ESD - Descargas eletrostáticas

www.sabereletronica.com.br

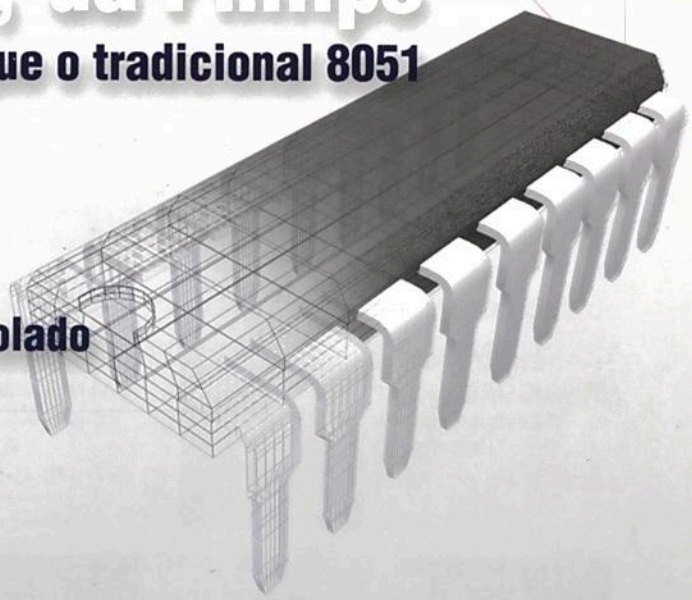
Ano 40 Nº 379 - Agosto/04
Europa € 4,30
Brasil R$10,90

SABER ELETRÔNICA

TECNOLOGIA - INFORMÁTICA - AUTOMAÇÃO

LPC 900 Flash, da Philips

Baixo custo e 6x mais rápido que o tradicional 8051

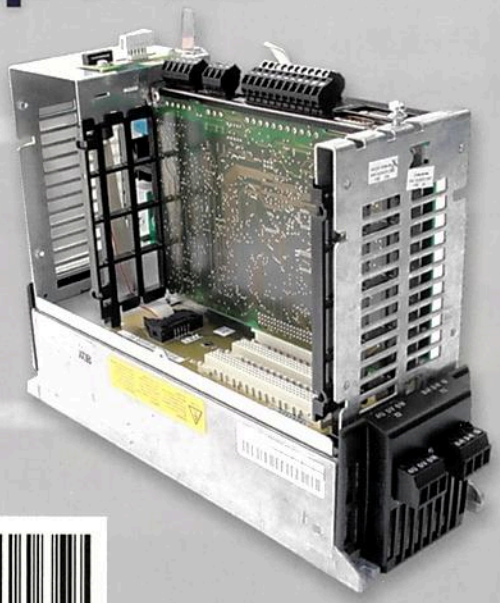


P89LPC922

Monitor de Tensão microcontrolado

Eletrônica do Inversor de Frequência





Os desafios técnicos da TV Globo

na transmissão de eventos ao vivo

Placas de circuito impresso

O Brasil já reúne tecnologia avançada

Antenas

Ganho, Eficiência e Polarização

ISSN 0101-6717

9 770101 671003 00379

LITERATURA TÉCNICA

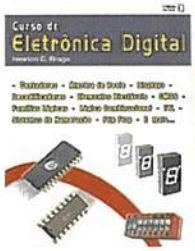
QUE NÃO PODE FALTAR EM SUA BIBLIOTECA



A INFOERA
João Antonio Zuffo
R$ 25,00



CURSO BÁSICO DE ELETRÔNICA
Newton C. Braga
R$ 13,90



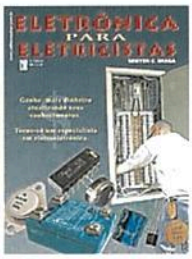
CURSO BÁSICO DE ELETRÔNICA DIGITAL
Newton C. Braga
R$ 16,50



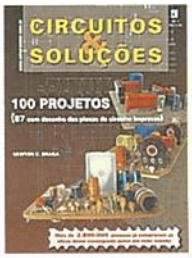
CABEAMENTO DE REDES
Pedro Medoe
R$ 16,50



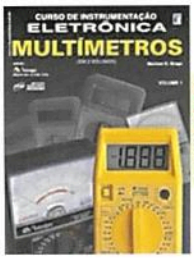
CURSO BÁSICO DE TELEFONIA
Pedro Medoe
R$ 13,90



