entregue uma planta da instalação, certifique-se que ela está atualizada.

A **figura 3** ilustra um exemplo clássico de uma planta elétrica industrial. Notem que temos lâmpadas fluorescentes, motores, *speed drives* (acionamentos), sistemas de correção do fator de potência, etc. Ora, o que impede que seja acrescido a esse sistema mais um conjunto "speed drive" e motor (ou qualquer outra carga que se faça necessária) sem, contudo, atualizar-se a planta?

Assegure-se, portanto, que a versão do projeto seja "as built" (conforme construído).

2º - Caminhe pelo ambiente

Faça um "passeio" pelo ambiente onde há problemas. Uma inspeção visual pode ser muito útil. Nesse momento, pistas como:

- Transformadores com aparência de sobre-aquecimento.
- Fios e cabos descoloridos devido ao calor.
- Fios de sinais caminhando no mesmo duto que os da potência.
- Extensões inadequadas.
- Fios terra conectados no encanamento hidráulico que, geralmente, "pairam" no ar.

Podem auxiliar no diagnóstico.

3º - Entreviste pessoas

Aproveite o passeio para conversar com os usuários do sistema. Pergunte sobre a natureza e freqüência com que os problemas ocorrem.

Anote tudo para que nenhum detalhe seja perdido. Ele poderá ser importante em um futuro próximo.

Como tudo é relevante nos problemas da qualidade da energia, aproveite para verificar procedimentos durante as conversas com o usuário. Muitas vezes, ele não tem idéia do que esta fazendo de certo ou errado.

ANÁLISE, PROBLEMAS E SOLUÇÕES NA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

De posse dos dados acima, e ciente da segurança necessária à instrumentação pode-se dar início às análises e medidas da rede elétrica. É bom lembrar antes, porém, que a qualidade da energia elétrica está profundamente ligada à qualidade da instalação elétrica. É fato que vários problemas da rede são provenientes da concessionária de energia, mas grande parte deles acontecem graças a prática inadequada na própria planta do consumidor.

Para "atacar" os problemas, e sugerir soluções, vamos dividir nosso estudo em sete seções: circuitos dos receptáculos (ramais das "tomadas"); painéis de entrada e/ou serviços;

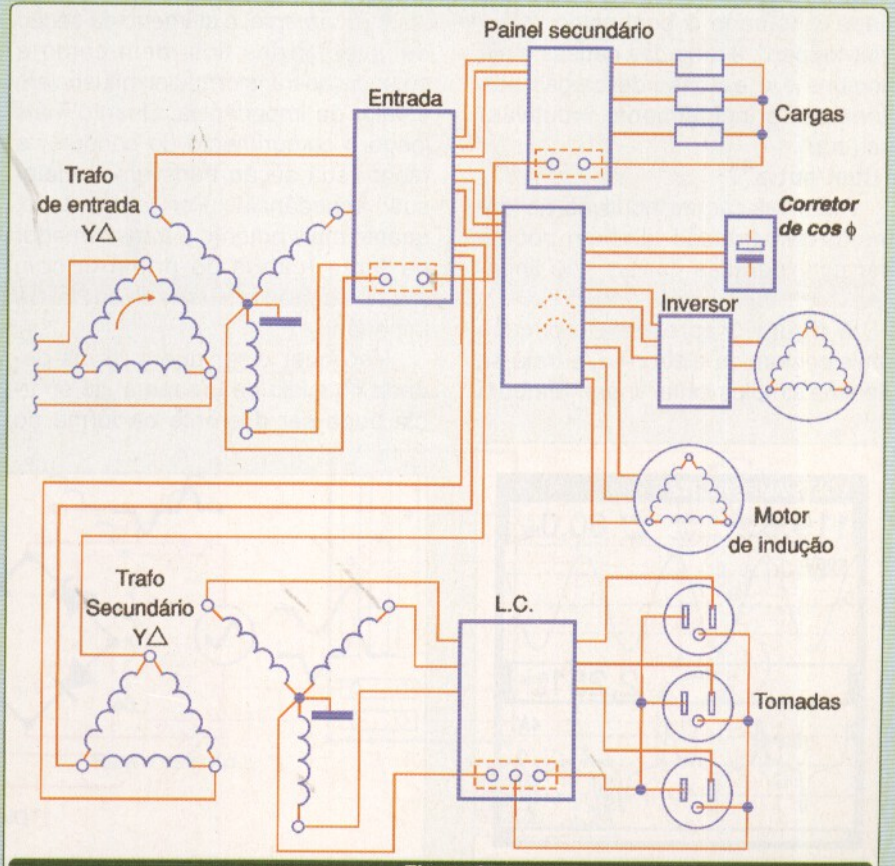


Figura 3

transformadores; ruídos elétricos na rede; proteção contra sobretensão, motores elétricos e fator de potência; e considerações sobre "*speed drives*" (acionamentos).

Acreditamos, desta forma, contemplar a maior parte dos sistemas elétricos que compõem um ambiente industrial.

A) SEÇÃO 1: RECEPTÁCULOS

O primeiro ponto da nossa análise será sobre os receptáculos (tomadas) da instalação. Esses pontos, geralmente, alimentam as cargas mais sensíveis, além de se localizarem no final dos ramais da planta.

- Forma-de-onda

Quando há uma reclamação de problemas com a energia elétrica, nossa primeira análise deve ser a forma-de-onda. Através dela, podemos ter uma boa idéia sobre o que está ocorrendo.

A **figura 4** exibe um exemplo clássico de deformação da senóide. Esse fenômeno é conhecido como "flat-topped", e uma das causas mais comuns é o excesso de cargas não lineares (principalmente indutivas) na rede.

"Qual outra"?

Além das cargas indutivas, as fontes-de-alimentação também podem ser consideradas cargas não lineares.

A **figura 5** apresenta o circuito mais comum da eletrônica, e trata-se de uma simples fonte "linear". Embora tenha essa designação, fisicamente ela não é tão linear assim. Na verdade, esse termo é utilizado para diferenciá-la da fonte chaveada.

O funcionamento desse dispositivo é bem conhecido, e baseia-se na simples retificação da tensão alternada da rede, seguida por uma filtragem.

O capacitor carrega-se com a tensão de pico, uma vez que é a única maior que a tensão dele próprio (eficaz de saída). Isso significa que, em intervalos de tempo regulares, temos uma maior demanda da fonte primária de energia (a tomada).

"Ora, mas não podemos considerá-la como um barramento infinito de energia"?

Para fins de análise da qualidade da energia, não.

Dois fatores devem ser considerados: não existe uma fonte com disponibilidade infinita de energia, e toda fonte tem uma impedância.

"Qual a influência da impedância da fonte na energia elétrica"?

Basicamente, o diâmetro da seção transversal dos fios, bem como a potência do transformador influenciam o valor da impedância. Quanto mais longo o comprimento do condutor e menor sua seção transversal, maior sua impedância. Por outro lado, quanto mais potente o transformador da fonte (cabos do primário com maior seção transversal) menor a impedância.

Isso quer dizer que a forma-de-onda no início de um ramal de energia pode ser diferente da forma no final dele, tendo em vista as perdas no meio do caminho devidas à impedância.

Eis aqui a confirmação de que, às vezes, a qualidade da instalação está intimamente ligada à qualidade da energia elétrica, pois a "bitola" dos cabos (fios) de um ramal (quando mal dimensionada) pode ser a causa de deformações da senóide.

Resumindo, se você se deparar com um problema de "flat-topped", antes de culpar a concessionária, verifique a seção transversal dos fios e cabos do ramal. Se preciso for, aumente-as apenas para teste. Caso não haja uma melhora mensurável, suspeite do fator de potência.

- Valor de pico

O valor de pico da tensão da rede, embora não pareça, é tão importante quanto o eficaz.

Não podemos esquecer que os capacitores das fontes, sejam elas "lineares" ou chaveadas, carregam-se pelo valor de pico. Uma vez que este esteja baixo, a capacidade de reduzir o *ripple* estará comprometida.

O valor de pico para uma senóide monofásica é igual a $\sqrt{2}$ vezes seu valor eficaz (RMS). Considerando uma rede de 115 V, por exemplo, temos: $V_p = 115 \cdot 1{,}414 = 162{,}6$ V.

- Valor eficaz ou RMS

A tensão nominal da rede elétrica é medida no valor RMS (*root-mean-square*), também conhecido como eficaz, e que corresponde ao total de tensão aplicada a uma carga que se converte em potência efetiva. A

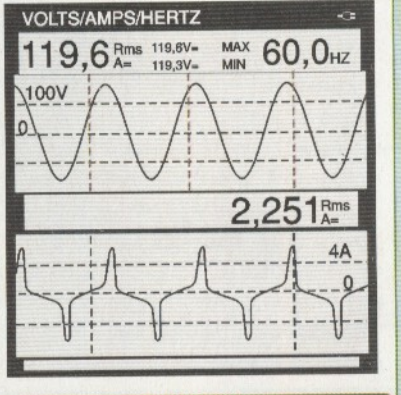


Figura 4

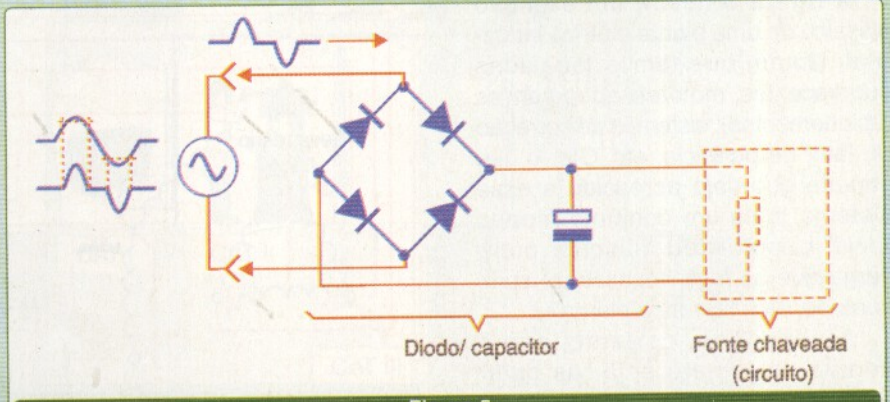


Figura 5

grosso modo, pode-se dizer que, se essa carga fosse um resistor, o quanto de calor ele geraria face a potência dissipada pelo produto dessa tensão pela corrente.

Podemos ter vários problemas relacionados a um baixo valor RMS, conforme veremos mais adiante. O fato é que, normalmente, esse parâmetro é conseqüência da instalação, seja pela seção transversal dos cabos e/ou potência dos transformadores de entrada de energia.

De um modo ou de outro, a norma NEC (210 – 19a, FPN Nº 4) recomenda que a queda de tensão entre a entrada e o ponto mais distante da instalação seja, no máximo, de 5%.

- Tensão entre terra e neutro

Peço licença aos leitores assíduos desta Revista, porém, sinto-me obrigado a definir novamente a diferença entre neutro e terra.

Embora de mesma origem, pelo condutor neutro temos corrente circulando, teoricamente (ou melhor, idealmente) é a mesma da fase. Pelo terra, em situações normais, não circula (vide **figura 6**).

Para saber melhor os tipos de sistemas de aterramento é interessante a consulta da norma NBR 5410, relativa a sistemas de instalações elétricas em baixa tensão.

O importante agora, entretanto, é saber que quanto menor for a diferença de potencial entre terra e neutro, melhor.

"Por quê"?

Quanto maior for a tensão entre terra e neutro, tanto maior estará sobrecarregado o sistema. A queda de tensão presente entre eles é resultado da subtração do seu valor da fonte principal. Caso tenhamos uma rede de 115 V (tensão nominal) alimentando uma carga e, ao medirmos a tensão entre terra e neutro encontremos, por exemplo, 15 V, isso significa que na carga, temos apenas 100 V.

Via de regra, quanto maior for a carga, maior tende a ser a tensão V_{GN} (terra/neutro).

"Há outras razões que não cargas grandes para gerar uma alta V_{GN}"?

Sim.

Cargas indutivas, mesmo que não tão grandes, favorecem o aparecimento de tensões residuais entre terra e neutro.

Outro fator comum é o que chamamos de "neutro dividido".

A **figura 7** mostra um exemplo dessa instalação. Notem que o neutro é dividido em duas barras.

Ora, em um sistema trifásico, a única corrente de neutro deve ser aquela gerada pelo desbalanceamento de cargas. Uma vez que temos dois pontos de neutro, potencializamos o efeito desta assimetria, gerando ainda mais tensão V_{GN}. A **figura 8**, por outro lado, ilustra como o neutro deve ser disponibilizado em uma instalação.

Algumas regras práticas devem ser seguidas a respeito da tensão entre terra e neutro.

1ª - Normalmente, a V_{GN} é inferior a 2 V. No pior caso podemos aceitar até 5 V, mas nunca mais do que isso.

2ª - Cargas indutivas provocam uma certa V_{GN}. Mesmo sem sobrecarga, e até o limite de 5 V, isso é normal.

3ª - Caso você verifique zero volt entre terra e neutro, desconfie de algum "jumper" ilegal, próximo ao ponto de medição, entre terra e neutro.

4ª - Se tudo estiver dentro das normas, e sua V_{GN} é de fato zero volt, sua instalação está em "muito boa forma".

Vimos até agora muitos conceitos, problemas, e soluções, o que, facilmente, pode confundir o leitor.

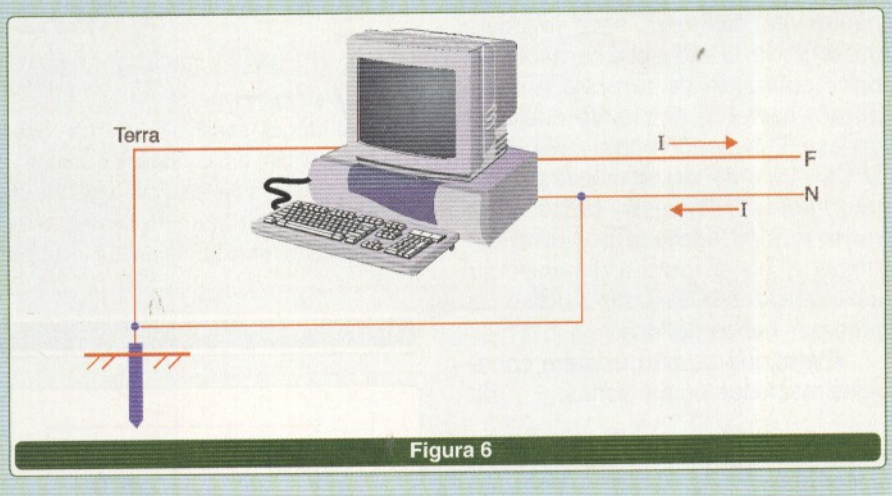


Figura 6

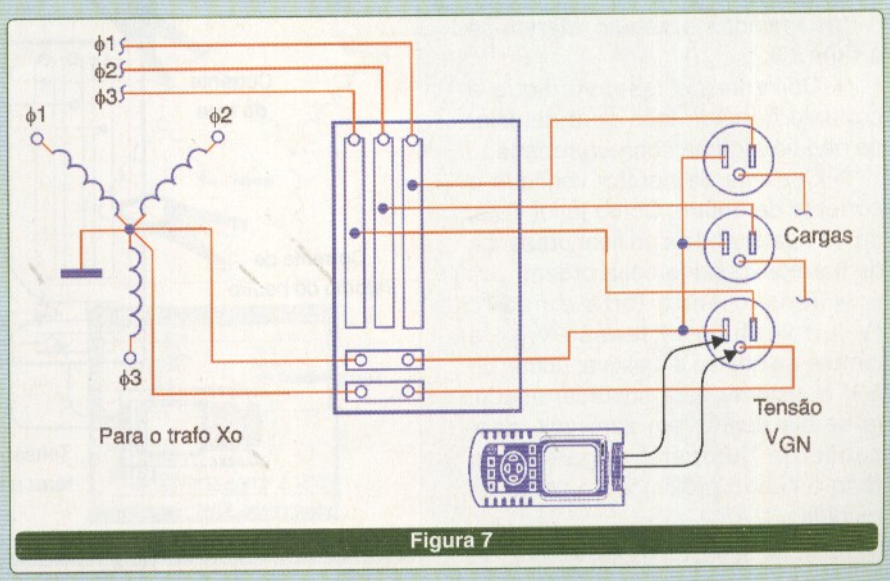


Figura 7

Para organizar tudo, e manter o foco em soluções, a **tabela 1**, a seguir, faz um resumo entre "recomendação" e "razão", dessa nossa primeira parte da análise.

B) SEÇÃO 2: PAINEL DE ENTRADA E DISTRIBUIÇÃO

Uma boa técnica para análise do painel de entrada ou distribuição de energia é dividi-la em duas etapas: inspeção visual, e medidas.

- Inspeção visual:

• Procure por sinais de sobre-aquecimento, tais como fios descoloridos. Os medidores de infravermelho são ótimas opções para análise de temperatura.

• Desde 1996, uma preocupação com a seção transversal do cabo neutro vem ganhando cada vez mais importância. O fato é que harmônicas, principalmente de terceira ordem, geram corrente acima da corrente de fase. Esse fenômeno é mais significativo quando temos muitas cargas não lineares. Por essa razão, uma regra prática adotada por diversos "experts" no assunto é dimensionar a seção transversal com o dobro da área dos cabos de fase.

• Verifique se não existem conexões mal feitas ou até soltas.

- Medidas:

As medidas a seguir referem-se à **figura 9**.

• Corrente de fase: verifique a corrente de cada fase para detectar se não há alguma sobrecarregada.

• Corrente de neutro: verifique a corrente de neutro. Como já foi visto, um alto valor pode significar presença de harmônica de terceira ordem.

• Tensão entre terra e neutro (V_{GN}): verifique a tensão V_{GN}, e lembre-se que se ela estiver acima de 5 V o sistema está sobrecarregado, já se ela estiver em zero volt, desconfie de "jumpers" ilegais entre terra e neutro próximos ao ponto de medida.

• Tensão entre fase e neutro:

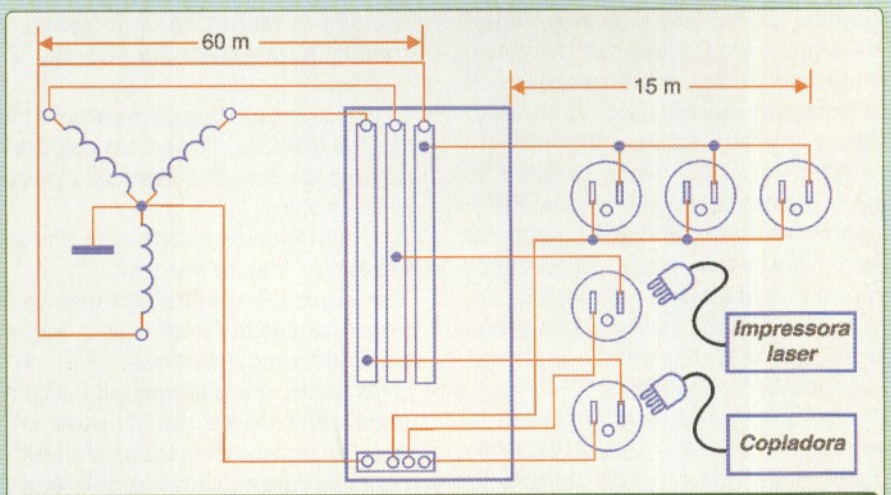


Figura 8

RECOMENDAÇÃO	RAZÃO
Verifique falha de conexões.	É o mais fácil de se fazer em um primeiro momento.
Elimine a divisão de neutro.	Minimizar a interação entre cargas e a impedância da fonte.
Limite o número de tomadas por ramal em três.	Reduzir a interferência entre cargas.
Limite a distância entre a tomada e a entrada ao máximo.	Reduzir a impedância da fonte.
Separe cargas sensíveis (vítimas) das de potência (vilãs) em conduites distintos.	Evitar acoplamentos parasitas entre cargas.
Indique, através de "rótulos", todo disjuntor (ou outro interruptor de proteção e/ou manutenção) de cada ramal da instalação.	Embora isso não afete a qualidade da energia, facilita muito o trabalho dos profissionais que procuram por anomalias na instalação.

Tabela 1

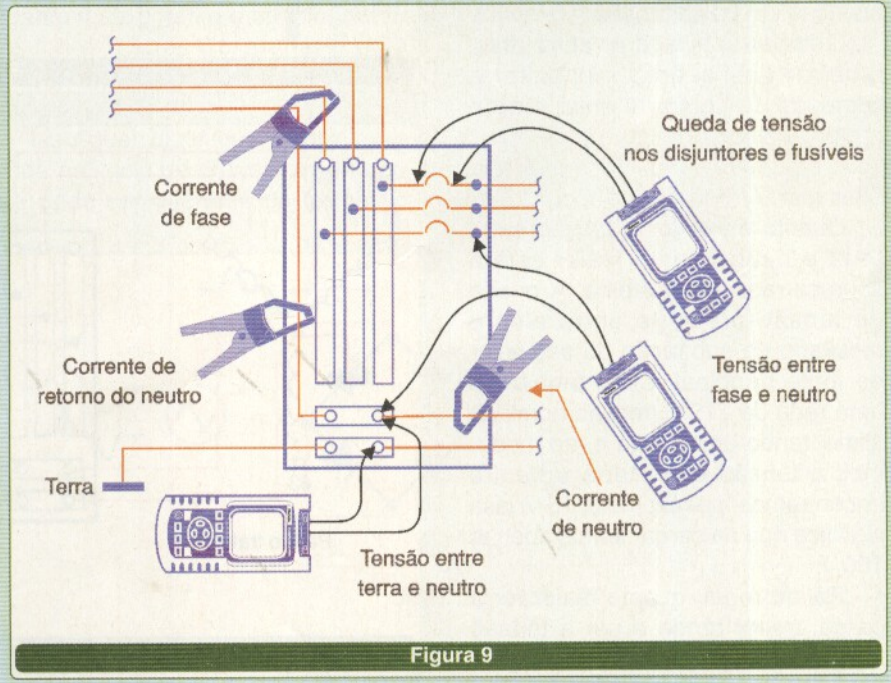


Figura 9

verifique a tensão entre fase e neutro, ela pode ser utilizada como base para quantificar a queda de tensão entre a entrada e as tomadas.

• Corrente do neutro dos ramais: verifique a corrente do neutro dos ramais. Talvez, você possa chegar a conclusão que a instalação está utilizando "neutros divididos".

• Tensão após os disjuntores: verifique a tensão após os disjuntores e/ou qualquer outro dispositivo de interrupção. Dessa forma, é possível analisar se existe mal contato. Como regra geral, a queda de tensão nos contatos desses dispositivos deve estar entre 20 a 100 mV. (**tabela 2**)

C) SEÇÃO 3: TRANSFORMADORES

Há três motivos principais para analisarmos o transformador nos sistemas de energia elétrica.

- Transformadores estão sujeitos a sobre-aquecimento devido as correntes harmônicas.

- Transformadores são cargas não lineares e, como tais, devem ser verificadas periodicamente quanto aos seus limites de operação.

- Transformadores são pontos críticos para o sistema de aterramento.

Um dos parâmetros mais importantes a ser considerado na análise é o THD, ou Distorção Harmônica Total. A normal IEEE 519 estabelece que o limite de THD para tensão é 5%, e para corrente 20%.

"Mas o que é THD"?

A THD tem uma longa história na indústria. Basicamente, podemos dizer que a distorção harmônica é um fenômeno que causa desvios na lei de Ohm (U= I. R), e é função da freqüência e impedância da instalação.

Cargas indutivas (motores, transformadores, etc.) e circuitos chaveadores (inversores de freqüência, fontes chaveadas, reatores de lâmpadas fluorescentes, etc.) são grandes geradores de THD.

As análises das harmônicas são realizadas no que chamamos de espectro de freqüências. Desse modo, a harmônica assume uma ordem proporcional a sua freqüência fundamental da rede elétrica (no nosso caso 60 Hz). Portanto, uma harmônica de 3ª ordem, por exemplo, significa que tem uma freqüência de 180 Hz (3 x 60 Hz).

Para cada ordem, temos uma amplitude de tensão e corrente. Quanto maior for a ordem, menor tende ser a amplitude.

No ambiente industrial, cargas monofásicas geram mais harmônicas de terceira ordem, e cargas trifásicas de quinta e sétima ordens, salvo algumas exceções.

Além da ordem, a harmônica tem um sentido também chamado de seqüência.

Este pode ser positivo (da fonte para a carga); negativo (da carga para a fonte); ou nulo (em ambos os sentidos).

As duas **tabelas (3 e 4)** a seguir, mostram um resumo da seqüência das principais harmônicas, bem como os possíveis problemas que elas pode gerar.

"Como posso medir as harmônicas"?

Há vários instrumentos no mercado para essa função. Eles podem ser dedicados (analisador de harmônicas), ou não (*scopmeter*, por exemplo).

A **figura 10** mostra um exemplo de conexão de um *scopmeter*, utilizado para análise de um transformador, e sua respectiva tela. Notem que, na função "corrente", podemos verificar uma THD de 41,5%.

RECOMENDAÇÃO	RAZÃO
Limite a distância dos cabos do painel à carga em 65 m.	Reduzir a impedância da fonte, sub-tensões.
Instale um fio terra (não utilize o eletroduto metálico).	Manter a impedância do terra baixo.
Distribua as tomadas de forma homogênea pelas fases.	Evitar sobrecarga de uma fase em particular.
Dimensione o cabo neutro com o dobro da seção transversal dos cabos da fase.	Prevenir sobre-aquecimento do fio neutro, e reduzir a tensão V_{GN}.
Instale um filtro de terceira harmônica (180 Hz).	Reduzir a corrente de neutro.

Tabela 2

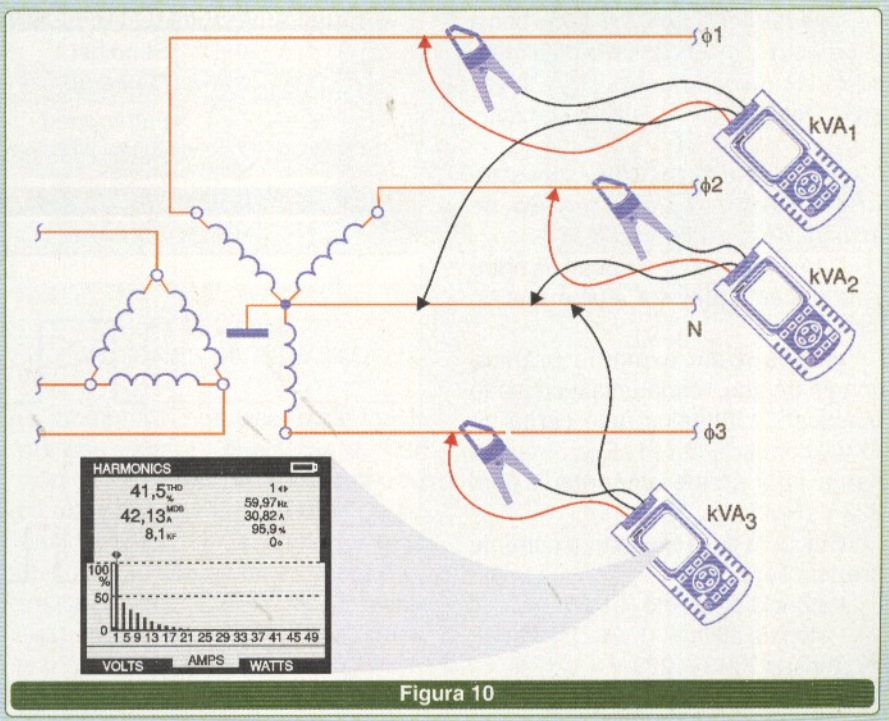


Figura 10

Parâmetro	F	2ª	3ª	4ª	5ª	6ª	7ª	8ª	9ª
Freqüência (Hz)	60	120	180	240	300	360	420	480	540
Seqüência	+	-	0	+	-	0	+	-	0

Tabela 3

SEQÜÊNCIA	ROTAÇÃO	EFEITOS PROVÁVEIS
+	A frente	Aquecimento de cabos, disjuntores, etc.
-	Reversa	Aquecimento e problemas com motores.
0	Nula	Aquecimento, e excesso de corrente de neutro para sistemas trifásicos a quatro fios.

Tabela 4

"Uma vez que detectei um problema de THD, como posso corrigi-lo"?

Temos várias possibilidades e, às vezes, o melhor remédio é usá-las simultaneamente. Algumas delas são:

- Existem filtros de linha para aplicações industriais já prontos, e que contemplam a maior parte do espectro de freqüência. Utilizá-los nos pontos (ramais) problemáticos é uma boa solução.

- Dimensionar os transformadores de modo a funcionarem com, no máximo, 50% da sua capacidade não reduz a THD, porém, torna seus efeitos desprezíveis. Dependendo das potências, essa também é uma boa opção.