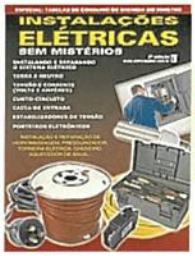
ELETRÔNICA PARA ELETRICISTAS
Newton C. Braga
R$ 14,90



CIRCUITOS & SOLUÇÕES - VOL. 01
Newton C. Braga
R$ 15,90



CURSO DE INSTRUMENTAÇÃO
MULTÍMETROS - I
Newton C. Braga
R$ 14,90



INSTALAÇÕES ELÉTRICAS SEM MISTÉRIOS
Newton C. Braga
R$ 15,90



CIRCUITOS & SOLUÇÕES - VOL. 02
Newton C. Braga
R$ 15,90



CURSO DE INSTRUMENTAÇÃO
MULTÍMETROS - II
Newton C. Braga
R$ 14,90



MANUTENÇÃO DE COMPUTADORES
Newton C. Braga
R$ 16,90



CIRCUITOS & SOLUÇÕES - VOL. 03
Newton C. Braga
R$ 16,90



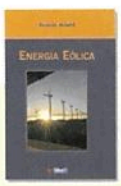
REPARO E MANUTENÇÃO DE MONITORES
Newton C. Braga
R$ 13,90



MECATRÔNICA INDUSTRIAL
Alexandre Capelli
R$ 15,90

TÍTULO / AUTOR	R$
A COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA - Ara Kouyoumdjian / Roland Calvas	33,00
ATERRAMENTOS ELÉTRICOS - Silvério Visacro Filho	34,00
CENÁRIOS DO GÁS CANALIZ. NO EST. DE SP. - Josué Pereira Melo	37,00
DESMISTIFICANDO O CONTR. ESTAT.DE PROCESSO - Marcelo Gabriel Diniz	20,00
DESPROPÓSITOS ELÉTRICOS - Paulo Ludmer	21,00
ENERGIA DESCONCERTOS EM IMPASSE - Paulo Ludmer	18,00









TÍTULO / AUTOR	R$
ENERGIA EÓLICA - Ricardo Aldabó	33,00
ENERGIA SOLAR - Ricardo Aldabó	33,00
ESQUEMATECA - TEC. DO CONTROLE E AUT. IND. - Schneider Eletric	60,00
GERENCIAMENTO DE PROJETOS - Ricardo Aldabó	28,00
QUALIDADE NA ENERGIA ELÉTRICA - Ricardo Aldabó	44,00
SETOR ELÉTRICO BRASILEIRO - Paulo Ludmer	49,00
TECNOLOGIA DA USINAGEM DOS MATERIAIS - Anselmo D. / Francisco C. / Nivaldo L.	46,00

PEDIDOS

SABER MARKETING DIRETO
www.sabermarketing.com.br
ou pelo telefone (11) 6195-5330

REMETEMOS PELO CORREIO PARA TODO O BRASIL
Preços válidos até 10/09/2004

Editora Saber ltda.

Diretores
Hélio Fittipaldi
Thereza Mozzato Ciampi Fittipaldi

ELETRÔNICA
TECNOLOGIA · INFORMÁTICA · AUTOMAÇÃO
www.sabereletronica.com.br

Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi

Diretor Técnico
Newton C. Braga

Redação
Sérgio Vieira

Conselho Editorial
Alexandre Capelli
João Antonio Zuffo
Newton C. Braga

Colaboradores
Aldo Villela, Alfonso Perez,
Jeff Eckert, Márcio José Soares,
Marco Antônio Abifadel,
Sebastião G. dos Santos Filho

Designers
Diego Moreno Gomes,
Diogo Shiraiwa, Jonas Ribeiro Alves,
Renato Paiotti

Circulação
José Luiz Cazarim

PUBLICIDADE
Ana Luiza Mukai
Carla de Castro Assis
Melissa Rigo Peixoto
Ricardo Nunes Souza

PARA ANUNCIAR: (11)6195-5339
publicidade@editorasaber.com.br

Impressão
PROL Editora Gráfica Ltda.