- Uma boa instalação (bom aterramento, neutro não dividido, cargas bem balanceadas pelas respectivas fases, boas conexões, fontes de baixa impedância, e cabos/fios bem dimensionados) reduz muito a THD. Talvez essa seja a opção mais econômica.

"O que posso fazer se não possuo instrumentos com a função de análise de harmônicas"?

Não é difícil estimar desvios entre uma corrente prevista e uma real na instalação.

Vamos a um exemplo prático. Imaginem que, "dada uma instalação qualquer", tenhamos uma carga de 1KVA com cos Ø = 1. Essa mesma carga está sendo alimentada com 220 V (RMS).

Ora, para essa situação, a corrente prevista será:

Potência aparente = 1kVA

Potência ativa = 1kVA . 1 = 1kW

Tensão RMS = 220 V

U = IR e P = UI

1000 W = 220 V . I. Portanto:

I = 4,55 A.

Essa é a corrente ideal que deveria circular por esse ramal.

Suponha que, ao medi-la no neutro, porém, seja encontrado 6 A.

É hora de você desconfiar de uma alta THD.

Isso significa que, de posse de um multímetro ou alicate amperímetro, podemos detectar a presença de correntes harmônicas. É fato que não podemos, por outro lado, dizer qual sua ordem, mas, com os conceitos acima fica fácil estimá-la.

Cuidado! Os instrumentos utilizados para isso, sejam eles multímetros ou alicates amperímetros, devem ser do tipo TRUE RMS.

A **figura 11** traz um breve comparativo, que explica melhor o porque disso.

D) SEÇÃO 4: TRANSIENTES E RUÍDOS

Fisicamente, podemos resumir o conceito de ruído elétrico como sendo o resultado de sinais elétricos acoplados em lugares onde não são desejados. O ruído ocorre tanto nos circuitos de potência como de controle, porém nestes últimos sua presença costuma ser mais prejudicial.

Circuitos de processamento de informações, devido a alta velocidade, operam em baixas tensões. Isso faz com que eles sejam ainda mais sensíveis às interferências (**figura 12**).

Há duas características fundamentais do ruído elétrico:

1ª - O ruído elétrico não necessita de um condutor para interferir em um circuito. Ele pode acoplar-se sem contato elétrico, através de acoplamentos capacitivos ou indutivos.

2ª - Normalmente, o espectro de freqüências do ruído é grande, mas

Formas-de-onda	Descrição	Leitura do Multímetro	
		Convencional	True-rms
∿	Senoidal	Correta	Correta
⊓⊓	Quadrada	10% acima	Correta
∿	Flat-topped	40% abaixo	Correta
∿	Retificação 3Ø	5 a 30% abaixo	Correta

Figura 11

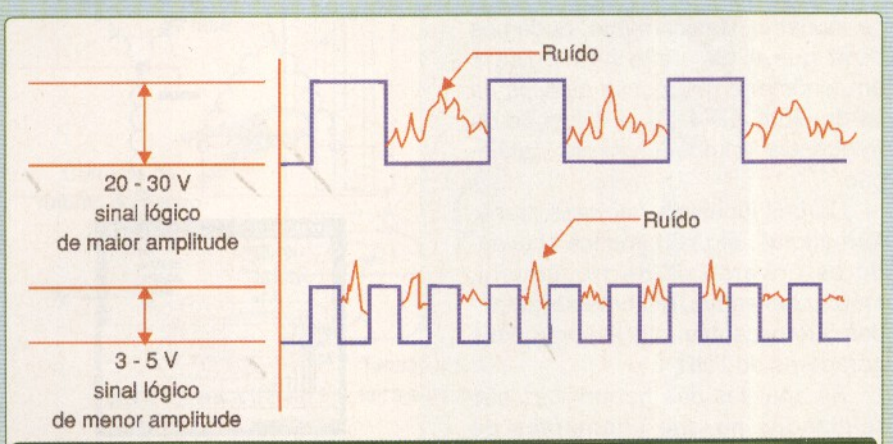


Figura 12

elas ocorrem de modo mais "agressivo" nas altas freqüências, sejam produto do próprio chaveamento ou das harmônicas geradas.

Quanto ao acoplamento, podemos encontrar dois modos: o capacitivo, e o indutivo.

O acoplamento capacitivo está muito ligado ao ruído eletrostático, cuja base é a tensão. Todo circuito possui uma capacitância parasita, e inseparável. Portanto, como não é possível extraí-la, utiliza-se técnicas para reduzir seus efeitos. Quanto maior a freqüência de sinal, menor a impedância capacitiva $XC = \frac{1}{2\pi fC}$ conseqüentemente, mais significativo torna-se o ruído.

O acoplamento indutivo tem sua base ligada a corrente elétrica. Todo condutor pelo qual circula uma corrente gera um campo magnético ao seu redor. Quanto maior for a corrente, maior será o campo.

O acoplamento indutivo aumenta segundo os seguintes fatores: corrente alta, mudanças (chaveamento) abruptas de valor, e proximidade entre condutores.

A **figura 13** exemplifica como uma fonte de ruído com acoplamento indutivo pode afetar uma instalação.

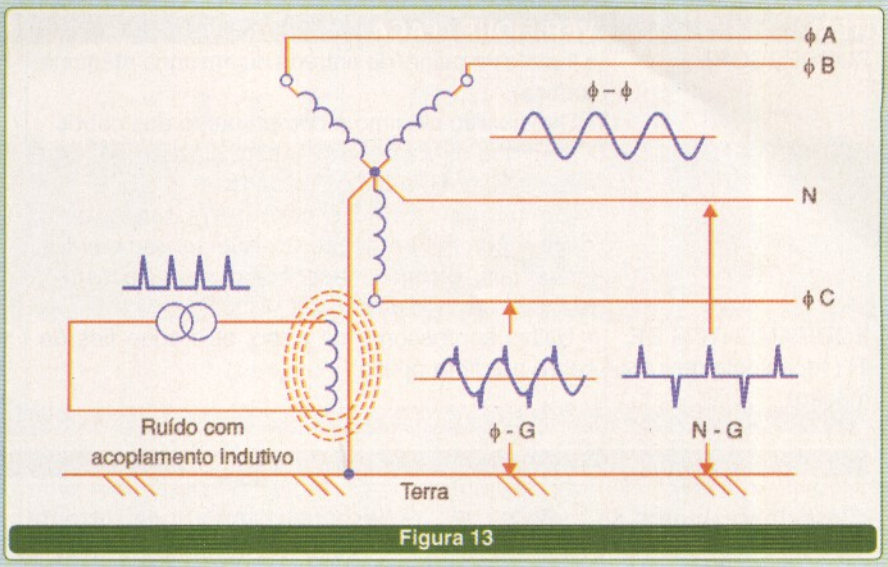


Figura 13

E) SEÇÃO 5: SUPRESSORES DE DESCARGAS ELÉTRICAS

Podemos encontrar vários tipos de protetores no mercado, com diferentes "filosofias" de funcionamento. Duas técnicas muito conhecidas são os centelhadores a gás, e os varistores.

Sem dúvida, instalar esses dispositivos nos painéis de entrada da instalação ou até mesmo dentro da própria máquina, aumenta significativamente as chances dos equipamentos sobreviverem a um raio ou outra descarga de alta amplitude qualquer. A **figura 14** ilustra uma das formas de como fazê-lo.

A **tabela 5**, abaixo, mostra alguns pontos críticos que devem ser observados quanto ao sistema de proteção contra descargas elétricas em uma instalação.

Alguns sensores aproveitam o acoplamento indutivo como princípio de funcionamento. Os TCs (transformadores de corrente) são clássicos exemplos.

Eles são muito utilizados em instrumentação.

As fotos mostram dois alicates amperímetros que funcionam segundo esse princípio. O "gap", ou anel que envolve o condutor, é o núcleo de um Tc. Uma vez que a corrente circule por ele, teremos uma corrente induzida dentro do instrumento. Ela, então, é convertida em tensão. A partir daí as etapas seguintes são semelhantes às de um multímetro.





F) SEÇÃO 6: MOTORES DE INDUÇÃO

Como já vimos, as cargas indutivas são grandes geradoras de harmônicas e, além disso, contribuem para a diminuição do fator de potência (cos Ø) da instalação. Por essa razão, devemos verificar sempre os limites de operação, a fim de evitar desperdício de energia elétrica, e aumentar a vida útil dos dispositivos a ela conectados.

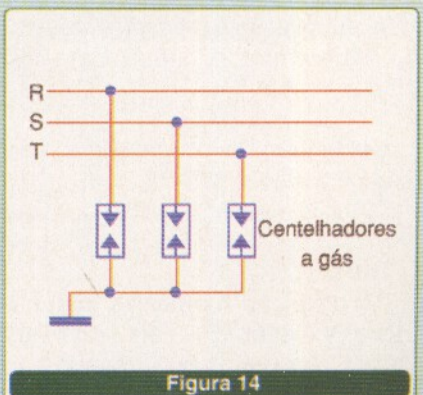


Figura 14

ITEM	VERIFIQUE / FAÇA	MOTIVO
SUPRESSORES	• Instale no painel de entrada ou em cada máquina (crítica). • Diminua ao máximo o comprimento dos cabos.	• Descargas necessitam de vários níveis e técnicas de proteção simultâneas.
ATERRAMENTO	• Verifique se as conexões com a haste de terra não estão quebradas ou oxidadas • Certifique-se que o cabo terra tenha pelo menos 16mm^2 de seção transversal (ambientes industriais), e com o menor comprimento possível. Ele também não deve fazer voltas.	• Os dispositivos de proteção somente atuarão de acordo com o esperado, se o sistema de aterramento for eficaz.
EQUIPAMENTOS DE TI (Tecnologia de Informação)	• Utilize supressores de ruído, ou troque fios de cobre por fibra óptica.	• Esses equipamentos são os mais afetados por descargas, principalmente as que se acoplam aos fios/cabos de comunicação.

Tabela 5

- Desbalanceamento de carga

A tensão desbalanceada entre fases não deve ultrapassar um índice superior a 2%.

"Por quê"?

Porque o desbalanceamento gera sobre-aquecimento dos motores, uma vez que esses consomem mais corrente que a necessária. Esse aquecimento reduz a vida útil do motor, e desperdiça energia.

"Mas, como calculo o desbalanceamento"?

Vamos a um exemplo prático.

$$\%\ V\ \text{desbalanceamento} = \frac{\text{Máx. variação}}{\text{Média das 3 fases}} \times 100\%$$

1º Passo: Medir a três tensões entre fases:

R – S = 475 V; R – T = 471V; S – T = 470 V.

2º Passo: Calcular a média

(475 + 471 + 470) ÷ 3 = 472 V.

3º Passo: Achar a máxima variação, em relação à média (referência).

No exemplo: 475 (máxima) – 472 (média) = 3 V

4º Passo: Dividir a máxima variação pela média.

3V/472 = 0,006% < 1%.

- THD

A distorção harmônica total não deve exceder 5% em nenhuma fase. Caso isso ocorra, teremos um desbalanceamento.

- Desbalanceamento de corrente

Verifique a corrente em cada fase, e assegure-se que o desbalanceamento não ultrapasse 10%. Se necessário, redistribua as cargas pelos ramais.

Cuidado!

Uma situação comum nas indústrias é o desbalanceamento gerado por falta de fase em motores trifásicos. Como o motor trifásico é um componente que tende a manter sua potência constante, na ausência de uma fase (causada por um fusível queimado ou mau contato – **figura 15**), uma parcela maior de corrente será extraída das outras duas. Isso ocorre pois ele tenta manter o torque constante, causando desbalanceamento entre fases.

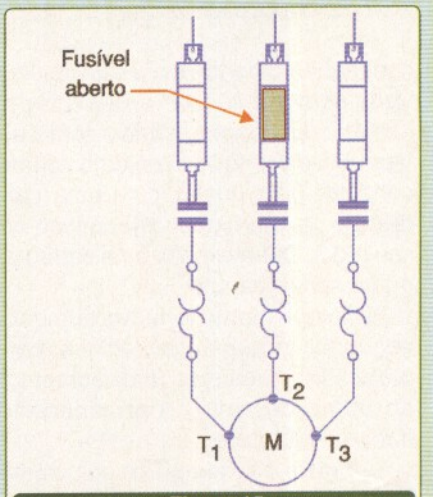


Figura 15

- Carga

Quanto menor a carga, menor o fator de potência do motor. Geralmente, os motores são dimensionados para operarem entre 60% a 80% da sua capacidade máxima. Procure mantê-los nela na sua instalação, pois motores girando em vazio ou com baixa solicitação de torque (inferior a 60% da sua capacidade), reduzem o cos Ø.

- Corrente de partida

A corrente de partida de motores pode atingir até 600% da corrente nominal (**figura 16**).

Esse fenômeno gera várias conseqüências indesejáveis, tais como: queda abrupta de tensão (também conhecida como SAG), desatracamento de relés e contatores devido à subtensão, aquecimento, aumento na "conta" de energia elétrica, entre outros. Para motores de grande porte, e com grande inércia de partida, a utilização de *soft-starts* é uma boa opção na redução de custos, e aumento da confiabilidade.

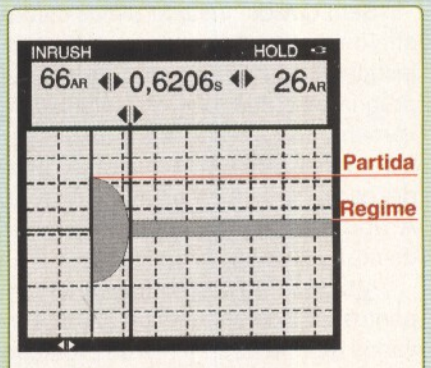


Figura 16

- Fatores de potência

Atualmente o cos Ø mínimo aceitável é igual a 0,92. Procure mantê-lo acima desse valor.

Para grandes instalações um banco fixo de capacitores não é a melhor situação, pois a variação de carga é muito grande. Com certeza, a utilização de equipamentos de correção automática é uma ótima opção.

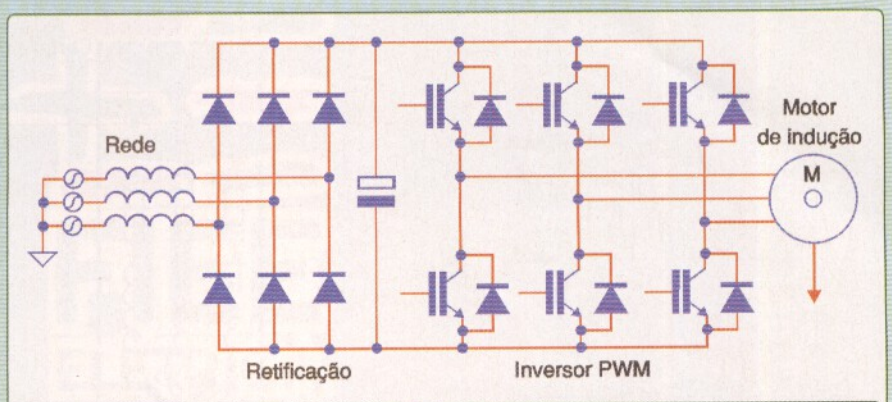


Figura 17

G) SEÇÃO 7: QUALIDADE DA ENERGIA NOS "SPEED DRIVES"

A **figura 17** ilustra a estrutura da etapa de potência de um inversor de freqüência ("speed drive", ou acionamento CA). Nesse tipo de acionamento há breves intervalos de tempo (ordem de µs) em que duas fases estão ligadas ao mesmo tempo ("on").

Isso ocorre graças a capacitância parasita do *gate* de cada IGBT que, mesmo cessado o comando, permanece ligado por alguns microssegundos. O resultado desse fenômeno é uma forma-de-onda com "spikes" periódicos, conforme a **figura 18**.

Além desse problema, os inversores também geram harmônicas, principalmente de quinta e sétima ordens.

"E isso é tudo" ?

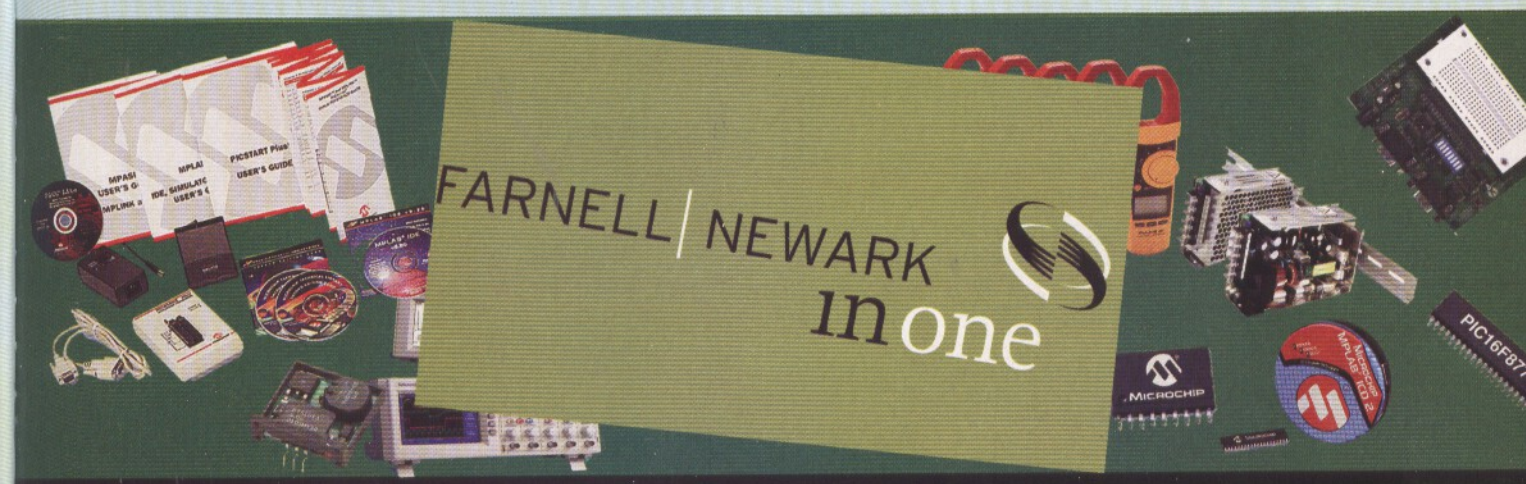
Não, pois como a carga do *speed drive* é um motor, sempre que esse girar abaixo de 60% da sua potência máxima, teremos ainda uma redução do cos Ø´.

"Soluções?!"

As melhores soluções são: transformadores isoladores, filtros de harmônicas, e corretores automáticos do fator de potência.

- Transformadores isoladores

Podem ser transformadores do tipo delta/estrela, com relação 1 para



Está difícil de achar? Ligue para a Farnell Newark InOne . Nós encontramos para você.

MAIS DE 400 FABRICANTES TOP DE LINHA

SERVIÇO PERSONALIZADO

MAIS DE 35.000 PRODUTOS NOVOS



Através de nossa central de vendas você tem acesso as melhores marcas de Semicondutores, Discretos e equipamentos de teste e medição para a montagem de todos os seus projetos. Sejam eles os mais simples ou os mais elaborados, a Farnell Newark InOne, conta com uma estrutura de suporte técnico que permite a você obter todas as informações necessárias a respeito das melhores opções para suas necessidades.

Ligue agora mesmo e conheça de perto a Farnell Newark InOne. Teremos prazer em atendê-lo.

Contatos:
Fone: 11 4066-9400
Fax: 11 4066-9410
E-mail: vendas@farnell-newarkinone.com

FARNELL | NEWARK in one

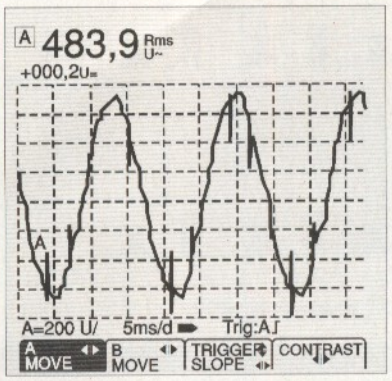


Figura 18

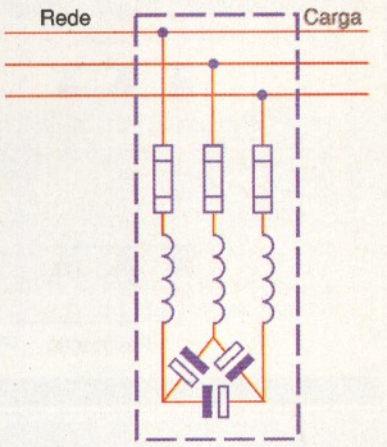


Figura 19

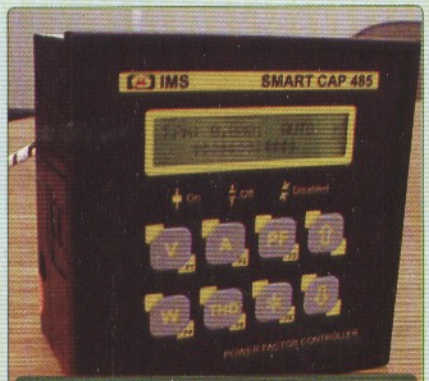


Figura 20 - Corretor automático de cos Ø da IMS

1, e ligados entre a fonte de energia (rede) e o inversor. Essa técnica reduz muito as harmônicas.

- Filtros

Além dos transformadores isoladores, podemos encontrar filtros prontos para serem utilizados. Eles já contemplam a maior parte do espectro de freqüências, e vêm protegidos por fusíveis (**figura 19**).

- Corretores automáticos de cos Ø

Como já foi visto, um banco fixo de capacitores não é capaz de prover uma correção eficaz do fator de potência, devido às constantes mudanças na demanda. Uma boa solução para assegurar um bom valor de cos Ø é a utilização de corretores automáticos. A **figura 20** exibe um dispositivo destes, e trata-se de um corretor da IMS. Sua estrutura básica de funcionamento pode ser vista na **figura 21**, onde podemos notar que bancos são acrescidos ou retirados da rede segundo a necessidade (valor de cos Ø).

Podemos encontrar facilmente no mercado corretores com capacidade de "chavear" até doze bancos.

CONCLUSÃO

A análise e correção da qualidade da energia elétrica é um campo muito extenso. Se representa um problema por um lado, também é um desafio (e quem sabe uma oportunidade de trabalho) por outro.

Esperamos que as técnicas de instrumentação e solução de problemas propostas nesta matéria sirvam como "norte" para quem for "vítima" da instalação elétrica. Seguem alguns *sites* interessantes sobre o assunto:

www.anaeel.gov.br (legislação)
www.ims.ind.br (correção do cos Ø)
www.esb.com.br (instrumentação)
www.fluke.com (instrumentação e AN_S)

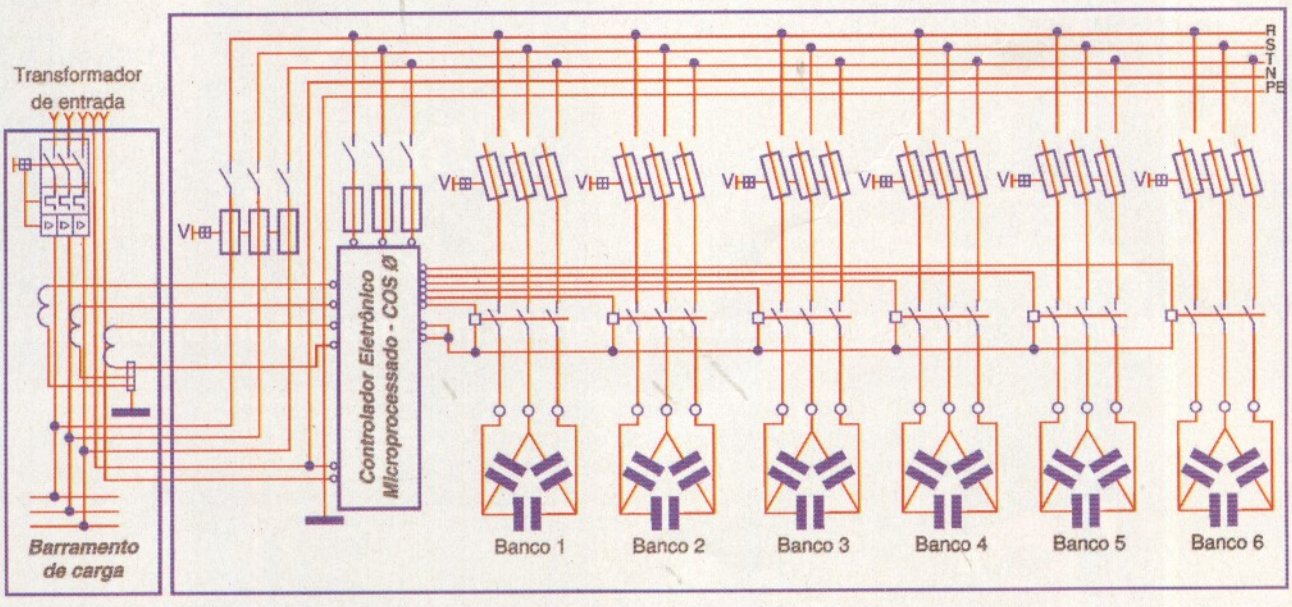
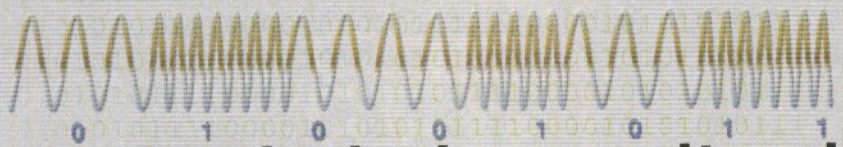


Figura 21 - Diagrama estrutural básico de um corretor automático de cos Ø

MODULAÇÃO DIGITAL



Entenda os principais conceitos dessa tecnologia de RF.

Vivemos na era digital, onde enormes fluxos de informações percorrem o espaço, redes de fibras ópticas e cabos na forma de seqüências de "zeros" e "uns". Mesmo as informações enviadas tradicionalmente na forma analógica tais como os sons e imagens, já estão se tornando digitais. As vantagens de se trabalhar com sinais digitais na transmissão de informações são patentes. Velocidade, confiabilidade, segurança e uma ocupação mais racional do espectro são alguns pontos a destacar na tecnologia digital. Como modular um sinal digitalmente é algo que todo profissional precisa saber. Neste artigo, mostramos como operam as diversas técnicas de transmissão de sinais usando a modulação digital.

Newton C. Braga

TÉCNICAS DE MODULAÇÃO DIGITAL

Sinais digitais são formados por seqüências de "zeros" e "uns" que correspondem aos "bytes" de informações que devem ser transmitidas.

No caso mais simples, essas seqüências são transmitidas serialmente, modulando um sinal de modo a ocupar uma faixa de espectro a mais estreita possível, conforme mostra a **figura 1**.

Voltando no tempo, podemos lembrar que a forma mais simples de se transmitir tais dados é a que interrompe o sinal e o restabelece em intervalos regulares, exatamente como temos na telegrafia por onda contínua.

Assim sendo, para fazermos um sinal de alta freqüência transportar uma seqüência de bits da forma mais eficiente possível, o que fazemos é associar o bit 1 ou 0 a uma ou mais características do sinal, a qual possa ser alterada no transmissor e reconhecida no receptor.

Um processo simples consiste em empregar dois tons diferentes.

Um corresponderia ao bit 0 e outro ao bit 1.

Essa forma de modulação foi usada por um bom tempo para se gravar dados ou programas em fitas magnéticas de áudio, nos computadores populares das primeiras gerações como o MSX.

REPRESENTAÇÃO GRÁFICA I/Q

Quando tratamos da modulação analógica, as principais características do sinal de alta freqüência que podemos alterar são sua amplitude, freqüência e fase.

Com a modulação digital, duas delas prevalecem, se bem que tenhamos a vantagem de poder trabalhar com as duas ao mesmo tempo.

Estas características são a amplitude (I) e a fase (Q).

Para analisar os diversos tipos de modulação digital precisamos representar, ao mesmo tempo, essas duas características de um sinal modulado.

Uma forma simples de fazer isso é por meio de um gráfico polar do tipo ilustrado na **figura 2**.

Nesse gráfico, o comprimento da seta (módulo do vetor) representa sua

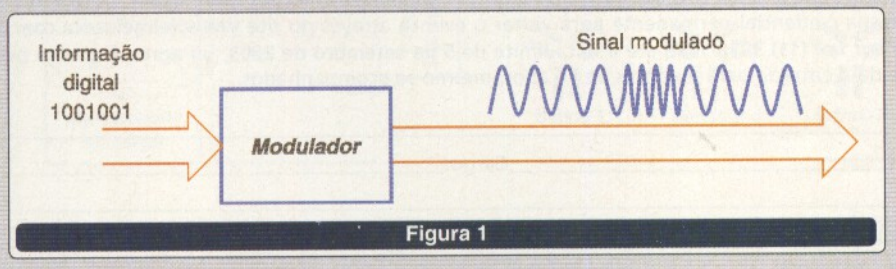


Figura 1

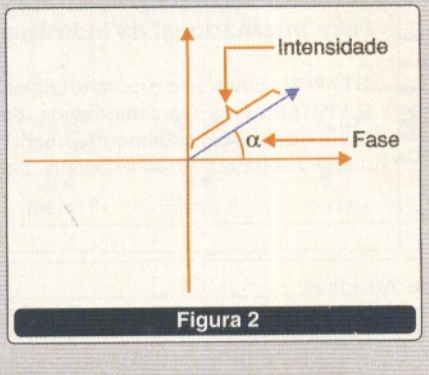


Figura 2

intensidade ou amplitude do sinal, enquanto que o ângulo representa a fase.

No entanto, ao tratarmos de modulação digital uma forma mais apropriada é a representação retangular, desenhada na **figura 3**.

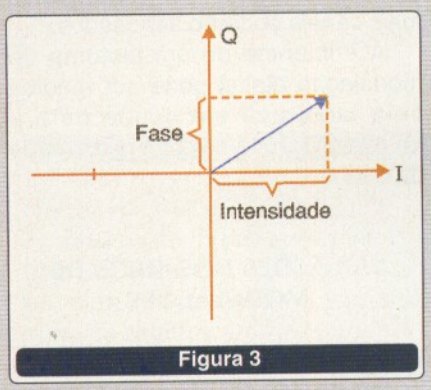


Figura 3

Veja que o eixo vertical representa a fase (Q) enquanto que o eixo horizontal representa a intensidade (I).

Nos moduladores usados, os sinais I e Q são misturados com o mesmo oscilador local e depois um circuito que desloca a fase de 90 graus é colocado num dos percursos do sinal do oscilador local.

Os sinais são então separados de 90 graus, sendo por isso denominados "ortogonais" ou em quadratura de modo que um não interfere no outro.

Dessa forma, os sinais I e Q podem ser transmitidos de forma simples através de circuitos de pouca complexidade.

AS MODULAÇÕES DIGITAIS

Existem diversas técnicas para se modular digitalmente um sinal:

- QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*)
- FSK (*Frequency Shift Keying*)
- MSK (*Minimum Shift Keying*)
- QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

Além disso, existe a possibilidade de utilizar um único canal de informação para se transmitir diversas informações ao mesmo tempo.

Denominamos este recurso "multiplexação" e dois são os principais sistemas usados atualmente:

- TDMA (*Timer Division Multiple Access*)
- CDMA (*Code Division Multiple Access*).

BPSK E QPSK

Uma das formas mais simples de modulação digital é a conhecida como *Bi-Phase Shift Keying* ou BPSK.

Nela, a fase de uma portadora de amplitude constante se desloca entre 0 e 180 graus num diagrama I/Q (intensidade/fase).

O estado I pode estar em dois locais diferentes, representando os bits 1 e 0, o que significa que só podemos enviar um bit de cada vez, veja a **figura 4**.

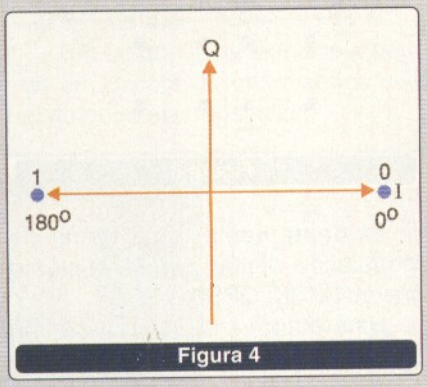


Figura 4

Uma variação deste tipo de modulação em fase é a conhecida como *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK).

O serviço celular CDMA, redes sem fio, no projeto Iridium (sistema de satélite para voz e vídeo), e transmissão de vídeo digital via satélite DVB-S utilizam este tipo de modulação.

Quadratura significa que os deslocamentos do sinal entre os estados de fase são separados de 90 graus, observe na **figura 5**.

Temos então quatro valores de fase possíveis: 45, 135, -45 e –135 graus possibilitando a transmissão de dois bits cada um, ou 00, 01,10 e 11.

Como para cada símbolo transmitido (um ciclo de sinal) enviamos dois bits, a eficiência deste processo é o dobro do anterior BPSK.

FSK

Na modulação em freqüência temos também uma alteração da fase.

Um deslocamento de freqüência de 1 Hz também modifica a fase que avança constantemente a uma velocidade de 2π rd/s em relação à fase do sinal não deslocado.

Telefones sem fio, *pagers* e diversos outros equipamentos utilizam este tipo de modulação.

No FSK a freqüência de uma portadora muda constantemente, alterada pelo sinal modulador.

A **figura 6** mostra o que ocorre.

MSK

MSK é o acrônimo de *Minimum Shift Keying*.

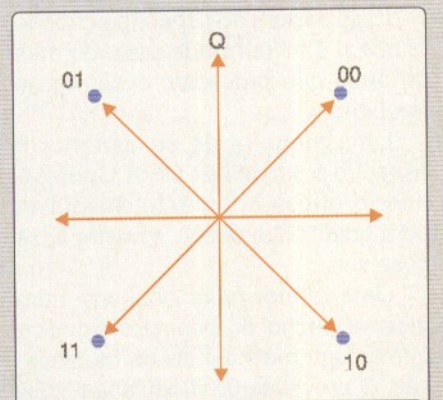


Figura 5

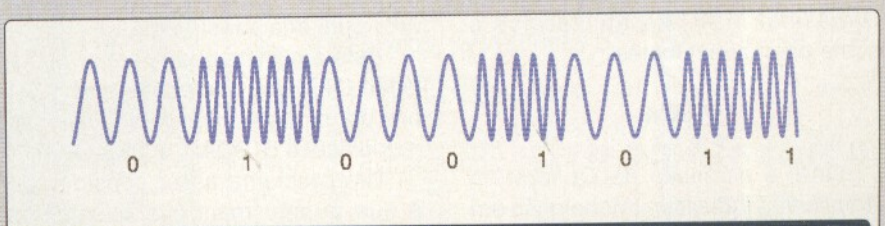


Figura 6

Quando mudamos a freqüência num sinal FSK, também alteramos a fase dos sinais.

Podemos usar esses desvios para detectar os símbolos que estão sendo transmitidos.

Um demodulador I/Q pode ser empregado para essa finalidade.

Na transmissão dos símbolos ímpares temos uma mudança da polaridade do canal I, enquanto que na transmissão dos símbolos pares, a polaridade do sinal Q é que se altera. A **figura 7** ilustra o que ocorre..

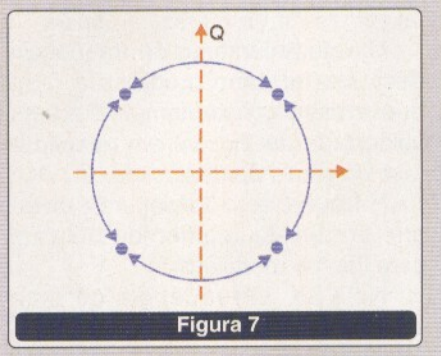


Figura 7

Uma vantagem deste processo é a facilidade com que os sinais podem ser detectados.

Comunicações móveis como a telefonia global GSM fazem uso dele. Observe que a modulação MSK ocupa um espectro mais estreito do que a FSK.

Essa largura do espectro ocupado também é influenciada pelas formas de onda que provocam o desvio de freqüência.

Uma maneira de se estreitar o espectro é através de filtros Gaussianos, o que é altamente desejável para que o sinal ocupe a menor faixa possível.

Uma menor faixa ocupada num mesmo trecho do espectro significa que cabem mais canais de transmissão. O processo de modulação MSK que emprega um filtro Gaussiano também é chamado de GMSK ou *Gaussinal MSK*, se utilizarmos o nome original em inglês.

QAM

QAM é acrônimo de *Quadrature Amplitude Modulation* (Modulação em Amplitude em Quadratura).

Rádio digital por microondas, vídeo digital por cabo (DVB-C) e *modems* utilizam este tipo de modulação com suas variações.

A modulação QAM de 16 estados ou 16QAM, é onde existem quatro valores de intensidade (I) e quatro valores de fase (Q) possíveis para um símbolo transmitido.

Cada símbolo transmitido pode significar 16 valores diferentes ou 4 bits como: 1010 1101.

Temos então dois bits para I e dois bits para Q.

Na **figura 8** temos uma representação vetorial desta modalidade de transmissão.

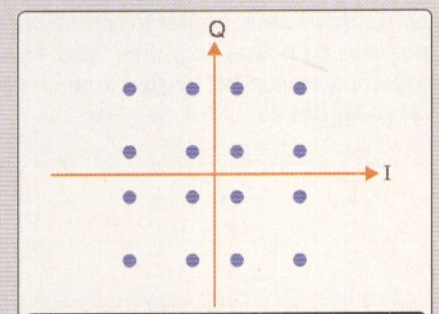


Figura 8

Evidentemente, esta forma de modulação digital é mais eficiente que as BPSK, QPSK e SPSK.

Uma outra variação desta forma de modulação digital é a conhecida como 32QAM.

Para a 32QAM temos 6 valores de I e seis valores de Q, que resultam em 6 x 6 = 36 combinações possíveis.

Como o valor mais próximo de 36 (que é potência de 2) é 32, os quatros símbolos que ficam nos cantos da representação gráfica I/Q mostrada na **figura 9** são omitidos.

Podemos então transmitir 5 bits por símbolo, ou de 00000 a 11111 usando a 32QAM.

Uma variação mais rápida é a 256QAM, que utiliza 16 valores de I e 16 valores de Q para transmitir um *byte* ou 8 bits por símbolo.

Este é o limite atual para a modulação QAM, é 512 e até mesmo 1024 bits por símbolo criando-se assim as modulações 512QAM e 1024QAM.

Um problema a ser considerado é que quanto mais bits desejamos enviar num único símbolo, espectralmente as intensidades e fases se tornam cada vez mais próximas, dificultando a detecção e tornando o sinal mais sensível a ruídos.

Um fator importante nas telecomunicações modernas é a ocupação da faixa por um canal de informações.

Quanto mais estreita for a faixa, mais canais poderão ser usados.

A eficiência de um sistema de modulação digital pode ser medida pela faixa que ele ocupa para a transmissão de uma certa quantidade de dados.

VARIAÇÕES DOS TIPOS DE MODULAÇÕES

Os tipos de modulação que vimos podem apresentar variações.

Analisemos algumas delas:

Offset QPSK :

O sistema celular CDMA (*Code Division Multiple Access*) usa este tipo de modulação na comunicação da estação móvel para a base.

Enquanto no sistema QPSK os sinais I e Q são comutados ao mesmo tempo, no sistema *Offset QPSK* (OQPSK) os sinais I e Q têm um alinhamento deslocado de um bit, um em relação ao outro.

Podemos representar isso conforme ilustra a **figura 10**.

Modulação diferencial:

Outras variações da modulação QPSK são a modulação diferencial QPSK ou DQPSK, e também a dife-

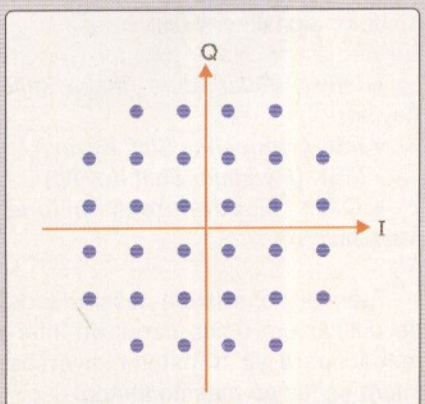


Figura 9

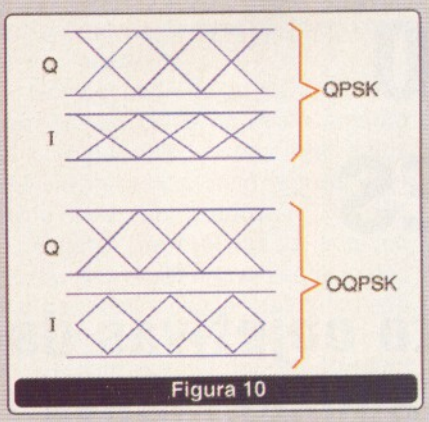
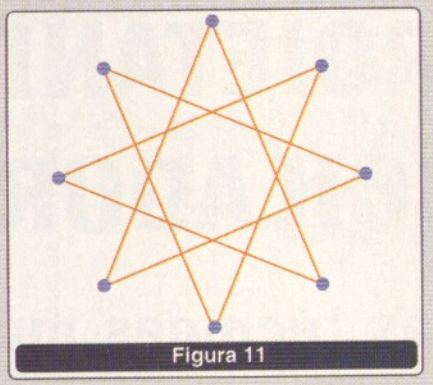


Figura 10


Figura 11

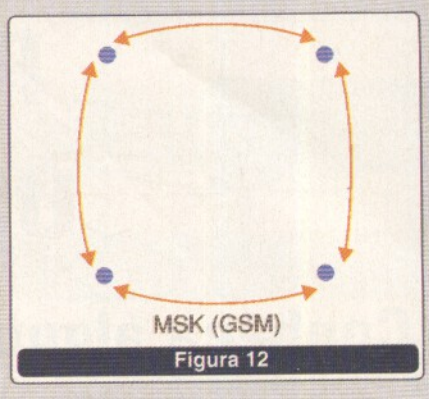


Figura 12

rencial 16 QAM (D16QAM).

Diferencial indica que a informação não é transportada pelo estado absoluto, mas sim pela transição entre os estados.

Isso ocorre no $\pi/4$ DQPSK onde a trajetória do sinal não passa pela origem; veja a **figura 11**.

Modulação de Amplitude Constante:

Nesta variação GSM temos a utilização de um formato denominado 0.3 GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*), no qual a amplitude da portadora é constante, apesar de haver uma variação do sinal modulante.A **figura 12** apresenta o que ocorre.

CONCLUSÃO

A informação digital é mais sensível do que a analógica.

Um bit que falha significa a perda de um pacote de informações completo que seja transmitido.

Por outro lado, a ocupação do espectro é cada vez maior e cada vez mais necessitamos de comunicações rápidas.

As tecnologias que vimos mostram que é possível ocupar cada vez menos espectro, ter maior confiabilidade e velocidade na transmissão de informações no formato digital.

São essas tecnologias que permitem que equipamentos como os telefones celulares, possam operar de maneira confiável com um mínimo de potência.





PROJETANDO OSCILADORES

Conheça algumas técnicas muito objetivas da Texas Instruments sobre o desenvolvimento desses circuitos.

Os amplificadores operacionais consistem em uma solução excelente para o projeto de osciladores senoidais destinados a diversos usos. O ganho elevado, a alta impedância de entrada e outras características possibilitam a obtenção de sinais senoidais com baixíssimo grau de distorção e em freqüências que atendem à maioria das aplicações comuns. Neste artigo, com tradução e adaptação de literatura da Texas Instruments, fornecemos algumas informações importantes para o projeto de tais osciladores.

Newton C. Braga

Um oscilador nada mais é do que um amplificador com um circuito de realimentação positiva. Na **figura 1** temos a representação básica de um oscilador em que uma rede de *feedback* passiva é usada.

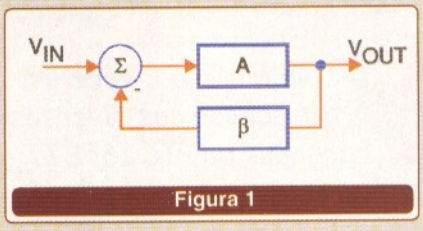


Figura 1

A equação que define a operação deste oscilador é dada na própria figura. As oscilações do circuito ocorrem devido a um estado instável que existe no circuito porque a função de transferência $(1 + A\beta) = 0$ nunca pode ser satisfeita, uma vez que A/0 é um estado indefinido.

Assim, o ponto chave para se projetar um oscilador é assegurar que $\beta = -1$, o que é denominado tecnicamente de Critério de Barkhausen, ou ainda usando um valor complexo equivalente: $A\beta = 1 \angle -180$ graus.

O –180 graus consiste numa rotação de fase necessária aos circuitos de realimentação negativa, enquanto que empregamos 0 graus para uma realimentação positiva. A tensão em um sistema de realimentação negativa tende a uma tensão infinita quando $A\beta = -1$.

Quando a tensão de saída se aproximada da tensão de alimentação, os elementos ativos nos amplificadores mudam de ganho, fazendo com que o valor de A varie e assim também muda o valor da expressão que passa a ser $A\beta$ diferente de –1. Com isso, a elevação da tensão tendendo a infinito diminui e até é paralisada, acontecendo uma de três coisas expostas a seguir.

Em primeiro lugar, a não linearidade na saturação ou *cutoff* pode fazer com que o sistema sature e corte. Então, ele se torna estável e trava.

Em segundo lugar, a carga inicial pode fazer com que o sistema inclusive sature e fique estável nesta situação por um bom tempo antes de travar com a tensão oposta da linha de alimentação.

A alternativa dois produz sinais com grande distorção, normalmente sinais quase retangulares. Essa condição é utilizada nos osciladores de relaxação.

No terceiro caso, o sistema permanece linear e tende ao valor oposto da linha de alimentação. Este caso possibilita a geração de sinais senoidais.

Os circuitos que vão ser analisados a seguir foram desenvolvidos com base nos amplificadores operacionais da Texas Instruments TLV247X. Os resistores foram de 5% e os capacitores com 20% de tolerância. Evidentemente, as tolerâncias são responsáveis pelas diferenças entre os valores ideais e os valores medidos em cada circuito.

DESLOCAMENTO DE FASE EM OSCILADORES

O deslocamento de fase de 180 graus necessária à realimentação pode ser introduzido por componentes ativos ou passivos em um oscilador. Nos osciladores bem projetados, dá-se preferência aos componentes passivos, uma vez que eles estão livres de desvios de características.

Os componentes ativos têm suas características alteradas pela temperatura, as quais podem ser compensadas justamente pelos componentes passivos. Os amplificadores são selecionados de modo que eles não contribuam com pouco ou nenhum

deslocamento de fase na freqüência de oscilação.

Um circuito RL ou RC contribui com até 90 graus de deslocamento de fase por pólo, e como 180 graus são necessários, pelo menos dois pólos devem ser usados.

Todavia, na prática, os circuitos RL não são muito convenientes neste tipo de projeto, pois os indutores são caros, grandes e não ideais.

Osciladores LC são muito mais apropriados para projetos de alta freqüência, bem acima da faixa alcançada pelos amplificadores operacionais comuns.

O uso mais comum é de redes RC em lugar de indutores.

A rotação de fase determina a freqüência de oscilação, considerando-se que o circuito irá oscilar justamente na freqüência que corresponde ao deslocamento de fase.

A taxa de mudança de fase com a freqüência dϕ/dt determina a estabilidade de freqüência. Quando seções RC *bufferizadas* são cascateadas, o deslocamento de fase é multiplicado pelo número de seções, conforme ilustra a **figura 2**.

É importante lembrar que um *buffer* com amplificador operacional apresenta alta impedância de entrada e baixa impedância de saída.

Apresar de duas seções RC cascateadas apresentarem um deslocamento de fase de 180 graus, o dϕ/dt na freqüência do oscilador é baixo, o que significa que um oscilador elaborado dessa forma tem pequena estabilidade de freqüência.

Três filtros RC ligados em cascata têm um dϕ/dt maior e o oscilador resultante tem uma estabilidade de freqüência melhor. Quatro seções é o maior número usado, uma vez que os amplificadores operacionais têm a configuração máxima de quatro unidades por invólucro.

Como cada seção é usada para proporcionar uma defasagem de 45 graus em uma configuração de quatro operacionais, têm-se a vantagem adicional de poder conseguir sinais em quadratura, ou seja, seno e cosseno.

Os ressonadores cerâmicos ou cristais viabilizam a obtenção dos mais estáveis dos osciladores, levando-se em conta que eles possuem um dϕ/dt extremente alto resultante de suas características não lineares.

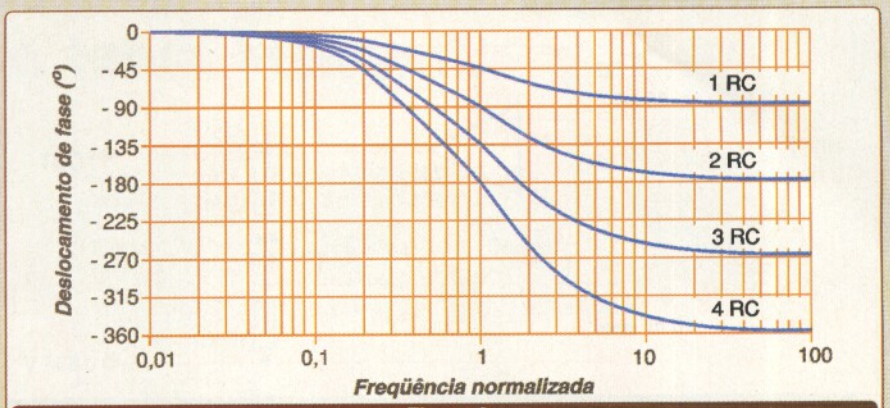


Figura 2

Contudo, a implementação com ressonadores cerâmicos está restrita a aplicações de altas freqüências dado seu tamanho, peso e custo.

No caso do cristal, a aplicação está limitada pelo fato dos amplificadores operacionais possuírem uma faixa passante baixa.

GANHO NOS OSCILADORES

O ganho de um oscilador deve ser igual ou maior que 1 com o sinal defasado de 180 graus, na freqüência de oscilação. Desse modo, o circuito se torna estável quando o ganho passa de 1. Quando isso acontece, a não linearidade do dispositivo ativo reduz o ganho para 1.

A não linearidade ocorre quando o amplificador tem seu sinal se aproximando das tensões de alimentação, porque o corte na saturação reduz o ganho do dispositivo ativo (transistor).

O paradoxo é que no projeto para o pior caso exige-se que o ganho nominal passe de 1 para torná-lo viável, o mas o excesso de ganho causa maior distorção do sinal de saída.

Quando o ganho é muito baixo, as oscilações param, e quando o ganho é muito alto o sinal distorce se aproximando mais de um sinal retangular do que senoidal.

Isso quer dizer que a distorção é justamente causada por excesso de ganho, o que significa que o ganho deve ser ajustado com cuidado em osciladores com baixa distorção.

Os osciladores por deslocamento de fase possuem alguma distorção, porém ela pode ser reduzida partindo-se do princípio que as redes RC atuam como filtros de distorção. Os osciladores *bufferizados* também possuem baixa distorção porque o ganho é controlado e distribuído entre os *buffers*.

Algumas configurações de baixa distorção como, por exemplo, os osciladores tipo Wien Bridge, precisam de circuitos auxiliares para ajustar o ganho. Uma forma de se fazer isso, é com o uso de componentes não lineares colocados no circuito de realimentação. Esses componentes atuam como AGCs (Controles Automáticos de Ganho).

OSCILADOR POR PONTE DE WIEN

Na **figura 3** observamos um circuito oscilador por Ponte de Wien (*Wien Bridge Oscillator*).

A freqüência do sinal gerado é calculada pela seguinte equação:

$$\frac{V_{RETURN}}{V_{OUT}} = \frac{\frac{R}{RCs+1}}{\frac{R}{RCs+1}+R+\frac{1}{Cs}} = \frac{1}{3+RCs+\frac{1}{RCs}} = \frac{1}{3+j\left(RCw-\frac{1}{RCw}\right)}$$

onde $s = jw$ e $j = \sqrt{-1}$

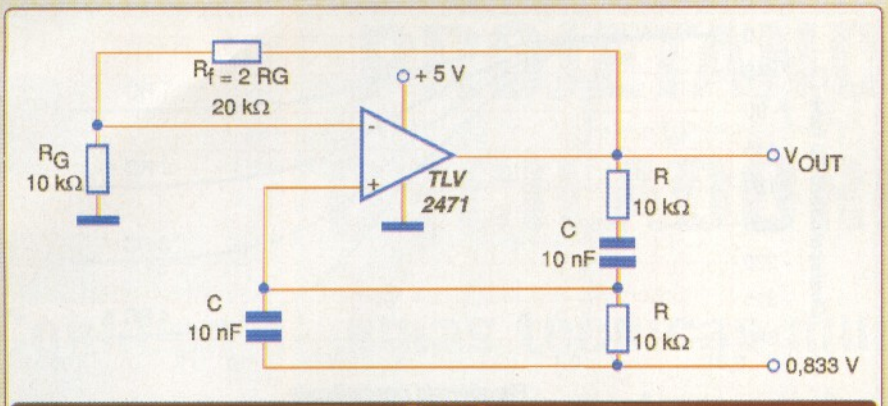


Figura 3

Quando $\omega = 2\pi fc = 1/RC$ a realimentação está em fase (*feedback* positivo) e o ganho é 1/3, o que significa que o circuito requer um amplificador com ganho 3.

Quando Rf = 2RC o ganho do amplificador é 3 e a oscilação ocorre numa freqüência $f = 2\pi RC$.

O circuito mostrado na **figura 3** oscila numa freqüência de 1,65 kHz tanto quanto 1,59 kHz com os componentes mostrados. No entanto, a distorção é razoável.

A **figura 4** apresenta um circuito Ponte de Wien com realimentação não linear.

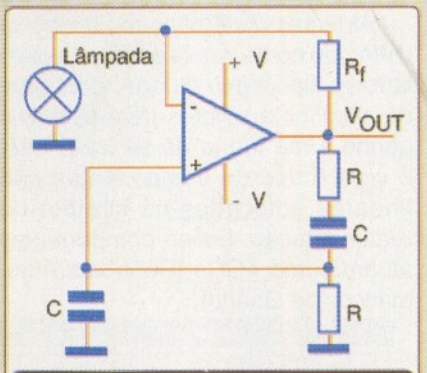


Figura 4

A resistência da lâmpada R_L é selecionada para ter um valor nominal equivalente à metade da resistência de *feedback* Rf.

Com isso, a lâmpada atua como um AGC dada sua característica não linear de operação, mantendo a tensão de saída com pequenas variações.

Alguns circuitos utilizam um diodo em lugar da lâmpada como limitador. Os diodos reduzem a distorção fornecendo uma limitação suave para a tensão de saída. Um AGC deve ser empregado quando nenhuma dessas técnicas permite um controle automático de ganho.

Na **figura 5** vemos um oscilador típico de Ponte de Wien com AGC.

A forma de onda negativa é amostrada por D_1 e armazenada em C_1.

R_1 e R_2 devem ser escolhidos para centralizar a polarização de Q_1 de tal forma que $(R_G + R_1) = Rf/2$ na tensão desejada de saída. Quando a tensão de saída se desloca para um valor mais alto, Q_1 aumenta sua resistência reduzindo com isso o ganho.

No oscilador que mostramos na figura 3, a fonte de 0,833 V é aplicada à entrada positiva do amplificador operacional de modo a centralizar a tensão quiescente de saída em Vcc/2 = 2,5 V.

OSCILADOR DE DESLOCAMENTO DE FASE COM UM AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Um oscilador de deslocamento de fase pode ser elaborado com apenas um amplificador operacional, observe a **figura 6**.

É normal assumir que as diferentes seções de deslocamento de fase são independentes. Assim, podemos escrever a seguinte equação para o circuito:

$$A\beta = A\left(\frac{1}{RCs + 1}\right)^3$$

O deslocamento de fase para o *loop* completo é de -180 graus, uma vez que o deslocamento de cada um dos três ramos é de –60 graus.