Distribuição
Brasil: DINAP
Portugal: Logista Portugal
tel.: 121-9267800

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

Saber Eletrônica é uma publicação mensal da Editora Saber Ltda, ISSN 0101-6717. Redação, administração, publicidade e correspondência: Rua Jacinto José de Araújo, 315, Tatuapé, CEP 03087-020, São Paulo, SP, tel./ fax (11) 6195-5333. Edições anteriores (mediante disponibilidade de estoque), solicite pelo site www.sabereletronica.com.br, ou pelo tel. 6195-5330, ao preço da última edição em banca.

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

EDITORIAL



Hélio Fittipaldi

Destacamos nesta edição a família de mocrocontroladores LPC900 da Philips com memória Flash. Com uma arquitetura de alto desempenho, executa instruções com seis vezes a velocidade do microcontrolador 8051 padrão e foi projetada para aplicações que requerem alta integração e baixo custo. Para o mercado é uma boa notícia, pois mostra o interesse da Philips em continuar a desenvolver novidades mais avançadas tecnologicamente neste tipo de componente.

Nosso jornalista, Sergio Vieira, revela em sua reportagem sobre Placas de Circuito Impresso que o Brasil já reúne tecnologias avançadas para a fabricação de placas. A indústria nacional está em condições de produzir placas de altíssimo valor tecnológico e começa a atender clientes que as importam tradicionalmente da Ásia.

Quem sabe a médio prazo, não poderemos passar de importadores para a condição de exportadores?

Apresentamos também o artigo final, da série "analisador de Espectro - Conheça como e porque utilizar este instrumento" escrito pelo nosso diretor técnico Newton C. Braga, que faz parte da nossa costumeira preocupação em mostrar ao mercado que há uma grande deficiência de conhecimento a respeito de "por que, como, quando e onde" utilizar os diversos instrumentos disponíveis, que não são amplamente ensinados pelas escolas do nosso país.

Atendimento ao Leitor: 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

INSTRUMENTAÇÃO

A Eletrônica do Inversor de Freqüência 3

Analisador de Espectro
parte final 10

Comparando a Performance de Analisadores de Espectro 13

MICROCONTROLADORES

Introdução à Família de Micro-controladores LPC900 Flash, da Philips 16

Monitor de Tensão com o Microcontrolador P89LPC922 20

ENERGIA

EDS - Descargas Eletrostáticas 22

Influência das Harmônicas na Alimentação de Dispositivos Eletrônicos 26

TECNOLOGIA

Conheça os Núcleos Magnéticos 32

Códigos de Barras Bidimensionais 35

Conheça os CTAs - Charge Transfer Amplifiers 38

INGLES NA ELETRÔNICA

RMS e PMPO 30

REPORTAGEM

Brasil já reúne Tecnologias Avançadas para Placas de Circuito Impresso 40

Por dentro da Microvia 41

Teclado de Membrana 42

TELECOMUNICAÇÃO

Antenas - Ganho, Eficiência e Polarização 44

Os Desafios Técnicos da TV Globo na Transmissão de Eventos ao Vivo 49

SOLUÇÕES PRÁTICAS

Soluções Práticas 58

Soluções Práticas com o LM139/239/339 58

Detector de Passagem por Zero 58

Amplificador para Fotodiodo 58

Oscilador com Ciclo Ativo Controlado 59

Monoestável 59

Modulador de Largura de Pulso 59

COMPONENTES

LM4668 - Amplificador "Boomer" de 1,3 W 61

LP3987 - Regulador de Tensão LDO para 150 mA 62

ISL43240 - Chaves Analógicas Quádruplas de Alta Performance 63

NOTÍCIAS 56

A ELETRÔNICA DO INVERSOR DE FREQÜÊNCIA

Aumente seu poder de diagnose de falhas conhecendo melhor os circuitos e o comportamento desses equipamentos.





Alexandre Capelli





Muito se tem "falado" sob os inversores de freqüência, porém, na maioria das vezes sobre a óptica da sua parametrização e instalação. Embora, certamente, esse seja o foco principal para o integrador de tecnologia, pergunto: "Será que o conhecimento dos circuitos internos do inversor não pode ser útil na diagnose de falhas?"

No nosso entender, sim. E é esse motivo pelo qual preparamos esta matéria. Dessa forma, até mesmo uma "manutenção básica (primeira linha)" poderá ser feita por esse profissional. Confira!