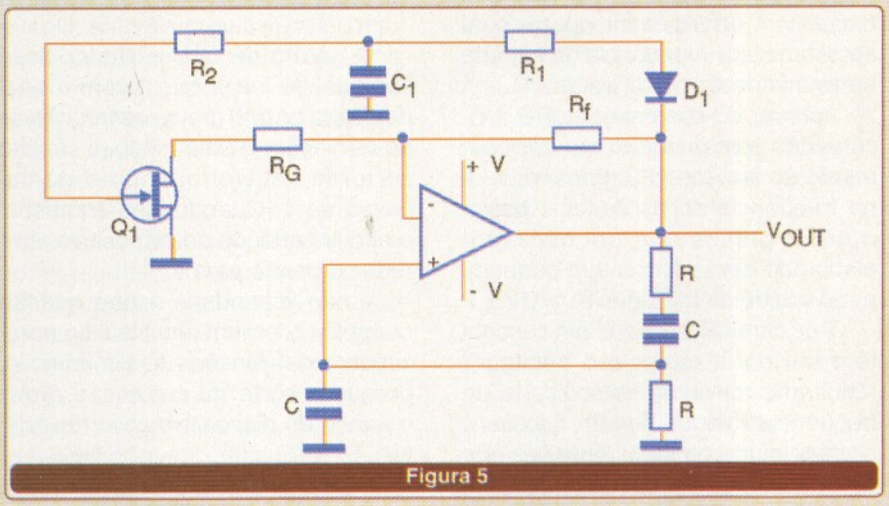


Figura 5

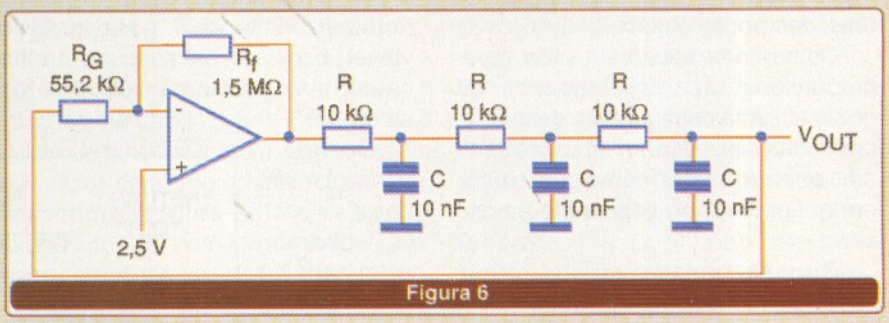


Figura 6

Isso irá acontecer quando $\omega = 2\pi f = 1{,}732/RC$ porque a tangente de 60 graus vale 1,73. O valor de β neste ponto é $(1/2)^3$, e com isso, o ganho de A deve ser igual a 8 para que o ganho do sistema seja igual a 1.

A freqüência de oscilação do circuito da figura 6 com os valores dos componentes usados é de 3,76 kHz, um pouco diferente da freqüência calculada, que foi de 2,76 kHz. Também deve ser considerado que o ganho para dar início às oscilações deve ser 26, diferente do ganho calculado de 8.

Essas discrepâncias são devidas parcialmente às variações de características dos componentes, porém o fator que mais contribui para isso é o fato de assumirmos que cada seção da rede RC não influi nas outras.

Essa configuração foi muito popular quando os componentes para a elaboração de configurações mais complexas eram caros.

OSCILADOR DE DESLOCAMENTO DE FASE "BUFFERIZADO"

O circuito oscilador de deslocamento de fase *bufferizado* exibido na **figura 7** oscila numa freqüência de 2,9 kHz, o que está mais próximo da freqüência ideal calculada de 2,76 kHz, conseguindo oscilar com um ganho de 8,33, o que também está bem próximo do valor calculado 8.

Os *buffers* ou estágios amplificadores/isoladores evitam que as seções RC carreguem umas às outras e, com isso, o oscilador pode funcionar bem mais próximo dos valores de ganho e freqüência calculados.

O ganho, fixado pelo resistor R_G, carrega a terceira seção RC e se um quarto amplificador operacional (numa configuração com 4 deles) *bufferizar* esta seção, a performance se tornará ideal.

Sinais senoidais com baixa distorção podem ser obtidos da saída de cada amplificador, mas o melhor sinal estará na última seção RC.

Este é um nodo de alta impedância, o que significa que o circuito excitado deve ter uma alta impedância para evitar carga e também um deslocamento da freqüência causado por eventuais variações dessa carga.

OSCILADOR DE QUADRATURA

O oscilador de quadratura é um outro tipo de oscilador de deslocamento de fase, onde cada uma das três seções é configurada para proporcionar um deslocamento de fase de 90 graus.

As saídas são rotuladas de seno e cosseno porque estão com uma defasagem de 90 graus, conforme mostra a **figura 8**.

O ganho desta configuração é calculado pela fórmula seguinte:

$$A\beta = \left[\frac{1}{R_1 C_1 S}\right]\left[\frac{R_3C_3S + 1}{R_3C_3S\,(R_2C_2S + 1)}\right]$$

Quando $R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3$, a equação pode ser reduzida para a seguinte forma:

$$A\beta = \frac{1}{(RCS)^2}$$

Quando $\omega = 1/RC$ a equação fica reduzida à: $1\angle -180$ graus, o que quer dizer que a oscilação ocorre quando $\omega = 1/RC$.

O circuito usado como teste oscilou em 1,65 kHz, um valor um pouco diferente dos 1,59 kHz calculados, e a discrepância foi atribuída às variações de valores dos componentes.

OSCILADOR DE BUBBA

O oscilador de Bubba, apresentado na **figura 9**, é um outro tipo de oscilador de deslocamento de fase, mas que tira vantagem dos amplificadores operacionais quádruplos que podem ser obtidos com facilidade hoje em dia.

Quatro seções RC proporcionam defasagens de 45 graus por seção, com um excelente $d\phi/dt$, o que minimiza os desvios de freqüência.

As saídas são obtidas de seções alternadas com baixa impedância.

Se as saídas forem obtidas de cada um dos amplificadores operacionais, os sinais terão 45 graus de

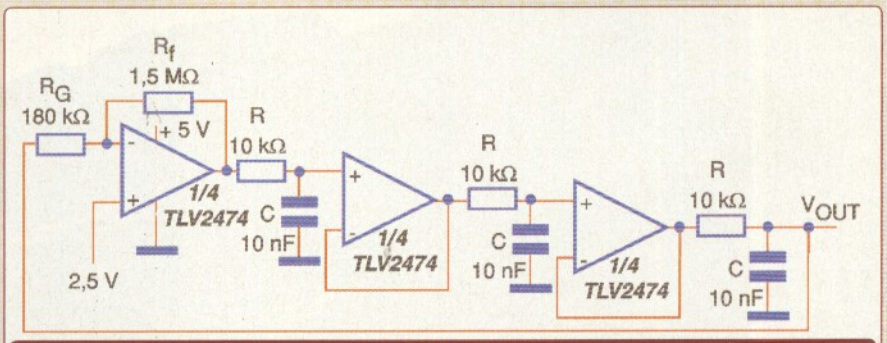


Figura 7

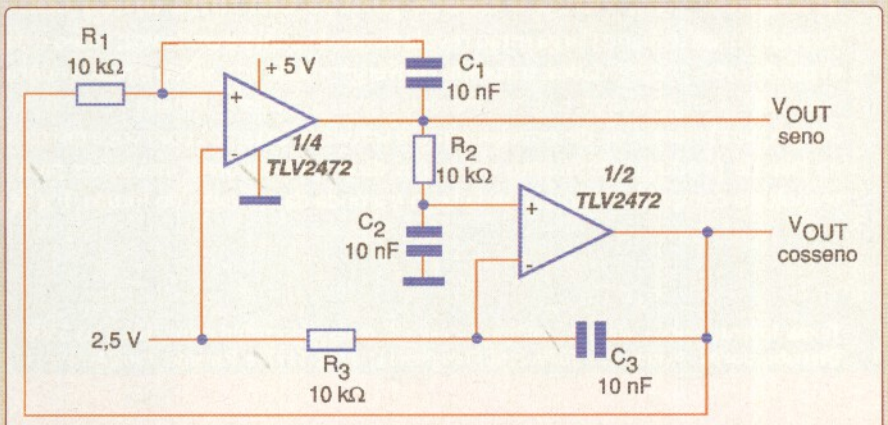


Figura 8

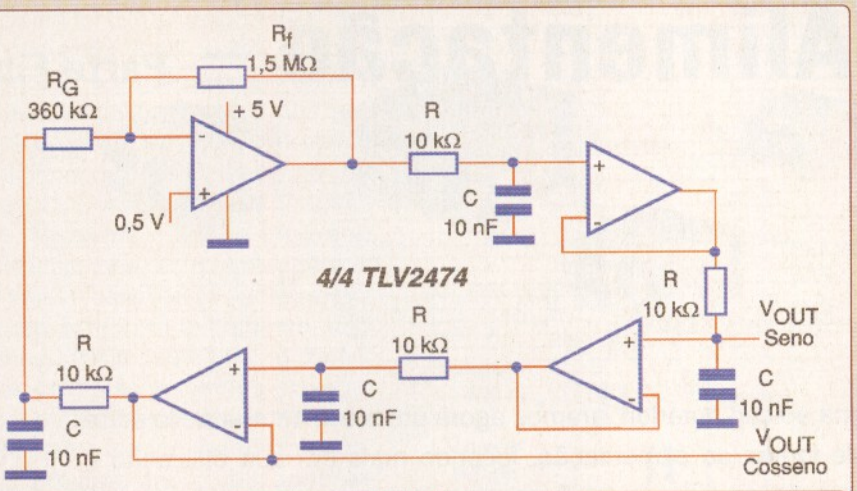


Figura 3

defasagem. A equação de realimentação é dada a seguir:

$$A\beta = A\left[\frac{1}{RC_S + 1}\right]^4$$

Quando $\omega = 1/RC$, a equação fica reduzida para as seguintes formas:

$$|\beta| = \left|\left[\frac{1}{1+j}\right]^4\right| = \frac{1}{(\sqrt{2})^4} = \frac{1}{4}$$

$$\text{Fase} = \text{arc tg } 1 = 45^\circ$$

O ganho deve ser igual a 4 para que a oscilação ocorra.

O circuito de teste oscilou em 1,76 kHz, um valor um pouco diferente dos 1,72 kHz quando o ganho foi 4,17.

Com baixo ganho A e uma baixa corrente de polarização, o resistor que fixa o ganho R_G, não carrega a última seção RC, o que leva o circuito a ter maior precisão de freqüência.

Sinais senoidais com uma distorção muito pequena podem ser obtidos da junção de R e R_G.

Quando sinais de baixa distorção são necessários em todas as saídas, o ganho deve ser distribuído entre todos os amplificadores operacionais.

A entrada não inversora do amplificador de ganho é polarizada com 0,5V de modo a fixar a tensão quiescente de saída em 2,5 V.

A distribuição de ganho exige que as outras entradas dos demais amplificadores sejam polarizadas, mas isso não tem efeito sobre a freqüência do oscilador.

CONCLUSÃO

Os amplificadores operacionais têm seu uso limitado às freqüências mais baixas do espectro, já que esses dispositivos não possuem uma faixa passante muito larga.

Os novos amplificadores operacionais com realimentação de corrente são difíceis de usar em osciladores, pois eles são sensíveis às capacitâncias de realimentação.

Os amplificadores com realimentação de tensão são limitados a apenas algumas centenas de quilohertz, uma vez que eles também acumulam um deslocamento de fase.

O oscilador de Ponte de Wien usa poucos componentes e sua estabilidade de freqüência é boa.

O oscilador de quadratura precisa de apenas dois amplificadores, mas tem distorção mais elevada.

Os osciladores por deslocamento de fase, especialmente o de Bubba, têm menor distorção e melhor estabilidade de freqüência.

A escolha para um determinado projeto depende, portanto, das necessidades do projetista que deve levar em conta todos os fatores abordados neste artigo.

Mais informações podem ser obtidas no *site* :

www.ti.com/sc/amplifiers



Fontes de Alimentação – Parte Final



Conforme foi prometido na edição anterior, faremos agora um breve comparativo entre as diferentes topologias de fontes de alimentação, focando mais em sua utilização e complexidade de implementação do que em seu funcionamento.

Marcos Fernandes

COMPARANDO DIFERENTES TIPOS DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO REGULADAS

Digamos que seja necessária uma fonte de alimentação regulada para um pequeno circuito de 5 V onde a necessidade de corrente seja de, no máximo, 0,5 ampères. Vamos verificar então quais as possibilidades disponíveis.

Em um regulador linear do tipo **µA7805** (*5V @ 1,5 A*), para que tenhamos uma tensão regulada fixa de 5 V em sua saída, precisamos de pelo menos 7 V em sua entrada, caso contrário teremos uma certa instabilidade na regulação. Veja **figura 1**.

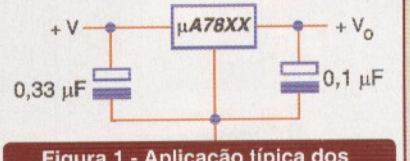


Figura 1 - Aplicação típica dos reguladores 78xx.

Temos então uma diferença de 2 V entre entrada e saída que serão dissipados pelo componente, ou seja, aproximadamente 30%, que serão perdidos na forma de calor. Neste caso, se o nosso circuito absorver 0,5 ampères, teremos 1watt sendo dissipado.

No entanto, este tipo de regulador presta-se muito bem para a maioria das aplicações, tanto pela sua facilidade e simplicidade de aplicação quanto devido ao baixo custo para a implementação da fonte (e ainda sobra corrente!). Além disso, com algumas poucas adaptações, podemos fazer com que o componente regule uma tensão maior que a sua nominal de saída ou até mesmo que sua saída seja ajustável. Observe a **figura 2**.

Quando há a necessidade de fontes que tenham um bom rendimento, precisamos descartar as fontes lineares comuns dado que seu rendimento fica em torno de 60%, os outros 40% são perdidos na forma de calor, exigindo grandes áreas dissipativas.

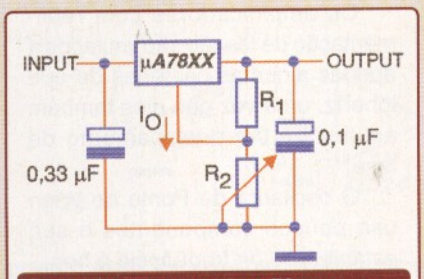


Figura 2 - Adaptando o 78xx para a tensão de saída seja ajustável.

Caso a tensão de entrada seja muito próxima à de saída, precisaremos de um circuito com menores quedas de tensão, portanto, partiremos para um componente da subclasse LDO como, por exemplo, o **TPS7150**. Nesse caso, para que tenhamos os mesmos 5 V em sua saída, necessitaremos de apenas 5,146 V, no mínimo, em sua entrada, uma diferença de 146mV, ou seja, quase 3% (aproximadamente 10 vezes mais eficiente em termos de perdas).

Um passo mais adiante seria a utilização de um regulador chaveado. Iniciaremos verificando como é, geralmente, montado um circuito de topologia *Buck*. Atente para a **figura 3.**

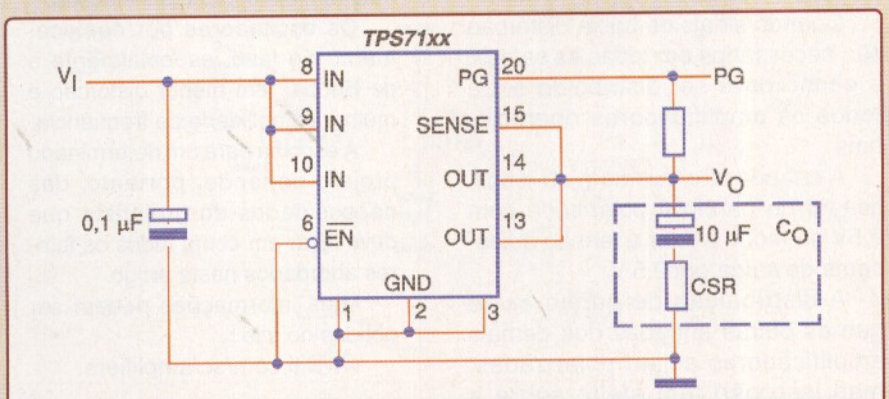


Figura 3 - Configuração típica para o TPS7150.

Como foi dito anteriormente, para um conversor *Buck*, assim como os anteriores, a tensão em sua entrada precisa ser maior do que a que será regulada em sua saída, entretanto, a eficiência desse circuito, no que tange às perdas, poderá chegar a 80%. No exemplo abaixo (**figura 4**), verificamos que o *chip* é responsável por fazer o controle de um transistor, ficando este com o "trabalho sujo" e, sendo assim, este tipo de circuito pode controlar potências elevadas dependendo basicamente do *driver* (geralmente um transistor) de saída.

O próximo caso, utilizando um componente do tipo *Boost*, é para quando a tensão de entrada for menor que a de saída. Nesse caso, para elevar o nível de tensão ao valor desejado são utilizados arranjos de indutores e capacitores de modo a armazenarem energia que será adicionada à saída. Acompanhe a **figura 5**.

Os *Charge Pumps* têm seu funcionamento semelhante aos conversores *Boost*, todavia, são aplicados em circuitos alimentados por pilhas ou baterias e, sendo assim, não controlam grandes potências.

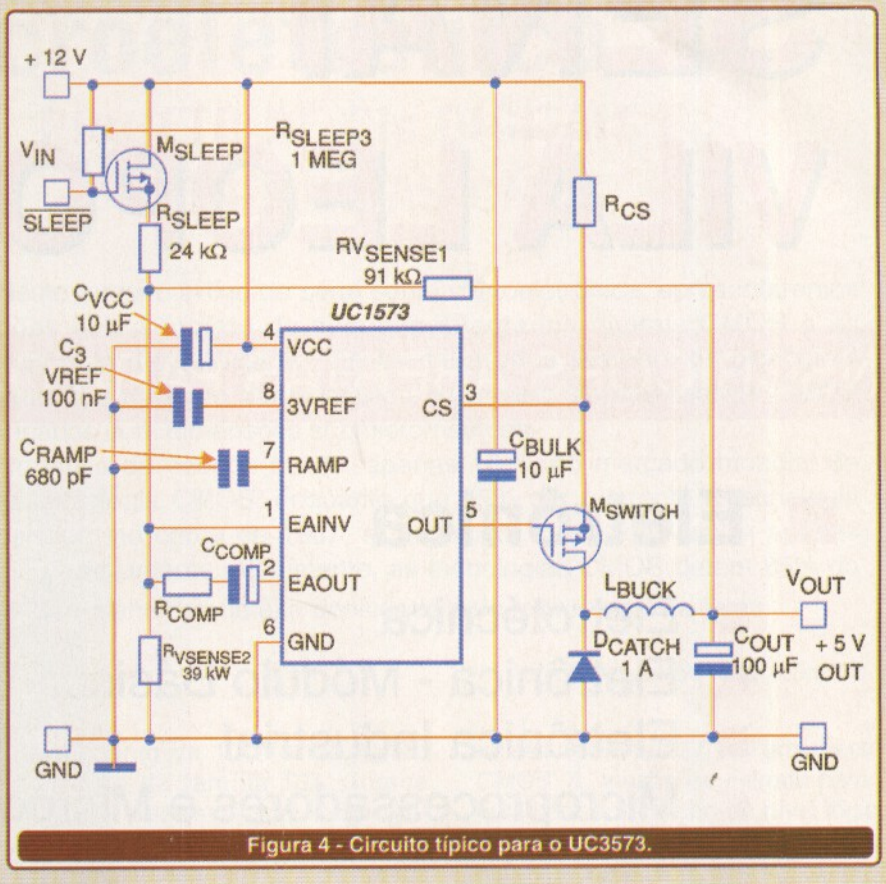


Figura 4 - Circuito típico para o UC3573.

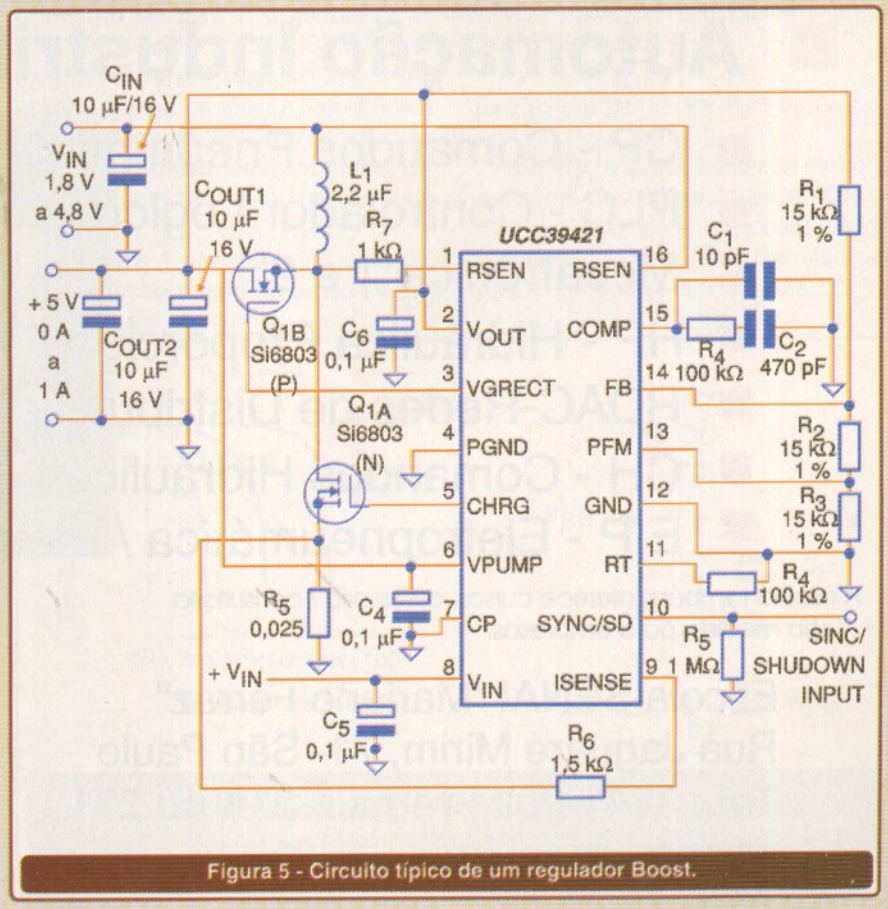


Figura 5 - Circuito típico de um regulador Boost.

CONCLUSÃO

Como pôde ser visto, nenhum dos circuitos apresentados é tão complexo quanto se poderia imaginar. A escolha de uma ou outra topologia de fonte de alimentação dependerá muito mais dos parâmetros do projeto em que a fonte será inserida como, por exemplo, a tensão de entrada ou o espaço disponível para sua montagem, do que propriamente da complexidade esperada para ela. Obviamente, os custos de implementação deverão ser considerados sempre, mas este fator nem sempre é determinante na escolha da topologia.



Microeletrônica Parte 3

PROJETO DE CIs DIGITAIS E TECNOLOGIAS CMOS

Neste terceiro artigo da série sobre microeletrônica, apresentaremos noções sobre projeto de circuitos integrados digitais CMOS e as tecnologias de fabricação. Serão mostrados também os principais parâmetros a serem considerados no projeto de dispositivos CMOS avançados com dimensões submicrométricas.

No início da década de 80, apenas 10 % do mercado mundial de semicondutores correspondia à tecnologia CMOS, enquanto que 45% era referente a tecnologia nMOS. Durante um extenso período até cerca de 1987, a tecnologia nMOS que utiliza apenas transistores canal "n" predominou amplamente. Atualmente, as tecnologias CMOS detêm 85% do mercado, principalmente na área de memórias de alta densidade e de microprocessadores.

Prof. Sebastião G. dos Santos F.

PROJETO DE CIRCUITOS DIGITAIS

Em um único circuito integrado é possível combinar transistores MOS canal "n" e "p" de modo que ambos operem como elementos ativos, formando, assim, a família MOS complementar ou CMOS. A família de circuitos MOS complementares ou CMOS passou a dominar o mercado de circuitos integrados digitais, especialmente na área de integração em escala muito ampla (VLSI) e em escala ultra ampla (ULSI).

Entre as vantagens da família CMOS, podemos destacar as seguintes: (a) Os valores digitais "0" e "1" são muito bem definidos, sendo o valor digital "0" muito próximo a 0 volts e o valor digital "1" muito próximo à tensão de alimentação $+V_{DD}$; (b) As margens de ruído de sinal de entrada são muito bem definidas e normalmente maiores do que nas demais famílias lógicas; (c) O consumo de potência cc (corrente contínua) no repouso é baixíssimo podendo ser considerado igual a zero; (d) O consumo de potência dinâmico é diretamente proporcional ao número de transições lógicas do circuito; (e) A família CMOS apresenta uma grande margem de variação na tensão de alimentação (tipicamente de 1,5 V a 15 V), ao contrário da família TTL (lógica transistor-transistor) que exige tensões de alimentação cc dentro de limites muito estreitos (5% ou menos em torno de 5V). A principal desvantagem da tecnologia CMOS é a exigência de um maior número de etapas de processo na fabricação dos circuitos integrados, sendo que este fato é amplamente compensado pelo conjunto de vantagens já mencionado.

A **figura 1** apresenta a curva de transferência tensão de saída (V_S) x tensão de entrada (V_E) de um inversor CMOS. A tensão de entrada para a qual ocorre transição de nível lógico (V_{INV}) é função da relação de ganhos geométricos β_n e β_p dos transistores nMOS e pMOS, respectivamente, os quais são dados por:

$$\beta_n = \mu_n . C_{ox} . \frac{W_n}{L_n} \quad e \quad \beta_p = \mu_p . C_{ox} . \frac{W_p}{L_p}$$

onde μ_n é a mobilidade de elétrons no canal dos transistores nMOS ($\approx$ 600 cm²/V.s), μ_p é a mobilidade de lacunas no canal dos transistores pMOS ($\approx$ 200 a 300 cm²/V.s), C_{ox} é

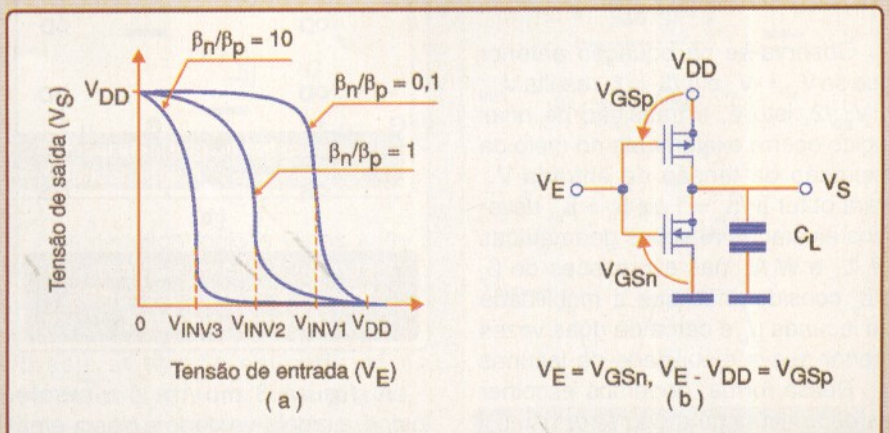


Figura 1 - (a) Curvas de transferência V_S X V_E do inversor CMOS parametrizadas em função de β_n/β_p e (b) Inversor CMOS básico onde estão indicadas as tensões V_E, V_S, V_{GSp} e V_{GSn}.

a capacitância por unidade de área do óxido de porta (F/cm²), W_n/L_n é a relação entre a largura e o comprimento de canal do transistor canal "n" e W_p/L_p é a relação entre a largura e o comprimento de canal do transistor canal "p".

Para $\beta_n/\beta_p = 10$ a transição de nível lógico ocorre para $V_E = V_{INV3} << V_{DD}/2$ e para $\beta_n/\beta_p = 0{,}1$ a transição de nível lógico sucede para $V_E = V_{INV1} >> V_{DD}/2$. Por outro lado, é importante também destacar que a transição de nível lógico ocorre para V_E em torno de $V_{DD}/2$ quando $\beta_n/\beta_p = 1$ e, nesse ponto, temos também a maior imunidade a ruídos que possam existir provenientes da tensão de alimentação V_{DD} ou do terra.

O valor da tensão $V_E = V_{INV}$ para a qual acontece transição de nível lógico corresponde à situação em que ambos os transistores do inversor CMOS (figura 1b) estão saturados. Portanto, basta igualar as correntes de saturação dos transistores PMOS e NMOS e mais tarde isolar a tensão V_{INV}, ou seja:

$$\frac{\beta_n}{2}(V_{INV} - V_{tn})^2 = \frac{\beta_p}{2}(V_{INV} - V_{DD} - V_{tp})^2$$

onde V_{tn} é a tensão de limiar positiva do transistor nMOS, V_{tp} é a tensão de limiar negativa do transistor pMOS, $V_{GSn} = V_{INV}$ e $V_{GSp} = V_{INV} - V_{DD}$.

Isolando V_{INV}, temos:

$$V_{INV} = \frac{V_{DD} + V_{tp} + V_{tn}\cdot\sqrt{\beta_n/\beta_p}}{1 + \sqrt{\beta_n/\beta_p}}$$

Observa-se na equação anterior que se $V_{tn} = -V_{tp}$ e $\beta_n/\beta_p = 1$, resulta $V_{INV} = V_{DD}/2$, isto é, a transição de nível lógico ocorre exatamente no meio da excursão da tensão de entrada V_E. Para obter $\beta_n/\beta_p = 1$ ou $\beta_n = \beta_p$, devemos ajustar as relações geométricas W_n/L_n e W_p/L_p nas expressões de β_n e β_p considerando que a mobilidade de lacunas μ_p é cerca de duas vezes menor que a mobilidade de lacunas μ_n. Dessa forma, podemos escolher as geometrias de modo a ter $(W_p/L_p) = 2(W_n/L_n)$. Se quisermos projetar o inversor CMOS de menor área numa tecnologia de fabricação com dimensão mínima de 0,5 µm, basta, por exemplo, escolher $L_n = L_p = W_n = 0{,}5$ µm e $W_p = 1$µm.

Um dado inversor CMOS costuma ter como carga a capacitância do estágio seguinte C_L, tanto durante a carga através do transistor pMOS quanto também durante a descarga através do transistor nMOS (veja a figura 1(b)). Supondo que o sinal de entrada do inversor seja uma onda quadrada entre 0 e V_{DD} com freqüência f_a, teremos a potência dinâmica dissipada no inversor dada por:

$$P_D = C_L \cdot f_a \cdot V_{DD}^2$$

No projeto de circuitos integrados digitais é muito comum utilizar uma representação simplificada do transistor MOS para diagramas elétricos contendo um número muito grande de dispositivos. Na **figura 2** observamos as representações para os transistores pMOS e nMOS onde não é mais indicado o terminal de substrato. É importante lembrar que o terminal de substrato sempre vai ligado ao terra para transistores nMOS e ao "V_{DD}" para transistores pMOS. Por outro lado, no símbolo do transistor pMOS temos um pequeno círculo vazio na porta para indicar que o transistor conduz quando $V_E = 0$ no inversor CMOS ("active low" na figura 1(b)).

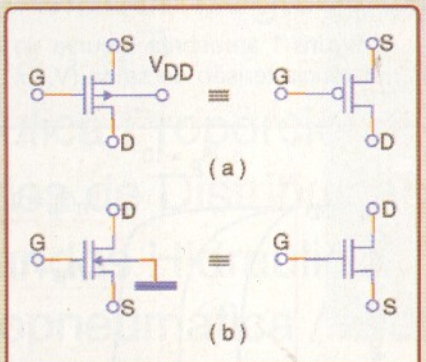


Figura 2 – Símbolos elétricos simplificados: (a) transistor pMOS, (b) transistor nMOS.

A **figura 3** mostra o símbolo lógico, a tabela-verdade e o esquema elétrico da porta lógica "NOU" implementada em tecnologia CMOS. Nota-se que são necessários dois transistores nMOS em paralelo (Q_3 e Q_4) e dois transistores pMOS em série (Q_1 e Q_2), onde cada porta de transistor nMOS é ligada a outra pMOS duas a duas para servir de entradas "A" e "B". No funcionamento normal, é preciso um nível lógico "1" na entrada "A" ou na entrada "B" para que pelo menos um transistor nMOS (Q_3 ou Q_4) conduza para ter nível lógico zero na saída. Para tanto, pelo menos um transistor pMOS (Q_1 ou Q_2) deverá estar cortado, razão pela qual, eles são colocados em série.

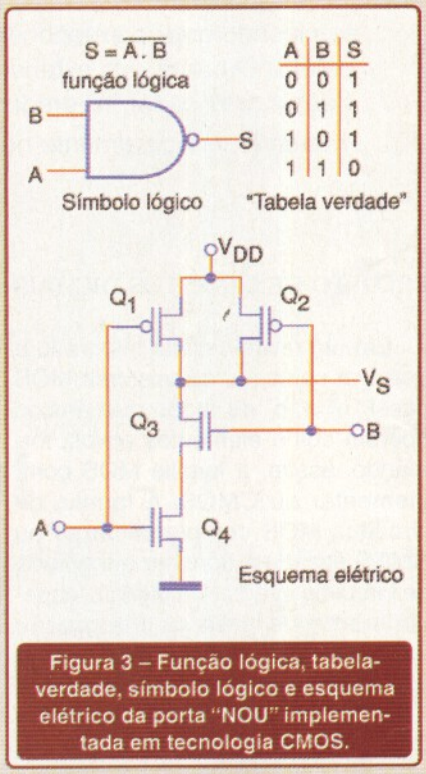


Figura 3 – Função lógica, tabela-verdade, símbolo lógico e esquema elétrico da porta "NOU" implementada em tecnologia CMOS.

A **figura 4** ilustra o símbolo lógico, a tabela-verdade e o esquema elétrico da porta lógica "NE" implementada também em tecnologia CMOS. Observa-se que são necessários dois transistores nMOS em série (Q_3 e Q_4) e dois transistores pMOS em paralelo (Q_1 e Q_2), onde cada porta de transistor nMOS é ligada a outra pMOS duas a duas para servir de entradas "A" e "B". No funcionamento normal, é necessário níveis lógicos "1" nas entradas "A" e "B" para que os dois transistores nMOS (Q_3 ou Q_4) conduzam para ter nível lógico zero na saída. Nesse caso, ambos os transistores pMOS (Q_1 e Q_2) deverão

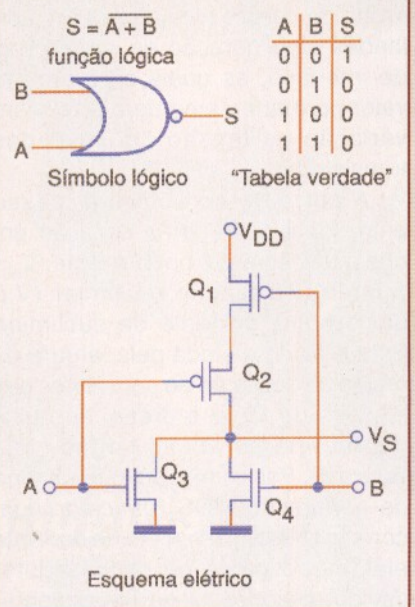


Figura 4 – Função lógica, tabela-verdade, símbolo lógico e esquema elétrico da porta "NE" implementada em tecnologia CMOS.

estar cortados. Por isso, eles são colocados em paralelo.

Os esquemas elétricos apresentados nas figuras 3 e 4 sugerem que a função lógica "S" e sua complementar podem ser implementadas em nível de transistor, isto é, no caso da porta "NOU", basta colocar a função lógica soma "negada" através de transistores nMOS em paralelo ligados ao terra e a função lógica complementar da soma "negada" através de transistores pMOS em série ligados a V_{DD}. Observe que os transistores pMOS são "active low", portanto, é necessário "0" na entrada A e "0" na entrada B para ambos conduzirem e a saída ficar em V_{DD}.

Na tecnologia CMOS, o conceito anterior pode ser expandido para uma rede de transistores pMOS de carga de forma a implementar a função "S" negada e as entradas "active low"e outra rede de transistores nMOS de comando de forma a obter a função "S" com as entradas "active high" conforme é indicado na **figura 5**.

Vamos, por exemplo, implementar a seguinte função lógica:

$$S = \overline{A + B.C}$$

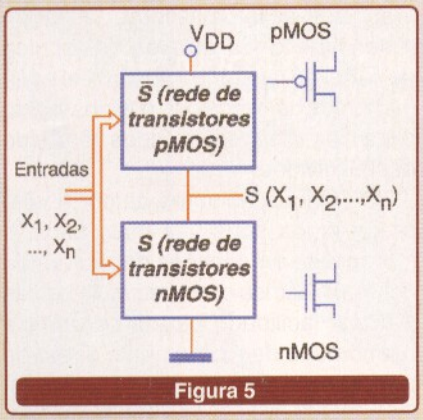


Figura 5

Nesse caso, a função S negada é dada por:

$$\overline{S} = \overline{A}.(\overline{B} + \overline{C})$$

Baseados na descrição de "S", devemos colocar um transistor nMOS com entrada "A" em paralelo (soma) com outros dois transistores em série (multiplicação) com entradas "B" e "C". Por outro lado, baseados na descrição da função "S" negada (S barra), devemos colocar um transistor pMOS com entrada "A" em série com outros dois transistores pMOS em paralelo cujas entradas são "B" e "C". A implementação da função "S" está exemplificada na **figura 6**.

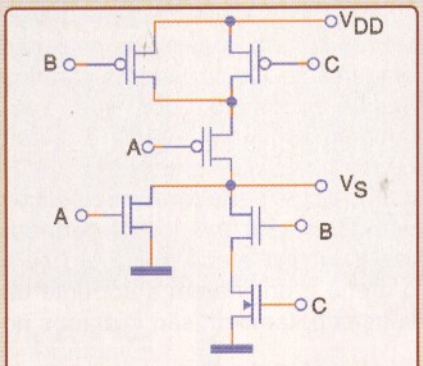


Figura 6 – Implementação da função lógica $S = \overline{A + B.C}$.

Nos circuitos lógicos vistos anteriormente, todos os nós têm ao mesmo tempo caminhos de baixa resistência ou para V_{DD} ou para terra. Ou seja, a tensão em cada nó é bem definida em qualquer instante, de forma que nenhum deles fique flutuante. Em contraste, os circuitos lógicos dinâmicos baseiam-se no armazenamento de tensões em capacitâncias parasitas em certos nós de um dado circuito. Uma vez que a carga pode degradar-se com o passar do tempo, os circuitos baseados neste armazenamento necessitarão periodicamente passar por um processo de restauração (de carga) e, portanto, são requeridos pulsos de relógio com uma certa freqüência mínima.

A **figura 7** ilustra uma porta básica implementada com lógica dinâmica. Ela consiste de uma rede de transistores nMOS que configura a função "S" exatamente como no caso das funções lógicas CMOS estáticas (figura 5). A diferença é que, em lugar da rede de transistores pMOS, temos duas chaves em série que são periodicamente controladas por um sinal de relógio ϕ cuja forma de onda é vista na **figura 7(b)**. Quando ϕ estiver em nível baixo, Q_P estará conduzindo, e o circuito estará na etapa de pré-carga. Por outro lado, quanto ϕ estiver em nível alto, Q_P estará cortado e Q_N estará conduzindo e o circuito passará a estar em fase de operação. Note na **figura 7(a)** que C_L corresponde à capacitância total entre o nó de saída e o terra.

Durante a pré-carga, Q_P conduz e carrega a capacitância C_L tal que no fim do intervalo de pré-carga, a tensão

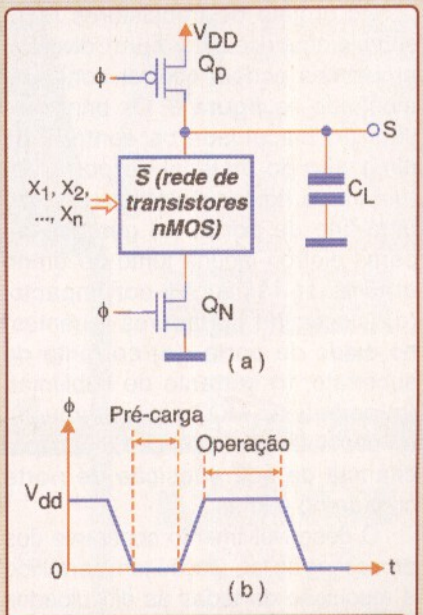


Figura 7 – (a) Estrutura básica de circuitos lógicos dinâmicos e (b) Forma de onda do sinal de relógio exigido para a operação do circuito lógico dinâmico.

em S é igual a V_{DD}. Inclusive, durante a pré-carga, as entradas x_1, x_2, ..., x_n na **figura 7(a)** estão autorizadas a mudar para os valores que desejarmos. Observe que como Q_N está cortado, não existe nenhum caminho para o terra. Durante a fase de operação, Q_P está cortado e Q_N está conduzindo. Se as combinações das entradas forem tais que correspondam a uma saída em nível alto, a rede de transistores nMOS não conduzirá e a saída permanecerá alta em V_{DD}. Nesse caso, não haverá nenhuma propagação de sinal de nível baixo-para-alto, por conseguinte não há atraso de sinal. Por outro lado, se a combinação das entradas for tal que corresponda a uma saída em nível baixo, a rede de transistores nMOS irá conduzir havendo caminho entre o nó de saída e o terra através do transistor Q_N. Logo, C_L será descarregado. Nesse caso haverá atraso na propagação de sinal de nível alto-para-baixo, correspondente ao tempo necessário para descarregar o capacitor.

PROCESSO DE FABRICAÇÃO DE TRANSISTORES MOS AVANÇADOS

No projeto de transistores MOS submicrométricos (L < 1 μm), diversos problemas podem ocorrer conforme mostrado na **figura 8**. Os principais são: (a) dificuldade de controle da dimensão do material de porta, (b) ruptura da rigidez dielétrica do óxido ultra-fino de porta, (c) geração de pares elétron-lacuna junto ao dreno através de ionização por impacto, (d) injeção de portadores "quentes" no óxido de porta, (e) corrente de substrato, (f) corrente de sublimiar, (g) perfuração MOS (*punchthrough*), (h) capacitância de junção e (i) capacitância de sobreposição de porta com dreno e fonte.

O desenvolvimento constante dos processos de fabricação tem permitido a resolução de todas as dificuldades apresentadas. Os processos fotolitográficos têm evoluído no sentido de diminuir o comprimento de onda da luz empregada para expor o *fotorresiste*; novos *fotorresistes* especiais têm sido propostos; as fotomáscaras passaram a ser fabricadas através da técnica de feixe de elétrons (*ebeam*) e equipamentos de exposição e alinhamento cada vez mais sofisticados têm sido desenvolvidos.

Os óxidos isolantes de porta vêm se tornando cada vez mais finos, o que resulta em tensões de ruptura da rigidez dielétrica cada vez mais baixas e maior facilidade para a ocorrência o fenômeno de tunelamento direto de portadores entre porta e substrato. Para solucionar este problema, têm sido empregados óxidos de silício nitretados, assim como novos óxidos com alta constante dielétrica vêm sendo propostos. Além disso, os óxidos nitretados têm a vantagem adicional de impedir a difusão de dopantes entre porta e substrato.

À medida que diminui o comprimento de canal do transistor, há uma tendência a aumentar o campo elétrico máximo junto ao dreno, o qual pode atingir valores tão altos quanto 4×10^5 V/cm. Por conseguinte, os portadores do canal que participam da corrente elétrica entre fonte e dreno podem adquirir energia cinética suficientemente elevada junto ao dreno a ponto de quebrar ligações covalentes e gerar pares elétron-lacuna através de ionização por impacto. Os portadores gerados nesse processo, por sua vez, também adquirem energia e geram outros pares num processo multiplicativo. Estes portadores energéticos gerados são chamados de portadores "quentes" e, além de irem para o dreno e originarem a corrente de substrato, também são injetados no óxido de porta causando danos na forma de cargas localizadas armadilhadas e/ou geração de armadilhas de interface, as quais crescem em valor permanentemente e provocam variação na tensão de limiar dos transistores

A corrente de sublimiar passa entre fonte e dreno na situação em que a tensão entre porta e fonte (V_{GS}) é inferior à tensão de limiar (V_t), daí o nome corrente de sublimiar. Esta é muito afetada pela largura da região de depleção de portadores das junções de fonte e dreno, as quais não devem ser muito largas (veja **figura 8**). Por outro lado, o fenômeno de perfuração MOS (*punchthrough*) corresponde à passagem de corrente elétrica no corpo do semicondutor devido a tendência de haver sobreposição das regiões de depleção de fonte e dreno. Assim, estas larguras de depleção das junções de fonte e dreno devem ser controladas, pois afetam diretamente correntes parasitas no transistor. Felizmente, elas são inversamente proporcionais à raiz quadrada da dopagem no substrato e podem ser ajustadas, mas não devem ser feitas muito estreitas, pois isto acaba resultando em maior capacitância de junção e menor velocidade de chaveamento do transistor. Logo, existe um compromisso entre desempenho e velocidade de chaveamento.

A sobreposição de porta sobre fonte e dreno conforme indicado na **figura 8**, também gera uma capacitância adicional que pode comprometer a velocidade de resposta do dispositivo.

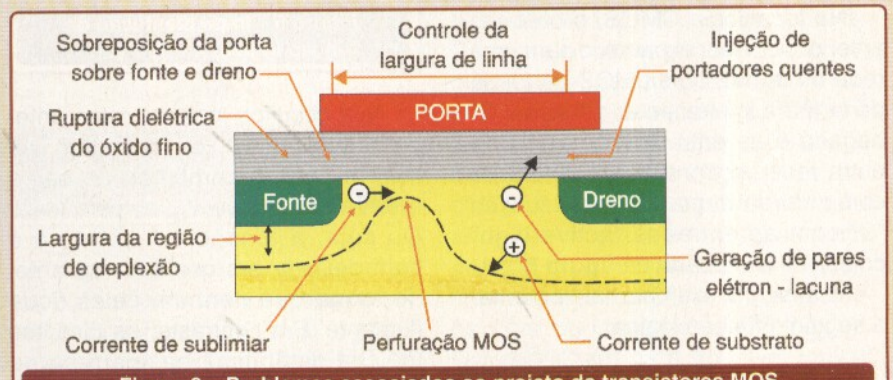


Figura 8 – Problemas associados ao projeto de transistores MOS com dimensões submicrométricas.

As soluções encontradas para os diversos problemas mencionados são apresentadas na **figura 9**. A utilização de extensões LDD (*lightly doped drain*) levemente dopadas junto à fonte e ao dreno permite diminuir o campo elétrico máximo próximo ao dreno resultando em diminuição substancial da geração de portadores quentes. Como estas extensões levemente dopadas são também auto-alinhadas, isto resulta numa redução substancial da capacitância de sobreposição de porta sobre fonte e dreno. Paralelamente, a reoxidação de borda vista na **figura 9** permite aumentar substancialmente a tensão de ruptura do óxido de porta e as junções rasas silicetadas possibilitam reduzir fugas e resistências de contato. Finalmente, a implantação iônica realizada no corpo do semicondutor entre fonte e dreno, bem como dos "halos" (figura 9) permite eliminar o fenomeno de perfuração MOS e reduz substancialmente a corrente parasita de sublimiar.

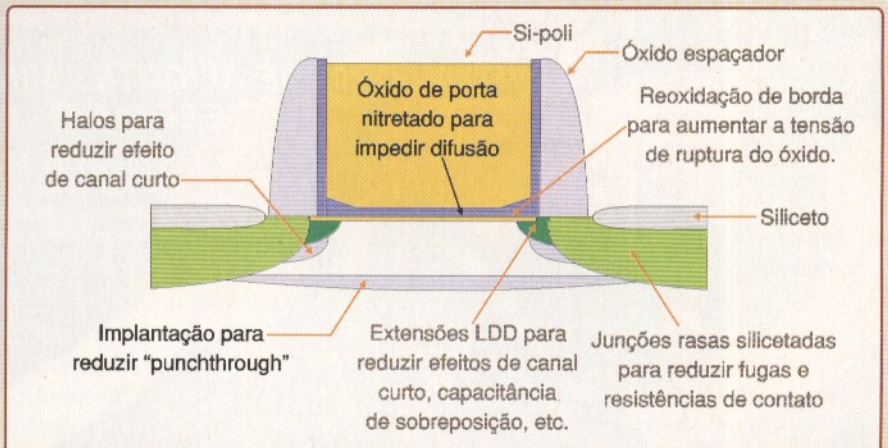


Figura 9 – Processos empregados na solução dos problemas associados a transistores MOS com dimensões submicrométricas.

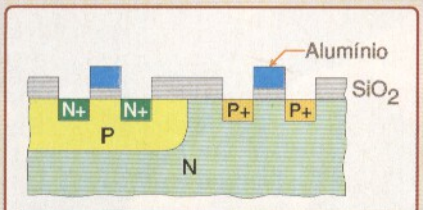


Figura 10 – Representação parcial da estrutura CMOS com cavidade P.

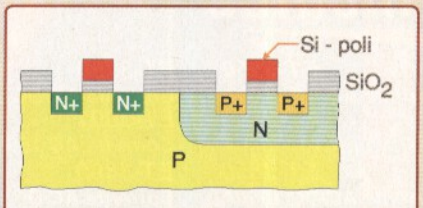


Figura 11 – Representação parcial da estrutura CMOS com cavidade N.

TECNOLOGIAS CMOS

Existem, atualmente, muitos tipos de processos CMOS no cenário mundial. A seguir, vamos destacar as principais estruturas CMOS ressaltando suas principais características elétricas e de processamento.

O primeiro processo CMOS surgiu na década de 60 quando ainda não havia a implantação iônica e a porta de silício policristalino. O processo era feito com cavidade P (*P-Well*) conforme ilustrado na **figura 10**.

A tecnologia CMOS surgiu com cavidade P pelos seguintes motivos: (a) a concentração na cavidade deve ser de pelo menos de 5 a 10 vezes mais alta que a concentração do substrato para se obter um bom controle do perfil de difusão, e (b) era possível fazer as tensões de limiar dos transistores nMOS (V_{tn}) e pMOS (V_{tp}) iguais em módulo utilizando porta de alumínio.

Como já foi visto no artigo anterior, a tensão de limiar do transistor MOS é fortemente influenciada pela dopagem do substrato de partida e pela espessura do óxido de porta. No caso de transistores nMOS e pMOS com porta de alumínio, temos:

$$V_{tn} = 0{,}026.ln N_A + 0{,}000381.t_{ox}\sqrt{N_A(ln N_A - 23{,}4)} - 1{,}21$$

e

$$V_{tp} = -0{,}026.ln N_D - 0{,}000381.t_{ox}\sqrt{N_D(ln N_D - 23{,}4)}$$

onde N_A é a dopagem do substrato P por unidade de volume (cm^{-3}), N_D é a dopagem do substrato N por unidade de volume (cm^{-3}) e t_{ox} é a espessura do óxido em cm.

É fácil observar nas equações anteriores que V_{tn} e V_{tp} poderão ser iguais em módulo para uma dada espessura t_{ox} quando N_A for maior do N_D. Na prática, era possível fazer a dopagem (N_A) da cavidade cerca de 10 vezes maior do que a do substrato de partida (N_D) e ter ainda um bom controle do perfil de difusão.

Com o surgimento das técnicas de implantação iônica para ajuste da tensão de limiar e o silício policristalino como material de porta, outras estruturas CMOS começaram a surgir, e a estrutura CMOS com cavidade N (**figura 11**) foi a primeira que tornou-se viável.

O detalhamento completo do processo de fabricação CMOS com cavidade ou poço N foi feito nos dois artigos anteriores, inclusive quanto ao projeto da tensão de limiar utilizando porta de silíciopolicristalino N+ para o transistor nMOS e porta de silíciopolicristalino P+ para o transistor pMOS.

Comparando-se a estrutura CMOS cavidade N com a estrutura com cavidade P, temos as seguintes vantagens: (a) utilizando-se as técnicas de projetos para circuitos dinâmicos (veja figura 7), costuma-se utilizar mais transistores canal "n" do que canal "p" (3 a 5 vezes) e dessa forma é conveniente otimizar o transistor canal n, o que é conseguido com tecnologia CMOS com cavidade N; (b) os processos CMOS com cavidade N são compatíveis com processos nMOS podendo-se ter circuitos nMOS e CMOS numa mesma pastilha (*chip*) e (c) a estrutura CMOS com cavidade N permite também a combinação de circuitos MOS e bipolar sem requerer etapas extras na seqüência de etapas de processos.

Em contrapartida, para obtermos transistores de dimensões muito

pequenas (ultra-submicrométricas), as dopagens devem ser aumentadas através da multiplicação por um fator S (S > 1). Logo N_s (concentração de substrato) e N_c (concentração de cavidade) serão incrementados para SxN_s e SxN_c, respectivamente. Como $N_c = 10\ N_s$, possivelmente N_c ficará maior que o necessário para um bom desempenho, ou seja, teremos um aumento da capacitância de junção e uma diminuição da mobilidade no canal do transistor. Para resolver este problema, basta eliminar a necessidade de se Ter $N_c = 10\ N_s$. Isto pode ser obtido com a estrutura CMOS com cavidades gêmeas (ambas com a mesma profundidade), veja exemplo da **figura 12**.

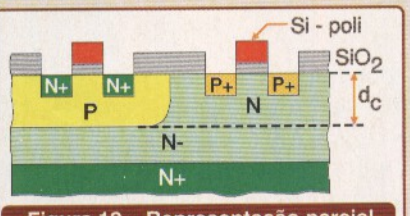


Figura 12 – Representação parcial da estrutura CMOS com cavidades gêmeas.

Na estrutura CMOS com cavidades gêmeas, as duas cavidades podem ser projetadas de forma independente em camada epitaxial pouco dopada sobre um substrato bastante dopado (veja figura 12). Também é possível fabricar a estrutura CMOS com cavidade dupla (*Double-Well*), observe a **figura 13**.

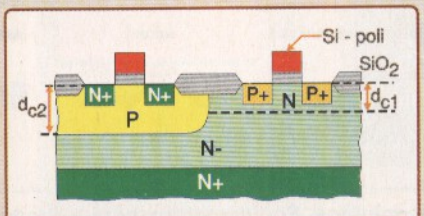


Figura 13 – Representação parcial da estrutura CMOS com cavidade dupla.

A diferença básica da estrutura CMOS com cavidade dupla em relação à cavidade gêmea, é que nesta última, ambas as cavidades (P e N) são praticamente idênticas em profundidade, o que não ocorre na cavidade dupla onde uma das cavidades é bem menos profunda que a outra. A pequena profundidade de uma das cavidades torna as capacitâncias de junção de fonte e dreno do transistor nela submerso, menores, aumentando desta forma sua velocidade.

Um dos problemas inerentes à obtenção das estruturas até agora vistas é que normalmente as cavidades são obtidas por difusão térmica (após a implantação iônica), o que implica em grande área necessária para o isolamento na região passiva. Esta dificuldade pode ser minimizada se a cavidade for obtida exclusivamente por implantação iônica com alta energia após a formação do óxido de campo, o que minimiza a redistribuição de impurezas e aumenta a densidade de integração. Este tipo de cavidade é chamado de cavidade retrogradual (*retrograde*).

A densidade de integração aumenta consideravelmente devido à diminuição da profundidade de junção da cavidade retrogradual, que é de 1 a 2 μm. Como a implantação é efetuada após a oxidação de campo, não haverá uma difusão lateral considerável, uma vez que etapas posteriores são relativamente de curta duração quando comparadas à oxidação de campo. Outra vantagem da cavidade retrogradual é a melhora na supressão do efeito de perfuração MOS (*punchthrough*) sem degradar excessivamente a mobilidade de portadores na interface SiO_2/Si. A **figura 14** mostra a estrutura CMOS com quatro cavidades (*Quadruple Well*) do tipo retrogradual.

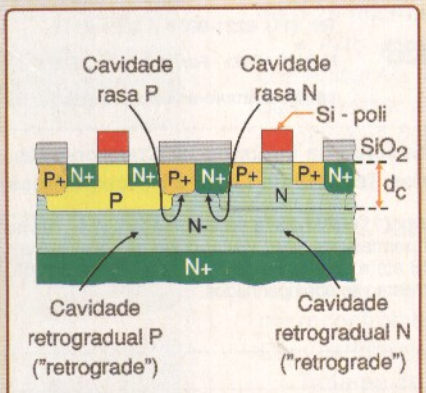


Figura 14 – Representação parcial da estrutura CMOS com cavidade dupla.

As quatro cavidades são realizadas em substrato pouco dopado, sendo 2 cavidades do tipo retrogradual localizadas nas regiões ativas e 2 cavidades rasas auto-alinhadas para enriquecer as regiões passivas.

No próximo artigo desta série sobre microeletrônica, apresentaremos a metodologia de projeto de processos CMOS e mostraremos o que é uma "Foundry" e quais são os procedimentos normalmente empregados para fabricar um dado "chip" (pastilha de circuito integrado) de aplicação específica.

REFERÊNCIAS

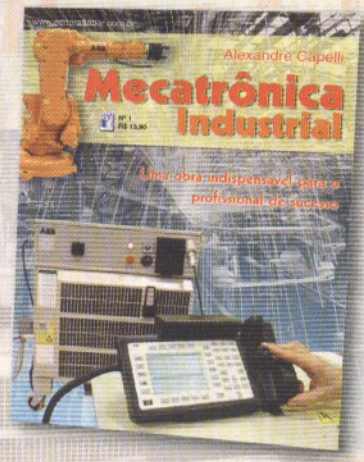
Relatórios da SIA (Semiconductor Industry Association): www.public.itrs.net

Microprocessadores Intel: www.intel.com

Sedra, A.S. and Smith, K.C. Microeletrônica. Makron Books, 2000, ISBN 85-346-1044-4 (tradução da 4ª. edição em inglês).

Afiliação do Autor: Escola Politécnica da USP – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos – Laboratório de Sistemas Integráveis: www.poli.usp.br

Mecatrônica Industrial



COMPRE JÁ!

Pedidos:
(11) 6195-5333
www.editorasaber.com.br



Novos Microcontroladores para Aplicações Portáteis

A Motorola amplia sua linha de microcontroladores de 8 bits de alto desempenho e baixa potência com 4 novos membros da família HCS08 de baixa potência para alimentação de 1,8 V. A grande vantagem desses novos componentes, que podem superar o desempenho de equivalentes de 16 bits está na sua baixa potência e alta velocidade.

Newton C. Braga

Os microcontroladores em geral têm seu desempenho ligado diretamente à sua potência. Maior desempenho significa invariavelmente maior potência necessária.

Os novos microcontroladores da série HCS08 da Motorola quebram essa regra oferecendo um desempenho elevado sem comprometer o consumo baixo de energia.

A família HCS08 da Motorola foi desenvolvida especialmente para aplicações como unidades de controle remoto universais que têm por principal característica permanecer inativas por longos intervalos de tempo.

Outras aplicações possíveis são equipamentos portáteis, medidores de serviços públicos, sistemas de segurança e sem fio utilizados na indústria e consumo.

Na **figura 1** temos um diagrama de blocos dos novos microcontroladores a partir do qual podemos analisar suas principais características compreendendo o porque das vantagens apregoadas.

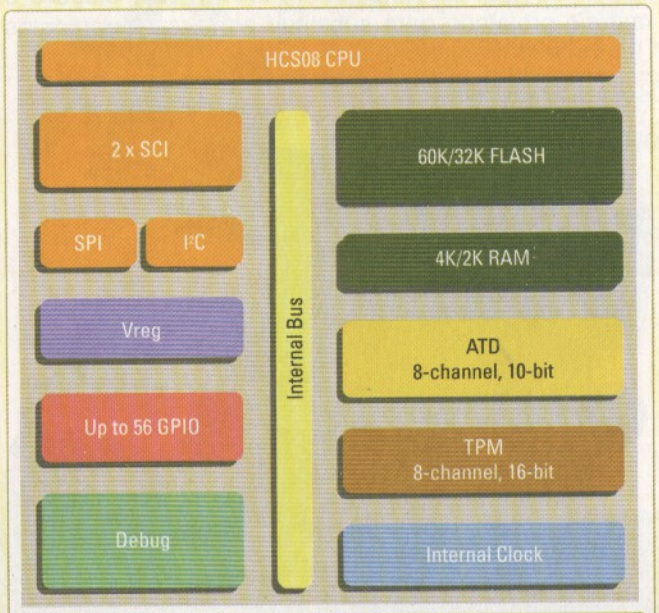


Figura 1 - Diagrama de blocos do HCS08.

CARACTERÍSTICAS

- Diversos modos de administração de consumo, incluindo um modo de parada que o leva a drenar apenas 20 nA de corrente.
- Despertador automático de componente zero a partir de "stop" para reduzir os custos e reduzir a potência para apenas 0,7 µA.
- CPU de até 40 MHz com barramento de 20 MHz a 2,1 V, e CPU de 10 MHz com *bus* de 8 MHz a 1,8 V.
- Gerador de *clock* interno programável com compensação de temperatura e tensão (desvio típico menor que 2%) projetado para maior confiabilidade, partida rápida e baixo custo.
- Reprogramação na aplicação e armazenamento de dados através de tecnologia *flash* de terceira geração de 0,25 mícrons.
- Alto grau de integração com quatro portas de comunicação em série e 8 temporizadores/PWMs, além de conversor analógico/digital de 8 canais com 10 bits de resolução e especificado até 1,8 V.

GERENCIAMENTO DE ENERGIA

Um dos pontos importantes a ser destacado nos microcontroladores da família HCS08 é a inclusão de uma Calculadora de Vída de Bateria, exclusiva da Motorola.

Trata-se de uma ferramenta que ajuda os projetistas de sistemas a avaliarem a potência disponível e a expectativa de vida da bateria.

A calculadora examina diversos parâmetros que influem na operação e no ambiente, tais como:

- Porcentagem do tempo em que o HCS08 operará nos diversos modos.
- Freqüência com que o sistema utilizará o conversor analógico/digital, interrupção de baixa tensão ou ainda interrupção em tempo real.
- Qual é a velocidade do sistema.
- Variação de tensão e temperatura na operação do sistema.

Introduzidos esses dados, a calculadora determina imediatamente a vida útil da bateria.

O software interativo é orientado para o usuário, o que permite que os projetistas ajustem os parâmetros dos produtos de modo a maximizar o desempenho do sistema.

Os leitores interessados podem examinar essa ferramenta no *site* da Motorola em www.motorola.com/mcu

O HCS08 tem diversos modos de gerenciamento de energia:

- *Ultra-lowpower down Stop 1 Mode* – neste modo de operação a corrente drenada é tipicamente de 2 nA com alimentação de 2 V.
- *Partical powerdown Stop 2* – modalidade em que o consumo é de 400 nA com alimentação de 2 V.
- *Normal Stop 3* - onde a corrente é tipicamente de 500 nA com alimentação de 2 V.
- *Optional auto-wakeup timer* – esta modalidade tem um oscilador interno de 2 kHz, que pode operar tanto nos modos Stop 2 como Stop 3 para "acordar" periodicamente a CPU com um acréscimo típico de corrente de 300 nA.

O gerador de clock programável *on-chip* é outro recurso importante para o gerenciamento de energia.

Esse gerador pode ser programado para operar em freqüências de barramento entre 4 MHz e 20 MHz.

Com isso, é possível:

- Usar o oscilador interno programável para uma partida rápida.
- Obter uma operação muito estável no tempo e temperatura.
- Eliminar a necessidade de componentes externos, diminuindo assim os custos do sistema.

Fontes externas de *clock* de 32 kHz ou de maior freqüência podem ser comutadas.

A divisão de freqüência pode ser feita por programação.

Um conversor de A/D de 10 bits é especificado para operar com precisão e confiabilidade com tensões tão baixas quanto 1,8 V e com erro nominal 1,1 LSB.

TECNOLOGIA FLASH DE TERCEIRA GERAÇÃO

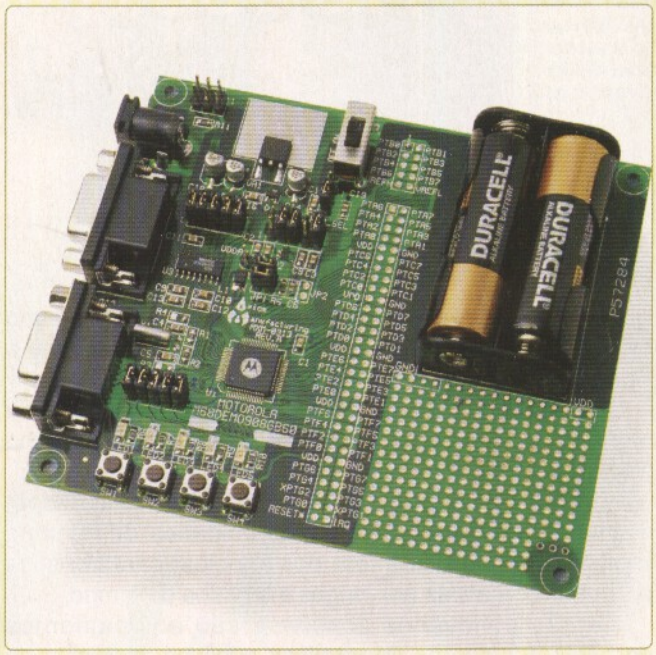
Os dispositivos da família HCS08 empregam memórias *Flash* de tecnologia de terceira geração de 0,25 mícrons.

Essas memórias podem ser gravadas e apagadas até 100 000 vezes.

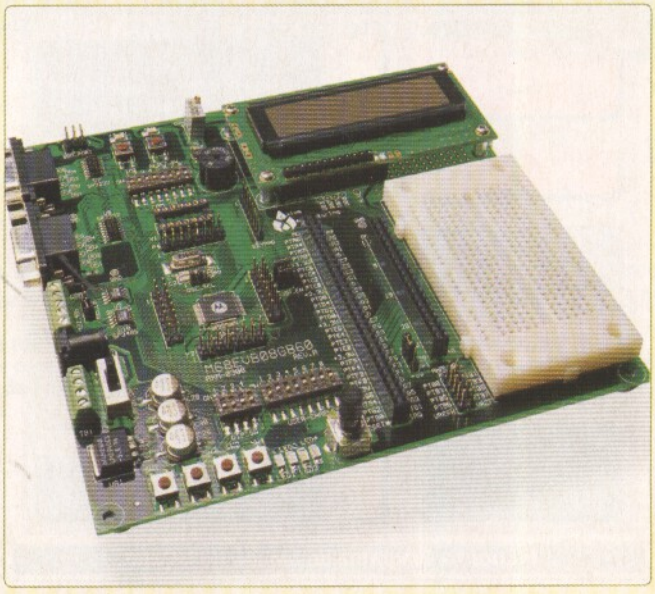
Além disso, elas podem reter os dados por um tempo mínimo de 15 anos, sendo 100 anos um valor típico a considerar.

A leitura pode ser feita com tensões a partir de 1,8 V e a gravação com tensões a partir de 2,1 V.

FERRAMENTAS DE DESENVOLVIMENTO



Os dispositivos da família HCS08 oferecem uma ferramenta para depuração que utiliza um só cabo (BDM) para emulação no *chip*, com hardware de disparo e rastreio projetado para substituir as caras ferramentas



de desenvolvimento dos produtos concorrentes.

Uma placa de demonstração operada por bateria é a M68DEM0908 GB60, a qual pode ser útil para os projetistas de sistemas que desejam familiarizar-se com os novos microcontroladores da série HCS08.

Esta plataforma de desenvolvimento vem equipada com o Ambiente de Desenvolvimento *Metrowerks CodeWarrior* (Edição Especial) para o HCS08 e com o código de demonstração.

Ela inclui também um gerador automático de código *Processor Expert*, projetado para diminuir o tempo de desenvolvimento e melhorar a qualidade do código.

A placa de avaliação MC9S08GB60 também está disponível com um dispositivo GB60 de 64 pinos, *display LCD* grande, potenciômetro, *push-buttons* e uma ampla área de montagem de protótipo. Uma fonte de alimentação é incluída.

OS MICROCONTROLADORES DISPONÍVEIS

A família HCS08 prevê o lançamento de 37 dispositivos durante o ano de 2003.

Atualmente são 4 os membros que estão disponíveis: MC9S08GB60, MC9S08GB32, MC9S08GT60 e MC9S08GT32.

Destacamos, nestes componentes:

a) CPU

- Compatível em código-objeto com as arquiteturas Motorola 68HC05 e 88HC08 para maior facilidade de migração.
- Proporciona a maior performance exigida para muitas aplicações de 8 bits com um ciclo de instrução tão rápido quanto 50 ns (min) em barramento de 20 MHz.
- *Set* de instruções eficiente e fácil de usar

b) Memória

- Memória *flash* reprogramável de até 60 k bytes
- RAM *on-chip* de até 4 kbytes

c) Periféricos

- Até 8 canais de *timer* programáveis de 16 bits com captura de entrada selecionável, comparação de saída ou PWM.
- Gerador interno de *clock*
- A/D de 10 bits
- Serial extensiva com dois módulos de comunicação assíncrona (SCIs) e um módulo de comunicação síncrona (SPI), além de módulo de comunicação I^2C.
- I/O flexível, projetado para acionar diretamente LEDs e outros circuitos eliminando, assim, a necessidade de circuitos *drivers*
- Proteção integrada de sistema
- Invólucros 64 OFP, 44 OFP e 42 SDIP.

Perdendo tempo e dinheiro com a Internet?

Cuidamos de seu servidor
para que você possa cuidar de seus negócios.

jumpline (11) 4229 0500

IP Dedicado
Co-location
Compartilhamento de Internet

Hospedagem de Sites
Acesso Banda Larga (Speedy)
Acesso Discado
Acesso Nacional

Servidor de e-mail protegido por anti-vírus, tecnologias POP3 e IMAP.

SILICOM
INTERNET PROVIDER

Rua Cantagalo, 2340 - cjtos 2 / 4 - CEP 03319-002 - São Paulo - SP
Tel.: (11) 6198.2526 / Fax: (11) 6198.3467 - www.silicom.com.br

CONSTRUA UM PLC COM MICROCONTROLADOR 8051

Freqüentemente precisamos executar pequenas automações onde, se analisarmos a relação custo/benefício, a utilização de PLCs não é a melhor opção. O circuito proposto neste artigo é um hardware básico, que pode substituir um controlador lógico programável de pequeno porte. Na versão construída por nosso departamento técnico temos oito entradas e dezesseis saídas digitais, além de duas analógicas. Contudo, a arquitetura é aberta, permitindo que o circuito adeque-se a uma necessidade em particular.

Alexandre Capelli

O CIRCUITO

A **figura 1** mostra o esquema completo do circuito. Notem que não há segredo algum, visto que o microcontrolador utilizado é o ATMEL 89LS8252, que funciona com o mesmo SET de instruções do 8051.

No projeto, acrescentamos um *display* tipo LCD que faz papel de IHM (Interface Homem-Máquina). Embora tenha sido utilizado um de dezesseis colunas por duas linhas, outros tipos de *displays* alfanuméricos podem ser empregados (16 x 4, por exemplo).

Como entrada, temos oito *push-buttons* tipo NF, que passam por um *latch* (74S373) antes do microcontrolador.

A interface I/O é transistorizada (TIP 122, transistor Darlington) e isolada opticamente do ATMEL (TIL 111). Essa técnica aumenta a segurança de dispositivo (isola a etapa de controle da potência) e evita que ruídos elétricos atrapalhem o processamento.

O conversor analógico/digital escolhido foi o ADC 0804, de 8 bits. Caso seja necessário, pode-se utilizar mais do que dois. O circuito opera com 5 Vcc, que pode ser obtido de uma fonte externa comum.

O PROTÓTIPO

A **figura 2** mostra nosso protótipo. Uma característica interessante é a sua modularização. O circuito de controle pode funcionar independentemente dos demais, e toda a periferia (conversores A/D, I/Os, etc.) pode ser acrescida de acordo com a necessidade.

APLICAÇÃO

Como já foi comentado, a arquitetura do projeto é aberta. Sensores e chaves fins-de-curso, por exemplo, podem substituir os *push-buttons* da entrada. Amplificadores operacionais podem compatibilizar níveis de tensão de um sensor qualquer antes do conversor A/D. Enfim, há várias possibilidades para o uso desse dispositivo.

A nossa Redação, entretanto, optou por um bastante comum na indústria e, diga-se de passagem, que pode agregar muito valor ao usuário: o *retrofitting* de uma máquina.

O nosso "case" trata de uma máquina utilizada no resfriamento e transporte de peças oriundas da fundição.

O painel elétrico original, feito por cerca de seis relés temporizadores, dez contatores e vários "quilos" de fios e cabos, foi substituído, com sucesso, por um simples microcontrolador.

O custo inicial de aproximadamente três mil reais caiu para seiscentos reais. Além do preço, outras vantagens foram atribuídas. A máquina original não oferecia nenhum (ou quase nenhum) recurso de sinalização ao operador. Hoje, ela já tem:

- informação do valor real da temperatura do processo
- senha de acesso
- status da máquina
- sinalização auxiliar
- alarmes.

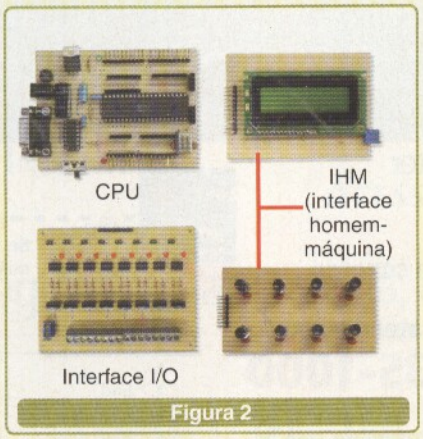


Figura 2

PROGRAMAÇÃO

É claro que não há um "código-fonte" padrão para esse PLC, visto que esse depende da necessidade e características de cada aplicação. Mas o leitor poderá utilizar a linguagem que achar mais conveniente.

CONCLUSÃO

Nos próximos números vamos apresentar, passo-a-passo, o nosso caso de *retrofitting*. Aliás, pretendemos fazer disso uma prática de agora em diante.

Caso você tenha uma necessidade parecida, ou, no seu entender, um projeto semelhante a este, poderá ser a solução do seu problema. Então, envie os dados à nossa Redação.

O mesmo vale para quem já resolveu o problema, porém, gostaria de compartilhar sua experiência com os demais leitores.

Em resumo a sua solicitação poderá ser atendida na forma de uma ótima matéria.

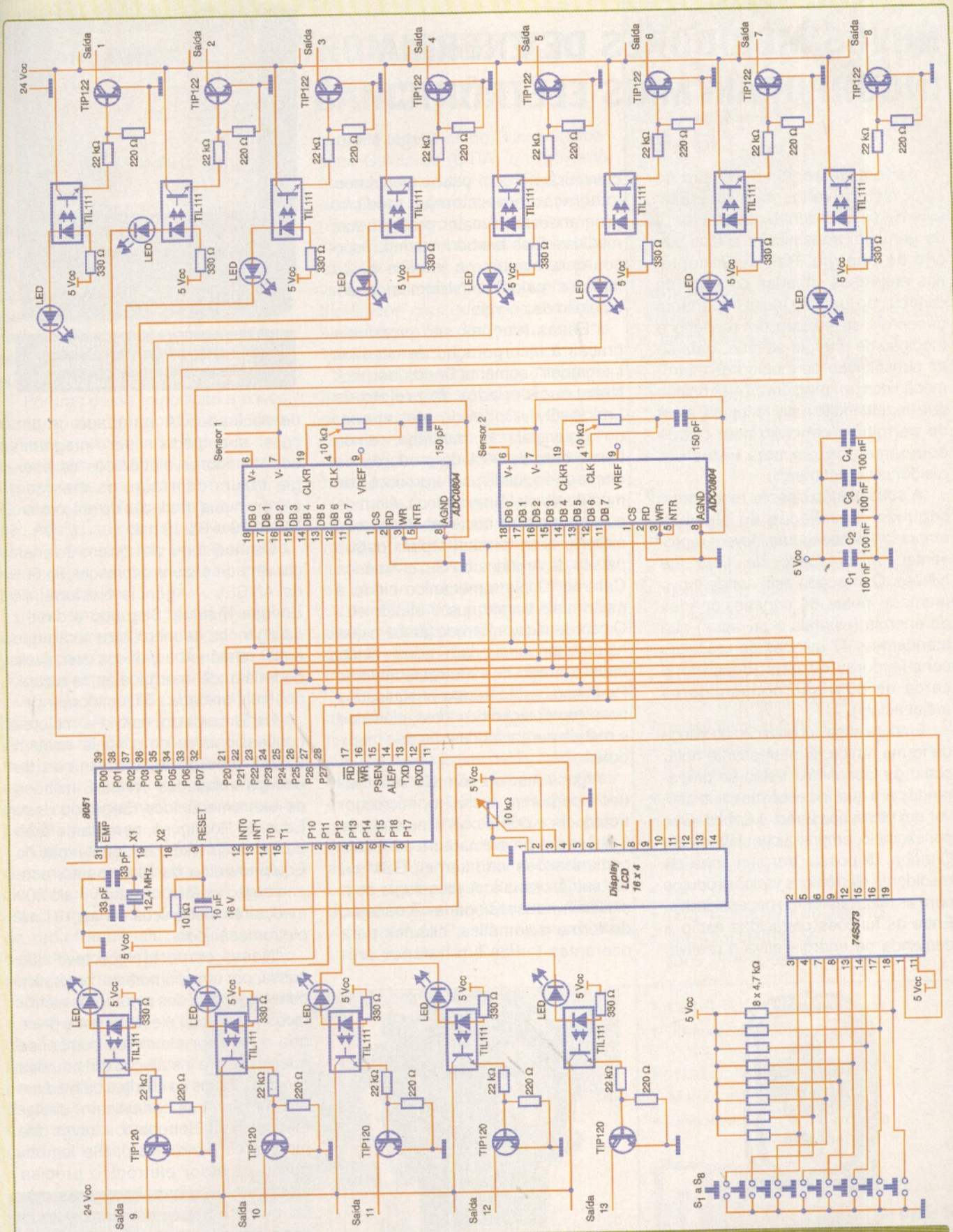

24 Vcc
Saída 1
Saída 2
Saída 3
Saída 4
Saída 5
Saída 6
Saída 7
Saída 8
TIP122
22 kΩ
220 Ω
TIL111
330 Ω
LED
5 Vcc
Sensor 1
Sensor 2
ADC0804
10 kΩ
150 pF
100 nF
8051
12,4 MHz
33 pF
10 µF
16 V
Display LCD 16 x 4
74S373
8 x 4,7 kΩ
TIP120
Saída 9
Saída 10
Saída 11
Saída 12
Saída 13
S1 a S8

Figura 1

NOVOS MEDIDORES DE ENERGIA INCORPORAM MAIS ELETRÔNICA

Sérgio Vieira

Após a desregulamentação do setor elétrico vários mercados passaram a se abrir dentro das empresas de geração, transmissão e distribuição de energia. Particularmente, nas empresas situadas no setor de distribuição, um fato muito importante desenrola-se no que diz respeito a medição de energia elétrica. Trata-se da substituição de medidores eletromecânicos por medidores eletrônicos que trazem muito mais recursos, além de permitir a conexão com outros equipamentos em uma indústria, residência ou comércio.

A substituição desses medidores, segundo a avaliação de algumas empresas fornecedoras, deverá representar um mercado de US$ 2,8 bilhões. O mercado está sendo movimentado pelas 64 concessionárias de energia (estatais e privadas) que atendem às 47 milhões de unidades consumidoras do país (desse total cerca de 85% são consumidores residenciais).

Embora essa substituição aconteça de forma tímida, é interessante notar como os fabricantes estão se preparando para quando esse mercado estiver em pleno consumo. A Lands+Gyr, por exemplo, empresa com fábrica em Curitiba, já possui em sua linha de medidores eletrônicos vários produtos para as mais diferentes necessidades. Entre as funções oferecidas estão a demanda de energia ativa e reativa, comunicação com outros medidores, integração em sistemas, medição de grandezas e maior precisão nas medidas. Eles também trazem recursos para combate a fraudes e aos famosos "gatos" em sistemas de distribuição de energia.

"Essas funções são possíveis graças à incorporação de circuitos integrados", comenta Carlos Iescheck Neto, coordenador de projeto da Lands+Gyr. Segundo ele, apesar do potencial do mercado, ainda hoje, cerca de 90% da produção da empresa é voltada para a produção de medidores eletromecânicos. Além de cobrir o território nacional, a empresa exporta seus produtos para outros países da América do Sul e América Central. "O eletromecânico ainda é muito mais barato que o eletrônico". O coordenador informou também que há uma tendência para reduzir ainda mais o preço dos eletromecânicos. Para isso, estão sendo pesquisados nova composição de vidros, plásticos e metais para a fabricação dos medidores.

Alguns medidores mais sofisticados incorporam, inclusive, microcontroladores e DSPs com uma série de funções pré-programadas e permitem comunicações via Internet, GSM ou via saídas seriais. A tecnologia possibilita à concessionária remanejar, de forma automática, clientes para diferentes tarifas em horários pré-



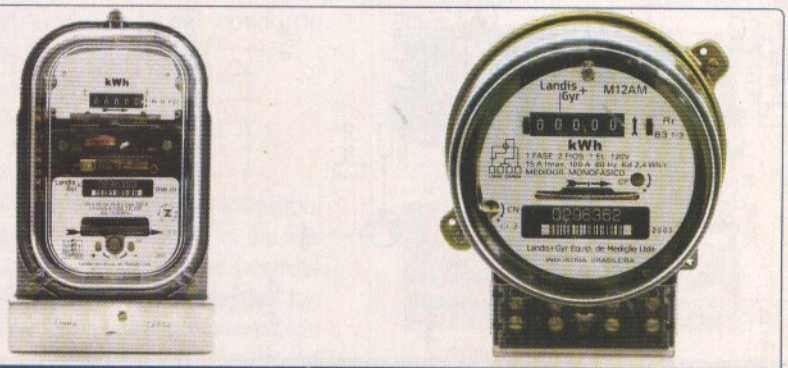
Medidor eletrônico: Eletropaulo possui 27 mil equipamentos na sua área de concessão.

determinados. A variedade de funções que podem ser integradas aos medidores eletrônicos de energia fazem com que, os mesmos, entrem numa oscilação de preço entre R$ 40,00 e R$ 10 mil.

Os medidores eletrônicos de energia vêm de encontro à resolução 505 da ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica. Segundo a diretriz da agência, os medidores terão que emitir relatórios e gráficos dos níveis de tensão de energia elétrica recebidos pela unidade consumidora.

Na Eletropaulo, uma das maiores concessionárias do país, já existem 27 mil medidores eletrônicos de energia instalados contra 5 milhões de eletromecânicos. Segundo José Eduardo Rodrigues, gerente de área do Centro Técnico de Manutenção de Equipamentos da Eletropaulo, este ano serão instalados ainda mais 200 medidores eletrônicos contra 181 mil eletromecânicos.

"Nosso corpo técnico teve que passar por um aprimoramento técnico com a chegada dos medidores eletrônicos", destacou ele. O gerente disse que o medidor eletrônico compensa apenas para a instalação em grandes clientes. "Todos os clientes de média e alta tensão já se comunicam diretamente com a Eletropaulo através dos medidores eletrônicos". Ele lembra que o medidor eletrônico precisa ainda vencer a barreira de sua vida útil que é de apenas quatro a cinco anos, enquanto que o eletromecânico é substituído a cada 30 anos.



Existem 5 milhões de medidores eletromecânicos na área da Eletropaulo.

EXPOSIÇÃO ELETROMAGNÉTICA PODE DAR CÂNCER?

A partir de julho de 2004, todas as emissoras que operam na radiofreqüência entre 9 kHz e 300 GHz terão que emitir junto à ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações - um relatório de exposição de funcionários a campos de radiação elétricos, magnéticos e eletromagnéticos. A resolução, de número 303, foi publicada no dia 2 de julho de 2002 e considerou uma série de consultas públicas recebidas pela agência.

Por trás dessa exposição a esses campos eletromagnéticos há uma polêmica envolvendo acadêmicos, operadoras de telefonia, associação de usuários, médicos e, é claro, o Governo. Cientificamente parece que não existe nada de comprovado, mas estatisticamente há uma polêmica no ar: A exposição a esses campos pode dar câncer?

Pelo sim ou pelo não, a medição desses campos já é obrigatória em outros países e estendeu-se ao uso dos aparelhos celulares. A polêmica teve início em 1993 quando o americano David Raynard perdeu a esposa vítima de câncer de cérebro. Ele apareceu em um programa de televisão ao vivo e alegou que sua esposa usava constantemente o celular muito próximo à cabeça.

Geralmente, os telefones móveis comunicam-se em ondas de freqüência entre 800 e 1800 MHz. Especialistas argumentam que a radiação da radiofreqüência, não-ionizante, emitida pelos telefones celulares não consegue quebrar cadeias químicas e nenhuma alteração é observada no tecido biológico. A prova cabal sobre os danos à saúde está sendo buscada pela Associação das Indústrias de Telecomunicações Celulares (CTIA) e o governo americano, através da FDA (*Foods and Drugs Administration*) e a FCC (*Federal Communications Commission*). Estão sendo investidos cerca de US$ 35 milhões em pesquisas para verificar se existem potenciais danos biológicos causados pela emissão eletromagnética dos celulares e de suas antenas.

Mas, como saber a quantidade de radiação eletromagnética a que uma pessoa está exposta? Essa medição pode ser feita manualmente através de uma série de contas (que levam horas para serem realizadas), ou simplesmente com o uso de um medidor de banda larga que, em segundos, mostra qual a quantidade de volts a que uma pessoa está exposta. A equipe de reportagem da Revista Saber Eletrônica acompanhou uma dessas medições em um local com grande concentração de campos eletromagnéticos: a Avenida Paulista.

Eduardo Bicudo, diretor de ensino da Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão e Telecomunicações (SET) e responsável pelas medições, até o momento, não encontrou índices de radiação maiores que 28 volts por metro – limite estabelecido pela ANATEL - nos transmissores da avenida. Todo o trabalho do diretor estará sendo apresentado no início de agosto no *Fórum de Sustentabilidade Ambiental do Brasil*, na Assembléia Legislativa de São Paulo.



Eduardo Bicudo medindo emissão eletromagnética em plena Avenida Paulista.

Medidor de Radiação Não Ionizante



AMRA MTI CHAUVIN ARNOUX
Apparecchi di Misura - Relè - Automatismi

Aplicações
- Resolução 303 de 02/07/2002 Anatel
- Broadcasting-(TV-AM-FM)
- Antenas para telecomunicações
- Transmissores
- Instalações em redes celulares
- Medidas gerais de RF
- Manutenção em campo

Segurança no Trabalho
- Exposição ocupacional
- Exposição ambiental
- Vazamento em fornos microondas
- Equipamentos industriais (Aquecimento por RF)

Características
- Banda larga 100 kHz a 2,5 GHz
- Versão Isotrópico C.A. 43
- Versão Vertical C.A. 41
- Sensibilidade elevada 0,1 V/m ou 0,1 uW/cm²
- Próprio para GSM
- Scan memória (1920 posições)
- Alarme integrado
- Interface óptica
- Porta serial
- Leituras V/m, A/m ou uW/cm2
- Software EMIGRAPH (DOS, Win 95/98)
- Selo CE
- Certificação COFRAC / Namas
- 30 horas de autonomia

Portátil
- Maleta plástica alto impacto
- Disponível para demonstração

Distribuidor Exclusivo

ICR Ind. e Com. de Relés Ltda.
Av. General Ataliba Leonel, 3.381/3
CEP 02242-001 São Paulo SP
Tel. / Fax: 11 6951-9476 / 6949-4265 / 5483-6989-8364
www.icr-reles.com.br / e-mail: icr@icr-reles.com.br

INTERFACE DE AQUISIÇÃO DE DADOS COM VISUAL C++

UTILIZE A PORTA PARALELA PARA MONITORAR ATÉ 5 CANAIS.

Interfaces de aquisição de dados ou analisadores lógicos permitem observar graficamente o estado dos sinais digitais. O código que apresentamos mostra como implementar um analisador ou interface através da porta paralela para monitorar 5 canais com uma resolução de 10 Hz. Para desenvolver este aplicativo foi utilizada a plataforma SDK (*Software Development Kit*) da Microsoft Visual C++, versão 6.

Alfonso Pérez

O CIRCUITO

A **figura 1** mostra o circuito de interface entre os sinais a analisar e o computador. O analisador possui 5 canais de entrada com resolução de 10 Hz, denominados: A, B, C, D e E. Os sinais a analisar devem ter níveis lógicos 0 e 5 V. Foi usada a porta paralela LPT1 como entrada para os sinais.

A porta paralela possui 3 registros: o de estado, de controle e de dados. O registro de estado é de entrada e está localizado no endereço 0x379 e tem 5 pinos disponíveis (bit3, bit4, bit5, bit6 e bit7). Nestes bits são lidos os estados dos canais A, B,C D e E. Observe na **figura 2** a distribuição dos pinos para o conector DB-25 da porta paralela. A figura 2A mostra os pinos usados como entradas do analisador. A figura 2b exibe os pinos para os outros dois registros (dados e controle) os quais são utilizados pelo analisador.

O símbolo # indica que o nível lógico lido é invertido (lógica negativa). Isso significa que se o pino de entrada tem um nível lógico baixo (0 V), ele é invertido internamente para um nível lógico alto (5 V). Por isso, note com especial cuidado o canal E correspondente ao bit 7 do registro de estado e o pino 11 do conector da porta paralela. Note no programa que, quando se lê o canal E, é necessário agregar mais linhas de código.

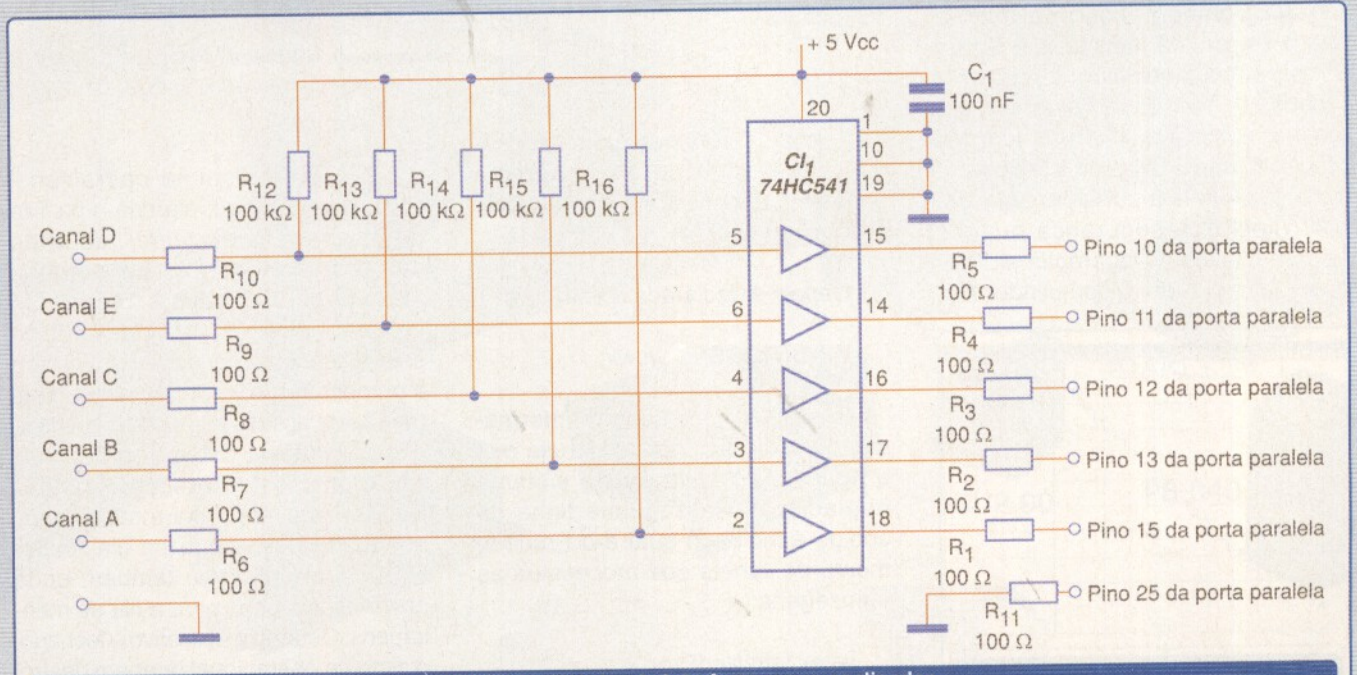


Figura 1 - Circuito de Interface para o analisador

a)

Porta	Pinos	Sentido	Bit
3 7 9 h	11 #	←	7
	10	←	6
	12	←	5
	13	←	4
	15	←	3

b)

Porta	Pinos	Sentido	Bit
3 7 8 h	9	→	7
	8	→	6
	7	→	5
	6	→	4
	5	→	3
	4	→	2
	3	→	1
	2	→	0
3 7 A h	17#	←/→	3
	16	←/→	2
	14#	←/→	1
	1#	←/→	0

Figura 2 - Pinos da porta

O PROGRAMA

Este aplicativo foi desenvolvido usando Visual C++ versão 6 e rodando no Windows 98/Me. Antes de prosseguir a leitura, aconselhamos ao leitor imprimir a listagem do código principal do programa, e que pode ser obtido em nossa seção de download (www.sabereletronica.com.br). Dessa forma, a compreensão do texto a seguir se tornará mais fácil. A **figura 3** ilustra uma janela com o programa rodando. A finalidade deste artigo é mostrar como trabalham as funções na plataforma SDK para Windows. A instrução que lê a porta paralela tem o privilégio de segurança quando se usa o sistema operacional Windows XP, portanto, o compilador não roda, emitindo um aviso quando isso ocorre.

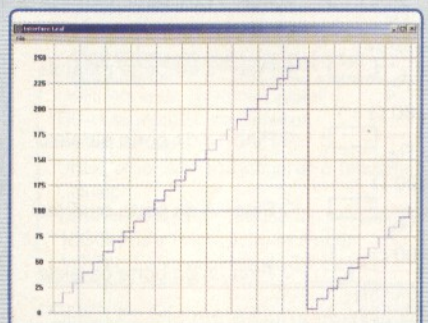


Figura 3 - Janela da interface gráfica.

A função WinMain é o ponto de entrada para as aplicações baseadas em sistemas operacionais Windows de 32 bits (Win32). Essa função inicia a aplicação, mostra a janela principal e entra num bloco onde são obtidas as mensagens enviadas pelo sistema operacional para a aplicação. As aplicações Win32 usam mensagens para efetuar a comunicação entre o sistema operacional e a aplicação. Por exemplo, quando se pressiona o pulsador direito do *mouse*, o sistema operacional envia uma mensagem chamada WM_RBUTTONDOWN para informar ao aplicativo esse fato. O aplicativo recebe a mensagem e a processa de acordo com as funções desenvolvidas pelo programador para esse evento.

Cada aplicativo Win32 que mostra uma janela na tela do monitor também informa ao sistema operacional qual será a rotina que recebe e processa as mensagens. Assim, dentro dessa rotina pode-se selecionar a mensagem e chamar as funções que o programador elaborou. A rotina que recebe e processa as mensagens é chamada "Procedimento de Janela". Para o caso desse programa, a função WindProc é o procedimento de janela. Observe, no código, como trabalha a função Win Main. Note a declaração da estrutura.

```
MSG msg;
```

Essa estrutura contém a informação necessária para o programa processar a mensagem enviada pelo sistema operacional.

Depois é declarada a estrutura:

```
WNDCLASSEX wcwx;
```

Essa estrutura contém informação do estilo e classe de janela que o aplicativo registrará no sistema operacional. Na seguinte linha de código é indicado qual é o Procedimento de Janela que processará as mensagens:

```
wcex.lpfnWndProc =
(WNDPROC)WndProc;
```

Depois de chamar a estrutura WNDCLASSEX wcex, é necessário passá-la para o sistema operacional. A função RegisterClassEx registra a janela no sistema operacional:

```
RegisterClassEx(&wcex);
```

Note que essa função toma como parâmetro o endereço da estrutura WNDCLASSEX wcex, onde está contida a informação da classe de janela a registrar.

As funções Create Window, ShowWindow e UpdateWindow visualizam a janela que se observa na tela do monitor quando um aplicativo é executado.

Finalmente, o programa entra no bloco de mensagens de aplicação. A função GetMessage retira as mensagens enviadas pelo sistema operacional e a função DispactchMessage os envia para o Procedimento de Janela (função WindProc). As seguintes linhas de código formam o bloco de mensagens:

```
// Bloco de Mensagens.
// Se há mensagens, a função GetMessage as retira
//da fila de mensagens.

while (GetMessage(&msg, NULL, 0, 0))
{
    TranslateMessage(&msg);
    DispatchMessage(&msg);
}
```

Quando o sistema operacional inicia um aplicativo, ele cria uma Fila de mensagens ou *buffer*, de onde são armazenadas as mensagens (estruturas tipo MSG). A fila é um buffer tipo FIFO (*First-in First-Out*), ou seja, a primeira mensagem a entrar é a primeira a sair. A fila de mensagens para cada aplicativo é criada, mantida e atualizada pelo sistema operacional, isto é, quando se executa a função GetMessage, ela retira a mensagens adequada que segue na fila (buffer FIFO). Um aplicativo também pode enviar mensagens para a fila de mensagens. Quando o aplicativo é fechado, o sistema operacional também destrói sua fila de mensagens.

Observe no código:

O Procedimento de Janela (a função WindProc). Esta função seleciona as mensagens e as processa.

A função TimerFunc processa os eventos do *timer*.

A função ReadPort envia os parâmetros corretos para a função que desenha cada canal A, B, C, D ou E na janela.

A função principal do circuito é a função DRAW. Essa função desenha os estados dos canais A, B, C, D e E. Note que, para cada canal, é usado um deslocamento da coordenada Y. A **figura 4** apresenta o fluxograma que se executa nessa função. Modificando o código, podem ser adicionadas outras funções como armazenar os sinais dos canais em disco rígido, mudar as cores para cada canal, etc.

Nota: os arquivos-fontes para este aplicativo podem ser obtidos pela Internet no endereço:

www.sabereletronica.com.br

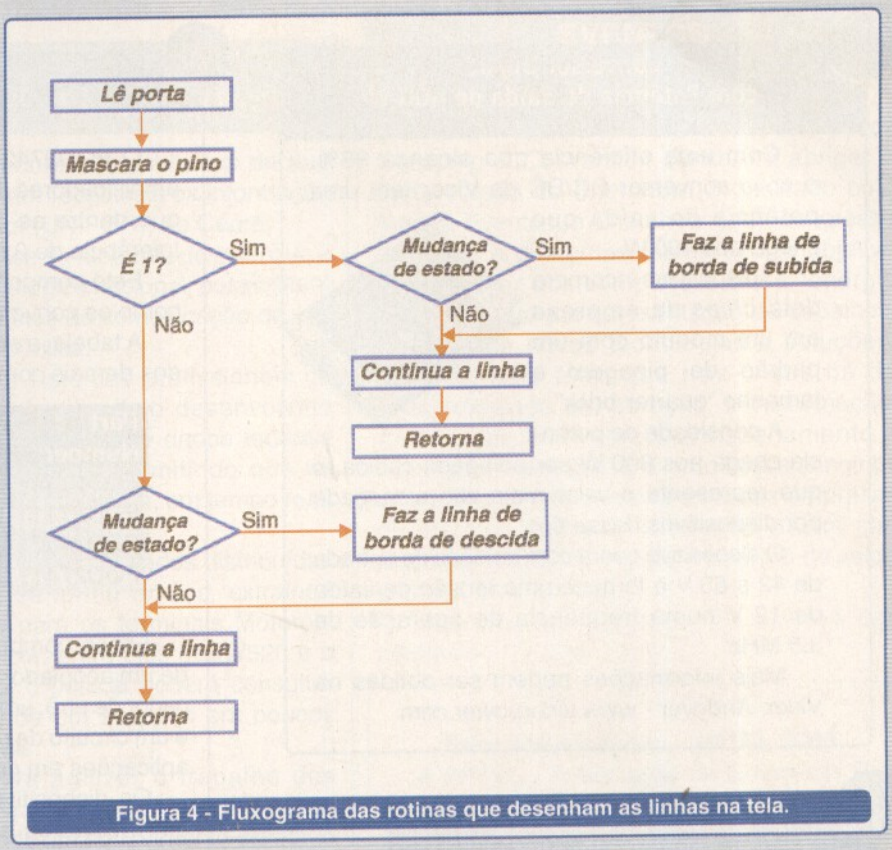
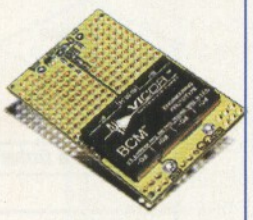


Figura 4 - Fluxograma das rotinas que desenham as linhas na tela.



Conversor DC/DC com Potência de Saída de 400 W

Com uma eficiência que alcança 96%, o novo conversor DC/DC da Vicor tem uma potência de saída que chega aos 400 W.



O dispositivo incorpora dois *chips* da empresa em um módulo com um padrão de pinagem e tamanho "quarter-brick".

A densidade de potência chega aos 800 W por polegada cúbica, o que representa o valor mais alto alcançado por dispositivos desse tipo.

O dispositivo opera com tensões de entrada de 42 a 53 V e fornece uma tensão de saída de 12 V numa freqüência de operação de 3,5 MHz.

Mais informações podem ser obtidas na Vicor, Andover - www.vicorpower.com

Transmissores de Quadratura de Banda Dupla para Telefones Celulares -Maxim

O circuito integrado MAX2361 e outros da mesma série, da Maxim, configuram um transmissor completo de modo triplo para banda dupla indicado para aplicações em telefones celulares.

O dispositivo apresenta uma entrada diferencial I/Q com conversão para FI através de um modulador em quadratura.

O amplificador de FI tem ganho variável e o sinal é roteado externamente através de um filtro passa-faixa e convertido novamente para RF.

A presença de dois osciladores controlados por tensão (VCOs), duas portas FI, e duas entradas de RF além de três portas drivers de saída, o tornam muito flexível no uso.

O MAX2363 opera com faixa única, modo simples (PCS), enquanto que o MAX2365 opera no modo dual em faixa simples.

Todos eles são fornecidos em invólucro QFN-EP de 48 pinos e são especificados para operarem numa faixa de temperaturas de -40 a +65 °C.

Mais informações em: www.maxim-ic.com

Amplificador de Erro Opticamente Isolado, da Fairchild

O FOD2742 é o quarto membro de uma família de amplificadores de erro opticamente isolados, da Fairchild, que dentre as características de destaque apresenta a tolerância de 0,5% e tamanho ultrapequeno.

Este componente é ideal para aplicações compactas como os conversores DC/DC.

A tabela, a seguir, fornece as principais características dos demais componentes desta família.

Part Number	V_{REF}	Best Tolerance	V_{ISO}	Package
FOD2712	1,24V	1%	2,5kV	SOIC
FOD2711	1,24V	1%	5,0kV	DIP8
FOD2742	2,5V	0,5%	2,5kV	SOIC
FOD2741	2,5V	0,5%	5,0kV	DIP8

Esses componentes consistem de um acoplador óptico, um amplificador de erro, uma fonte de precisão e um circuito de realimentação para aplicações em controle.



Os dispositivos são fornecidos em invólucros de 8 pinos, sendo apresentados com tolerâncias de 0,5, 1 e 2%.

Mais informações em: www.fairchildsemi.com

Texas lança o Mais Rápido Conversor Analógico/Digital de 18 bits

Extendendo sua linha de conversores delta-sigma, a Texas Instruments lançou recentemente o mais rápido de todos os conversores analógicos-digitais de 18 bits através de sua empresa coligada Burr-Brown.

O ADS1625 pode realizar 1,25 mega-amostragens por segundo (MSPS), característica ideal para aplicações em instrumentação científica, equipamentos automáticos de teste, aquisição de dadas e imagem para uso médico. O ADS1625 tem uma relação sinal/ruído de 93 dB, uma distorção harmônica total de -101 dB, uma faixa de entrada de 615 kHz (-3dB) e um *ripple* de banda passante menor do que +/- 0,0025 dB para 550 kHz.

O sinal de entrada é medido em relação a uma tensão de referência gerada pelo *chip* ou fornecida externamente.

A saída digital é fornecida por uma interface paralela que pode ser conectada diretamente aos elementos da família de DSPs TMS320C6000. O dispositivo opera com uma tensão analógica de 5 V e uma tensão de 3 V digital.

A fonte digital I/O opera de +2,7 a +5,25 V, possibilitando assim um interfaceamento com grande quantidade de dispositivos digitais.

A dissipação de potência é fixada por um resistor externo e pode ser reduzida com a operação em velocidades mais baixas (150 mW para 515 mW).

Informações em: dataconverter.ti.com/sc03145.

Motorola e Universidade de Fortaleza desenvolvem Software para a Área de Segurança Pública

A Motorola está colhendo os primeiros resultados de sua parceria com o Núcleo de Aplicação em Tecnologia da Informação (NATI), da Universidade de Fortaleza (UNIFOR), no Ceará.

A iniciativa, que faz parte da política da Motorola de incentivo à pesquisa e ao desenvolvimento tecnológico nacional, possibilitará à empresa oferecer soluções completas de comunicação de voz e dados para a área de segurança pública.

Já em fase final de testes nos sistemas profissionais de comunicação sem fio da Motorola, o produto desenvolvido pelo NATI é uma interface entre os bancos de dados federais e o software *Motorola Message Switch*, permitindo que os usuários da área de segurança pública acessem, em tempo real, informações essenciais para seu dia-a-dia.

O produto realiza pesquisas em bases de dados distribuídas e não-estruturadas, como HTML, de forma *on-line*, extraindo informações e disponibilizando-as para os terminais Motorola usados dentro das viaturas de polícia, entre eles o MW520 e o recém-lançado MW800. Com isso, o policial poderá consultar a chapa de um carro ou a digital de um suspeito em poucos segundos, por meio desses terminais.

O resultado dessa parceria irá agilizar o trabalho dos profissionais de segurança pública, uma vez que o usuário conseguirá visualizar dados a partir de um equipamento instalado dentro do carro, com conexão sem fio.

No projeto, que teve início em outubro do ano passado, foram utilizadas soluções baseadas em padrões conhecidos como *design patterns* - a fim de tornar exclusivo o acesso a bases de dados para a plataforma utilizada - bem como tecnologias J2EE (*Java 2 Enterprise Edition*) e XML.

A Motorola prevê, para este ano, novos investimentos em pesquisa e desenvolvimento na Universidade de Fortaleza, dando continuidade ao projeto voltado à área de segurança pública e a novas demandas de serviços que possam surgir.

Novo Regulador da National fornece Baixas Tensões de Saída com Grande Eficiência para PCs e Notebooks.

A National Semiconductor apresentou o novo regulador de tensão ajustável LM2647, de 200 a 500 kHz, com dois modos de controle de tensão, projetado para aplicações alimentadas por bateria como *notebooks*.

O LM2647 pode excitar diretamente MOSFETs de canal N, o que reduz os custos de montagem dos circuitos.



A tensão de saída pode ser tão baixa quanto 0,6 V. Ele pode operar com tensões de entrada de 5,5 V a 28 V, e em freqüências entre 200 e 500 kHz.

A precisão da referência de tensão é de 1,5 % e, além disso, ele possui diversos recursos que aumentam sua eficiência possibilitando o uso de indutores menores.

Mais informações em: http://power.national.com.

EVENTOS

Enershow 2003

Nos dias 3, 4 e 5 de setembro, o *Frei Caneca Shopping & Convention Center* irá abrigar a sexta versão do Enershow. Organizado pela Aranda Eventos, o Enershow é um congresso dedicado a diferentes temas com o objetivo de abranger por completo o tema "energia elétrica". Haverá a apresentação de trabalhos, análises de novas tecnologias e soluções, além de uma feira que traz o que há de mais avançado em geração, transformação, distribuição, conversão, armazenamento e utilização de energia. O evento busca atingir os interesses dos consumidores e das empresas de energia elétrica, mantendo assim sua importante função integradora dentro do setor. Outras informações:

ft@arandanet.com.br ou através dos telefones (11) 3824 5300.

Telecomunicações - APTEL 2003

A APTEL - Associação de Empresas Proprietárias de Infra-estrutura e de Sistemas Privados de Telecomunicações – estará realizando nos dias 12 a 13 de Agosto o IV Seminário Nacional de Telecomunicações APTEL 2003 no Rio Othon Palace, Rio de Janeiro. A taxa de inscrição é de R$ 500,00 para associado e R$ 1 mil para não associado. Juntamente com o evento acontece nos dias 11 e 12 de agosto o IV Seminário sobre BPL - *Broadband Over Powerline* – que trará os maiores especialistas mundiais sobre a tecnologia. Outras informações podem ser obtidas através do telefone (21) 2223-3253 ou diretamente no site:

www.aptel.com.br

Projete

Desde 1978, a Escola Técnica de Eletrônica de Santa Rita do Sapucaí (MG), realiza a **Projete** - exposição de projetos de eletrônica elaborados pelos alunos da instituição. Em 1981, a exposição foi aberta ao público e os alunos passaram a concorrer a prêmios. No ano de 2001 foram desenvolvidos 200 projetos, e após uma pré-avaliação de funcionalidade 139 projetos chegaram à apresentação, sendo avaliados e classificados por um júri. Para o desenvolvimento de projetos para o evento são necessários dois projetos para cada um dos 25 módulos de 40 m² (disponíveis 24 horas). Esse ano, o evento acontece de 20 a 22 de novembro. Informações: (35) 3471-5000 c/ Padre Ranieri.



Jeff Eckert

USA EM NOTÍCIAS

TECNOLOGIAS AVANÇADAS

Chip Sensor para Wireless mede apenas 5 mm quadrados

Engenheiros da Universidade de Berkeley, Califórnia (www.berkeley.edu) testaram com sucesso um *chip* sensor chamado "Spec" que integra sensores e transmissores numa plataforma que mede apenas 5 mm quadrados.

O dispositivo foi desenvolvido como um elemento dos projetos SmartDust e TinyOS, que são parte da pesquisa do Centro de Tecnologia da Informação da UC Berkeley.

Os projetos visam criar dispositivos sensores de baixo custo ou "motes", até alcançar o tamanho de um grão de areia.

Uma grande quantidade desses *motes* com dimensões de mílimetros, chamados "smart dust" (areia esperta) podem ser organizados de modo a formar redes sensoras sem fio como, por exemplo, a monitoração de ninhos de pássaros e *habitats* remotos, acompanhamento ponto-a-ponto de fraquezas na estrutura de um prédio depois de um terromoto, e alerta sobre toxinas bioquímicas.

Specs combinam um rádio, um conversor analógico para digital, um sensor de temperatura e um sistema operacional TinyOS num *chip* de silício de apenas 2 mm x 2,5 mm. Os pesquisadores que testaram o novo chip informaram que ele pode transmitir sinais de rádio em 902 MHz a uma distância de 12,2 metros numa velocidade de 19 200 kbps.

Na sua forma comercial, Spec pode ser centenas de vezes menor do que seu predecessor Mica, um *mote* que é disponível comercialmente através da Crossbow Tecchnology, Inc (www.xbow.com).

Além disso, o *chip* precisa de um indutor, uma antena e um cristal de 32 kHz, além de uma fonte de alimentação.

Esses componentes devem aumentar um pouco o tamanho do sistema.

Além do potencial para o uso acadêmico e comercial, o *smart dust* gerou um interesse militar na monitoração do movimento de tropas.

Dois anos atrás, dúzias de *motes,* foram jogados de um avião ao longo de uma estrada como teste.

Os *motes* (do tamanho de caixas de fósforos) monitoraram o movimento e velocidade dos veículos que passavam baseados nas vibrações do solo.

De acordo com um representante da UC Berkeley, o produto poderá estar disponível comercialmente no próximo ano.

O produto final, que irá incluir bateria e caixa, deverá ter do tamanho de uma aspirina.

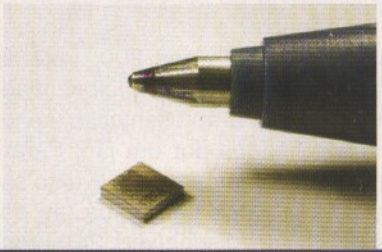
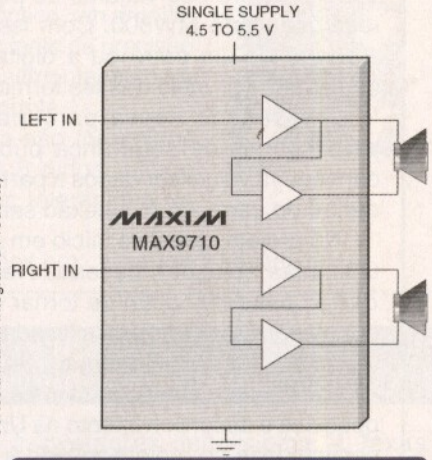


Foto de Jason Hill – Cortesia UC Berkley)

o menor chip "smart dust" da UC Berkley combna comunicação por RF e sensor em um invólucro de apenas 2 x 2,5 mm.

CIRCUITOS E COMPONENTES

Amplificadores Mono/Estéreo oferecem Baixa Distorção



Cortesia Maxim Integrated Products)

Diagrama de blocos simplificado do MAX9710, amplificador de 3 watts

Para projetos que exijam um amplificador de áudio compacto, a Maxim Integrated Products (www.maxim-ic.com) oferece dois novos dispositivos.

O MAX9710 que é um amplificador estéreo em ponte (BTL) de 3 watts, e o MAX9711 que é a versão monofônica.

Estes amplificadores operam com tensões simples de 4,5 a 5,5 V e possuem um PSRR de 100 dB, possibilitando a operação a partir de fontes ruidosas sem necessidade de condicionamento da fonte.

A baixa distorção de 0,005% é ideal para amplificação de sinais de áudio.

Eles possuem ainda supressão de "clics e pops" e uma condição de

baixo consumo com apenas 0,5 µA.

Uma função MUTE permite que as saídas sejam facilmente habilitadas e desabilitadas.

O MAX9710 está disponível em invólucro QFN de 20 pinos ou 16 pinos TSSOP-EP (*Exposed Pad*). O MAX9711 está disponível em invólucro QFN de 12 pinos.

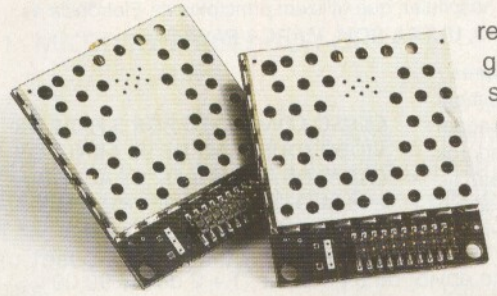
Módulo de RF de 900 MHz, de Baixo Custo

A AeroComm.Inc (www.aerocomm.com) apresentou um *transceiver* de 900 MHz de espectro espalhado, com um preço que apregoa ser metade do equivalente existente no mercado. Dirigido ao mercado de equipamentos OEM, o módulo AC4490 interfaceia via níveis TTL seriais, proporcionando comunicação bilateral transparente sem fio, ponto-a-ponto e ponto a multiponto, cliente-servidor usando o protocolo da AeroComm RF232.

De acordo com a Aerocomm, rádios de baixo custo tipicamente proporcionam apenas transmissão de RF, não incluindo protocolos de manuseio como, por exemplo, eliminar problemas de interferência, detectar erros nos dados, e fazer transmissões seguras.

O RF232 permite que os módulos AC4490 possam ser usados diretamente em substituição a cabos, sem a necessidade de software hospedeiro para comunicações. As comunicações incluem tanto dados de sistema como configurações.

Todos os saltos de freqüências, sincronização e sistemas de RF para transmissão e recepção de dados são realizados pelo *transceiver*.



Cortesia Aerocomm.Inc.

Transceiver de 900 MHz da AeroComm oferece velocidade de transferência de dados até 115,2 Mbps

Outros destaques do produto incluem:

- Velocidades até 115 kbps
- Pequenas dimensões: 42 mm x 48 mm
- Potência de saída variável de 5 a 500 mW
- Sensibilidade do receptor ajustável a partir de -96 dB
- Diversas opções de antena

Cada unidade custa 30 dólares para quantidades de 10 000 unidades.

Localizador GPS Pessoal encontra Crianças

Para pessoas que (1) estão preocupadas em perder suas crianças e (2) estão querendo evitar o serviço sem fio caro, a Wheify Wireless, Inc. (www.eherify.com) tem um novo aparelho.

O *Wherefy Personal Locator* para crianças é um dispositivo semelhante a um relógio que você coloca na criança, permitindo acompanhá-la e localizá-la a qualquer momento do dia ou da noite.

O conceito operacional é algo complexo, apesar de afirmarem que ele pode fazer a localização em menos de 60 segundos. Para localizar quem você ama, telefone para o *Location Service Center* ou entre no *web site*. O serviço contacta o aparelho via rede PCS e pede a localização.

O localizador encontra os melhores satélites GPS e computa as coordenadas, determinando a localização.

Esta informação é então enviada de volta ao *Location Service Center*, que a repassa a você.

O tamanho do localizador é relativamente grande (pesa 110 g), e custa 399 dólares, mais o serviço, da ordem de 25 a 35 dólares por mês.

A vida da bateria é de 48 horas no modo *standby*, o que pode significar uma limitação em alguns casos.

Uma aplicação sugerida é com pessoas que sofram do mal de Alzheimer e tenham perdas de memória, além de identificação de animais.

INDÚSTRIA E PROFISSÕES

AM Digital Está Chegando

A maioria das pessoas não passa muito tempo ouvindo rádio AM atualmente, mas isso poderá mudar em poucos anos. Em junho passado, o consórcio Digital Radio Mondiale (RDM) (www.rdm.org) concordou em adotar uma tecnologia que vai dar ao rádio AM a mesma qualidade do rádio FM e melhorar as condições de recepções para pequenos, médios e longos alcances.

O consórcio DRM possui mais de 70 membros, incluindo provedores de serviços como a BBC, Radio France International, Voice of America e outros.

Também são representados fabricantes de equipamentos como a Hitachi, Dolby Labs, e Bosch.

Além de melhorar o som, a tecnologia vai permitir a transmissão de textos como, por exemplo, cotações da Bolsa, situação do trânsito, nome do artista, etc.

Outros benefícios para o usuário incluem o menor custo dos receptores, menor consumo de bateria e maior variedade de programas numa faixa de recepção mais ampla.

Os fabricantes de equipamentos, é claro, esperam vender receptores suficientes para substituir os estimados 2,5 bilhões de rádio que ainda existem.

Além disso, a nova tecnologia promete uma grande ecnomia de energia para as estações.

O processo aplica conceitos da modulação COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), mas a grande diferença está na compressão dos dados.

A técnica é essencialmente uma extensão da tecnologia MP3 chamada *aacPlus*, que deve dar ao som a qualidade de CD numa taxa de transmissão de 48 kbps.

A IEC (*International Electrotechnical Commission*) reconhece agora a técnica DRM como um padrão internacional. Para maiores detalhes, o padrão é o IEC 62272-1 Ed. 1: Digital Radio Mondiale (DRM) – Part 1 – System Especification from the IEC (www.iec.ch).

APLICAÇÕES EM CONTROLE DE VELOCIDADE DE ALTA POTÊNCIA

O mercado de componentes para o controle de motores de alta potência (com potências de 75 kW ou mais) passa por uma fase de crescimento. A tendência desse mercado, que representa 35% do consumo de componentes, é uma separação cada vez maior do mercado de controles de baixa potência. Neste artigo, baseado em *Application Note* da Agilent Technologies, trazemos uma aplicação típica de controle de alta potência para este segmento, a qual utiliza IGBTs.

Newton C. Braga

Controles de velocidade são comuns no mercado industrial de alta potência, sendo encontrados em aplicações como sistemas de refrigeração, torres de arrefecimento, etc.

Os circuitos AC tem sido usados nestas aplicações durante os últimos 30 anos.

Nas versões mais modernas, tais controles podem ter implementações empregando microcontroladores ou DSPs e como elementos ativos os IGBTs.

Os sistemas típicos devem conter três elementos básicos:

1. MICROCONTROLADOR OU DSP

Um controle de motor de alta performance exige o uso de uma temporização de precisão para comutar os dispositivos de potência que são responsáveis pela corrente no motor.

No caso de DSPs temos o processamento muito mais rápido da informação correspondente à velocidade em dado instante, o que faz com que estes dispositivos levem vantagem em relação aos microcontroladores.

Essa vantagem permite também que um único DSP controle diversos sinais de entrada ao mesmo tempo.

Além disso, os DSPs possuem um grau maior de integração, que além de facilitar sua utilização, leva a invólucros menores e mais simples de usar.

Todos esses fatores podem ser importantes na redução do custo do sistema de controle de velocidade.

2. ACOPLADORES ÓPTICOS DE DISPARO

Os acopladores ópticos consistem na solução ideal para o interfaceamento da lógica de controle (que opera com baixas tensões) e o circuito de potência (que opera com altas tensões).

Sua capacidade de isolamento, capacidade de isolar ruídos e interferências, e a simplicidade do circuito, são alguns dos fatores que fazem desta solução uma das preferidas neste tipo de aplicação.

Existem hoje acopladores ópticos com características otimizadas para este tipo de aplicação, possibilitando uma comutação mais eficiente dos dispositivos de potência como, por exemplo, os IGBTs.

3. IGBTS

Os IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) representam uma das soluções mais empregadas atualmente nos controles de potência.

Proporcionando um controle rápido e preciso de motores, eles ainda levam esses motores a uma operação muito mais silenciosa.

Uma aplicação de referência para a tecnologia usada neste tipo de controle é mostrada na **figura 1**.

Este projeto pode ser implementado de diversas formas, com base na vasta literatura que a Agilent Technologies pode fornecer em seu *site* www.agilent.com/semiconductors.

Para o desenvolvimento de projetos baseados nesta configuração simples, sugerimos a consulta aos *Applications Notes* AN1254, AN1252 e ao documento "Optocouplers for Variable Speed Motor Control Electronics in Consumer Applications".

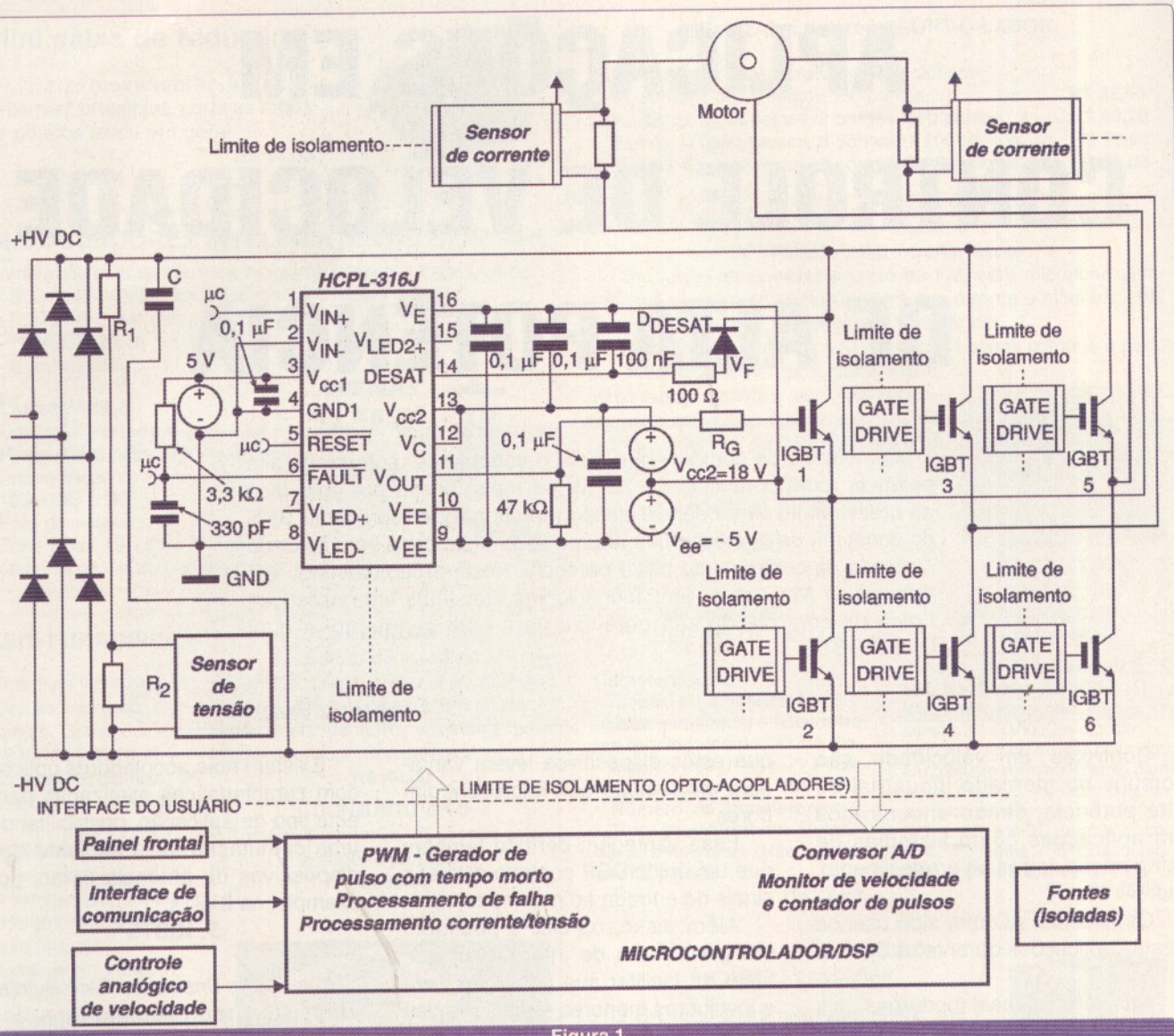

Limite de isolamento
Sensor de corrente
Motor
Sensor de corrente
+HV DC
HCPL-316J
C
µc
0,1 µF
5 V
R1
3,3 kΩ
330 pF
GND
R2
Sensor de tensão
Limite de isolamento
VIN+
VIN-
Vcc1
GND1
RESET
FAULT
VLED+
VLED-
VE
VLED2+
DESAT
Vcc2
VC
VOUT
VEE
VEE
0,1 µF
0,1 µF
100 nF
DDESAT
VF
100 Ω
RG
Vcc2=18 V
47 kΩ
Vee= - 5 V
Limite de isolamento
GATE DRIVE
IGBT 1
IGBT 3
IGBT 5
IGBT 2
IGBT 4
IGBT 6
-HV DC
INTERFACE DO USUÁRIO
LIMITE DE ISOLAMENTO (OPTO-ACOPLADORES)
Painel frontal
Interface de comunicação
Controle analógico de velocidade
PWM - Gerador de pulso com tempo morto
Processamento de falha
Processamento corrente/tensão
Conversor A/D
Monitor de velocidade e contador de pulsos
MICROCONTROLADOR/DSP
Fontes (isoladas)

Figura 1


COMPLETE SUA COLEÇÃO
PC &CIA
Manutenção de Impressoras
Obtenha o máximo de seu PC
UPGRADE
Saiba o que configurar e no que investir para turbinar seu PC gastando apenas o necessário!
MANUTENÇÃO
Upgrade
Montagem
Manutenção
PEDIDOS:
www.revistapcecia.com.br ou ligue: 6195-5333

Si9988

PONTE H BUFFERIZADA

O circuito integrado Si9988, da Vishay Siliconix, consiste de uma ponte H para correntes até 0,65 A com taxa de comutação de 200 kHz.

Suas entradas são compatíveis com tecnologia TTL e sua faixa de tensões de operações está entre 3,8 V e 13,2 V.

O invólucro TSSOP-8 é para montagem em superfície, com a pinagem mostrada na **figura 1**.

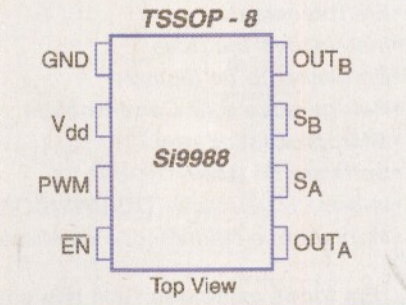


Figura 1

Na **figura 2** temos a configuração interna desse circuito integrado.

Dentre as aplicações possíveis, mencionamos as seguintes:

- *Driver* VCM
- *Driver* para motor de escovas
- *Driver* para motor de passo
- Conversor de potência
- *Driver* para disco óptico
- Fontes de alimentação
- Servos de alta performance.

A **tabela-verdade** é a seguinte:

Tabela verdade			
$\overline{EN}$	PWM	OUT_A	OUT_B
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	0	0
1	1	0	0

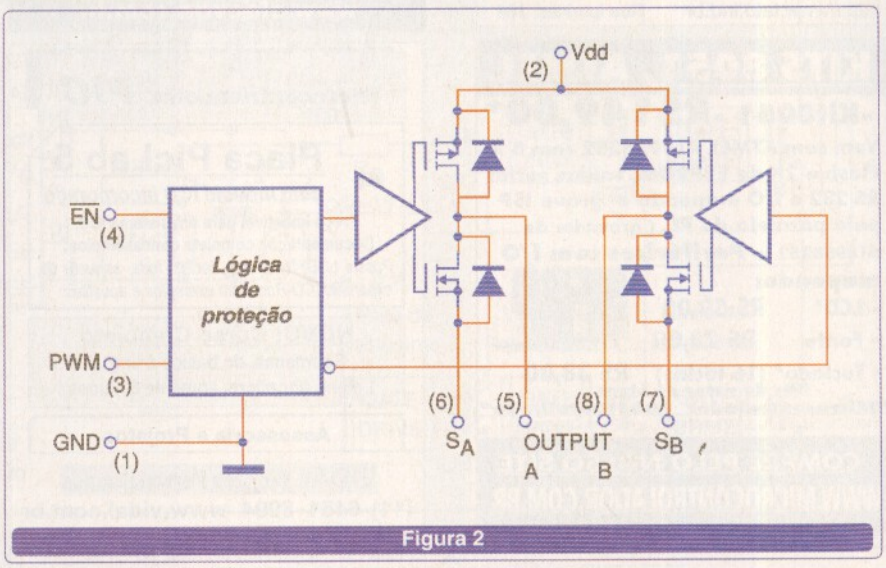


Figura 2

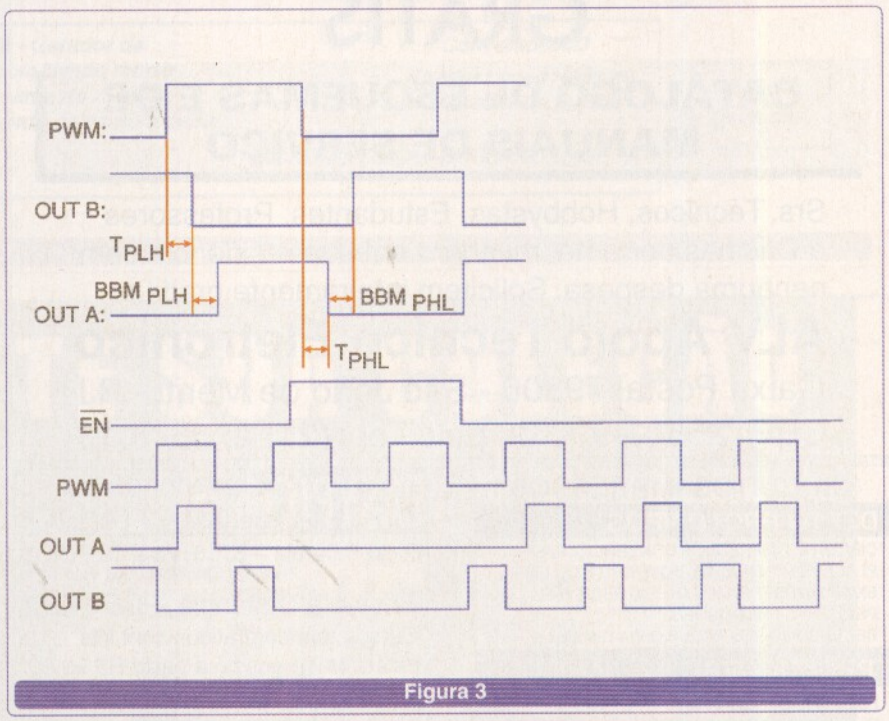


Figura 3

As duas saídas podem ser forçadas ao nível baixo de modo a atuar como freio para o motor, conforme podemos ver pela tabela.

Na **figura 3** temos os sinais de temporização para esse circuito integrado. Mais informações podem ser obtidas no *site*: www.vishay.com.

LP3881

Regulador de Resposta Rápida 0,8 A

O circuito integrado LP3881, da National Semicondutor, consiste de um Regulador de Tensão de ultra-baixa queda de tensão e resposta rápida, capaz de controlar cargas de até 800 mA.

Fabricado segundo um processo CMOS, o dispositivo opera com duas tensões de entrada.

A tensão Vbias proporciona a tensão para excitar a porta do transistor de potência NMOS, enquanto que Vin é a tensão de entrada que fornece a corrente para a carga.

O uso de um circuito de polarização (*bias*) separado permite que essa parte do circuito opere com tensões ultrabaixas de entrada (Vin).

Diferentemente dos reguladores com transistores bipolares, a arquitetura CMOS exige uma corrente quiescente extremamente baixa com qualquer corrente de carga.

Assim sendo, o uso de um transistor N-MOS de potência resulta num circuito com faixa muito larga e uma capacitância externa mínima é necessária à manutenção da estabilidade do *loop*.

A resposta rápida aos transientes torna-o ideal para alimentação de DSPs, *cernes* de microcontroladores, além de regulação depois de fontes chaveadas.

Na **figura 1** temos um circuito típico de aplicação.

Na **figura 2** são mostrados os dois invólucros em que o LP3881 é fornecido.

Na **figura 3** ilustramos o diagrama de blocos deste componente.

Aplicações:
- Alimentação de DSPs
- Alimentação do *cerne* de servidores
- *PC add-in-cards*
- Microcontroladores
- Fontes de alta eficiência
- Reguladores Post de fontes chaveadas.

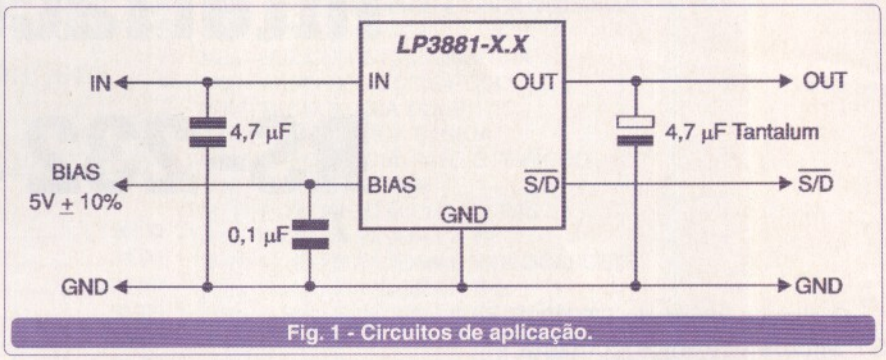


Fig. 1 - Circuitos de aplicação.

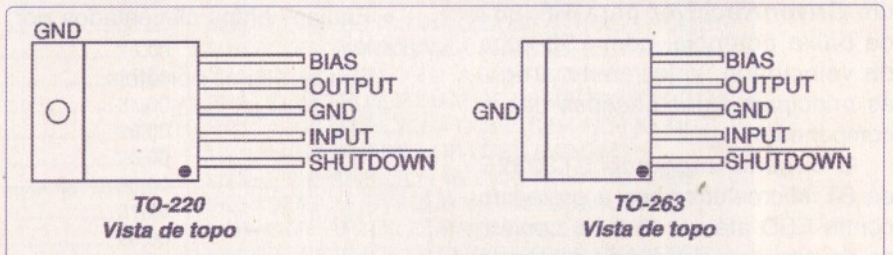


Fig. 2 - Invólucros para o LP3881.

Características principais:
- Queda de tensão: 75 mV com 800 mA de corrente de carga
- Corrente no pino terra: 3 mA (tip) à plena carga
- Corrente de *shutdown*: 60 nA (tip) quando o pino S/D está no nível baixo
- Precisão da tensão de saída: 1,5% (na temperatura ambiente).

Características Elétricas:
Tensão de entrada:
(Vout+Vdo) até 5,5 V
Corrente máxima de saída:
800 mA
Tensão de polarização:
4,5 a 6,0 V
Corrente de curto-circuito:
1,8 A.

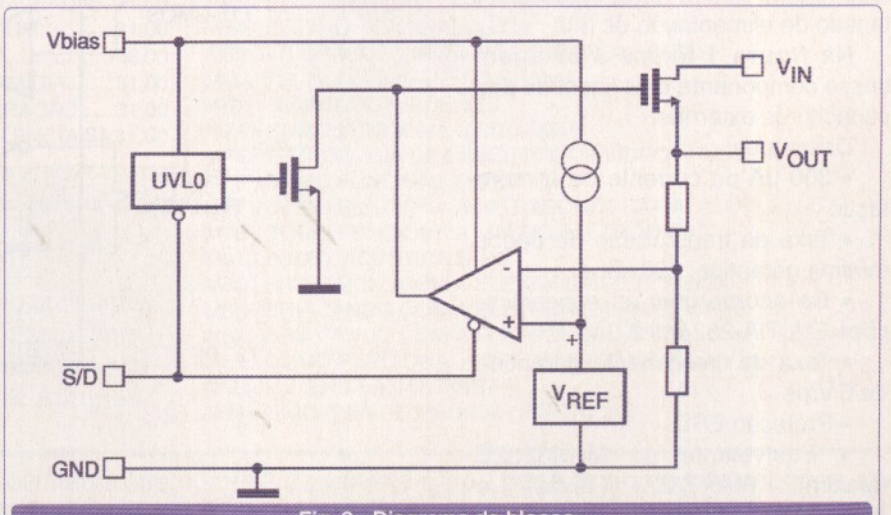


Fig. 3 - Diagrama de blocos.

ST3232E Interface RS-232

O circuito integrado ST3232E da ST Microelectronics consiste em um *Driver/Receiver* para RS 232 de baixa potência, com 250 kbps de velocidade. Veja, neste artigo, as principais características desse componente.

O circuito integrado ST3232E da ST Microeletronicos é protegido contra ESD até +/- 15 kV e contém os *drivers/receivers* para o protocolo RS-232 em um único *chip*. Sua alimentação pode ser feita com tensões de 3 a 5,5 V sendo indicados para os padrões de interfaceamento EIA/TIA-232 e V.28/V.24.

Todas as saídas dos transmissores e entradas dos receptores são protegidas contra +/- 8 kV usando contatos de descarga IEC 1000-4-2, e +/- 15 kV usando o modelo de corpo humano. O dispositivo necessita apenas de 4 pequenos capacitores externos de 100 nF para operar com tensão de alimentação de 3 V.

Na **figura 1** temos a pinagem desse componente e as ligações dos capacitores externos.

Destaques:

- 300 µA de corrente de alimentação
- Taxa de transmissão de dados mínima garantida: 250 kbps
- De acordo com as especificações EIA/TIA-232 até 3,0 V
- Taxa de crescimento garantida de 6 V/µs
- Proteção ESD
- Equivalente ao MAX3232E (Maxim); MAX3232 (Texas) e ADM3202 (AD)

Aplicações:

- Equipamentos alimentados por bateria
- Equipamentos portáteis
- *Notebooks*
- Computadores
- *Palmtops*
- Impressoras.

Mais informações podem ser obtidas no *site*: www.st.com/interface

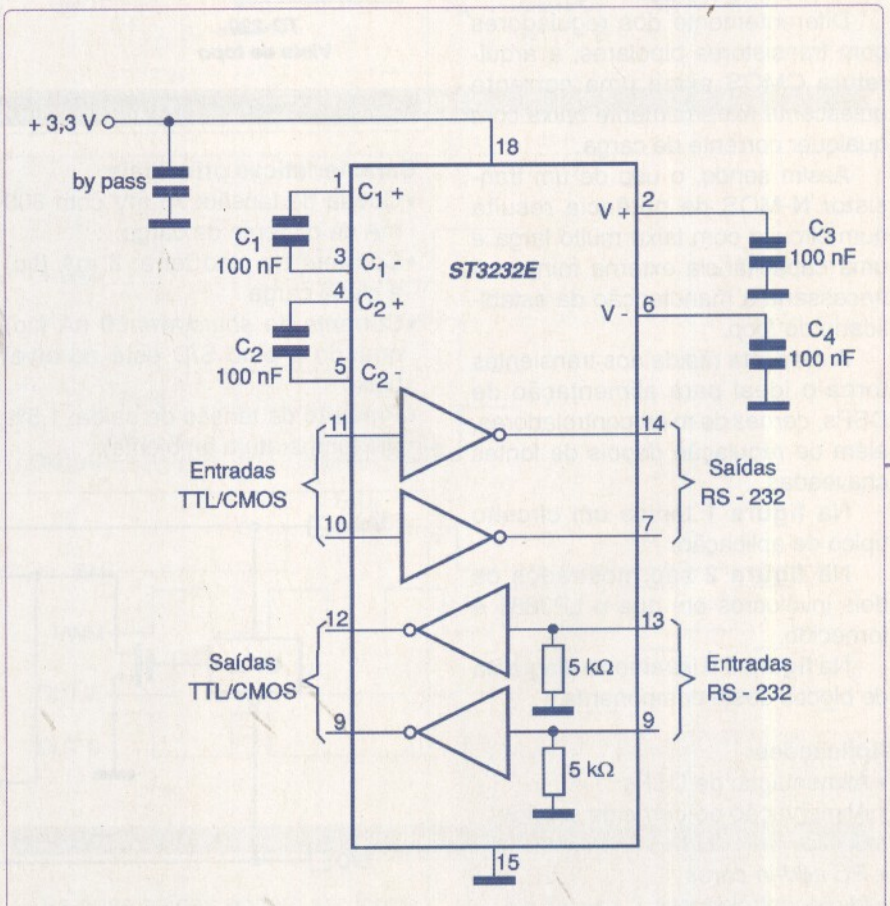


Figura 1

Shopping da Instrumentação



R$ 519,00

Gerador de Funções 2 MHz - GF39

Ótima estabilidade e precisão, p/ gerar formas de onda: senoidal, quadrada, triangular, faixas de 0,2 Hz a 2 MHz.
Saídas VCF, TTL/MOS, aten. 20dB.



R$ 441,00

Gerador de barras GB-51-M

Gera padrões: quadrículas, pontos, escala de cinza, branco, vermelho, verde, croma com 8 barras, PAL-M, NTSC, saídas para RF, vídeo sincronismo e FI. Acompanha 1 cabo coaxial de 75 ohms e manual de instruções.



R$ 519,00

Gerador de padrões GPM-75

Padrões Gerados: IBM/VGA - Resolução: 640 x 480
Freq. Horiz: 31,5 KHz ; Freq. Vert: 59,9 KHz. Padrões: Vermelho, Verde, Azul, Branco, Padrão de cores(8 barras) Quadriculado, Sequencial. Pulsos: Horiz. Vert. Amplitude Vert.(com ajuste de nível); Pulso R, G, B.



R$ 399,00

Teste de Fly-Backs Yokes e Eletrolíticos TEF-41

Três medidores num só instrumento, que permite ao técnico reparador, localizar rapidamente componentes defeituosos como: capacitores eletrolíticos, com perda parcial ou total da capacitância, Fly-backs e Yokes com espiras em curto e ainda mede tensão pico-a-pico das formas de onda.



R$ 404,00

Gerador de Padrões - GPM-76

Padrões Gerados: IBM/VGA; Resolução: 640x480
Freq. Horiz: 31,5Khz; Freq. Vert.: 59,9 Khz.
Padrões: Vermelho, Verde, Azul, Branco, Padrão de cores(8 barras), Quadriculado, Sequencial.



R$ 682,00

Frequencímetro Digital- FD-37

Grande estabilidade em variações de temperatura, devido ao seu oscilador a cristal lacrado. Utiliza chaves eletrônicas variando sua frequência de 5 Hz a 1,4 GHz.

Saber Marketing Direto LTDA
Ligue Já: (11)6195-5330
www.sabermarketing.com.br