A ESTRUTURA DETALHADA DO INVERSOR

É incrível a semelhança estrutural da maioria dos modelos comerciais dos inversores de freqüência. Isso é válido desde as "plataformas" de hardware até mesmo para os fornecedores dos semicondutores internos. Analisando seis fabricantes, nossa equipe técnica encontrou o mesmo módulo de IGBTs para todos (modelo e fabricante)!

Somos levados a crer, portanto, que a qualidade do produto não varia muito, certo?

Nem sempre.

Embora com características comuns, não devemos nos esquecer dos detalhes construtivos (robustez, EMC, qualidade da PCI, etc.). Sem contar, é claro, com o serviço pós-venda de cada um.

Seja como for, a nossa já conhecida estrutura do inversor de freqüência pode ser vista na **figura 1**.

Essa estrutura denomina-se "six steps", e pode ser encontrada em 99 % dos inversores. O que realmente muda de um tipo para outro, conforme veremos mais adiante, é o módulo de controle.

A ponte retificadora e o capacitor convertem a tensão AC da rede elétrica no "link DC". A tensão no "link DC" é relativamente alta.

Considerando uma rede trifásica de 220 VCA teremos, aproximadamente, Vcc=381 V (220 . √3). É essa tensão que alimenta o módulo de potência, geralmente, feito por um "power block" com seis IGBTs.

Aproveitamos essa estrutura para trazer um exemplo clássico no que se refere ao módulo de controle. O "módulo", nos produtos analisados pela nossa equipe, dividem-se em dois tipos: um ASIC, ou um DSP.

No caso de um DSP um dos mais comuns é o TMS320, da Texas Instruments, e seu software define como o inversor se comportará. Aliás, é no

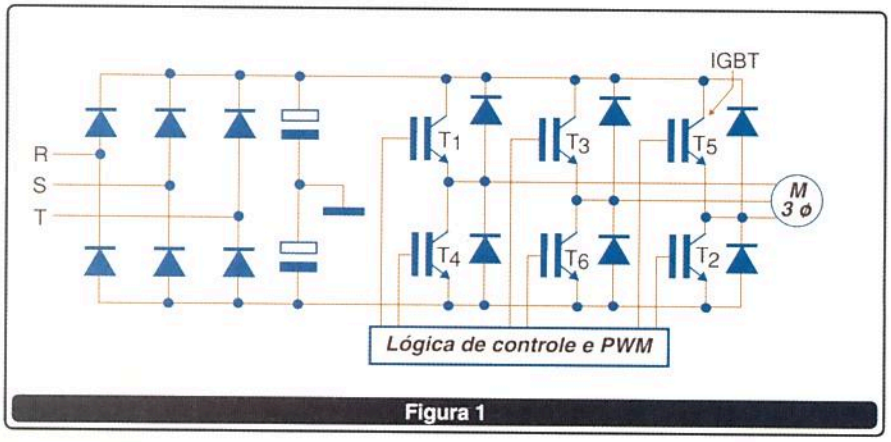


Figura 1

algoritmo de controle que temos o "estado da arte" do inversor.

Como o próprio nome diz, os IGBTs são ativados em seis passos:

1° tempo T1, T2, T3
2° tempo T2, T3, T4
3° tempo T3, T4, T5
4° tempo T4, T5, T6
5° tempo T5, T6, T1
6° tempo T6, T1, T2

A forma de onda de saída da tensão é quadrada, e modulada por largura de pulso (PWM) conforme mostra a **figura 2**. Já a corrente se parece com uma senóide com irregularidade.

"Mas, como a seqüência de disparos dos IGBTs constróem esse tipo de saída?"

A **figura 3** ilustra como os IGBTs podem ser analisados como chaves ON – OFF, pois é assim que eles operam no inversor.

Nos seis passos temos sempre dois IGBTs conduzindo no extremo superior da ponte, e um no inferior e, depois, o contrário (dois do inferior, e um no superior). O resultado é a forma de onda por fase da **figura 4**. Embora quadrada, os enrolamentos internos do motor funcionam como filtros, o que gera uma corrente senoidal quase perfeita.

OUTRAS ESTRUTURAS

Os inversores de freqüência geram harmônicas principalmente de 3ª, 5ª, 7ª e 11ª ordem. Isso ocorre em grande parte devido à ponte retificadora de entrada. Em curtos intervalos de tempo, graças ao atraso na comutação dos diodos, a rede é colocada em curto-circuito continuamente. Por ser rápido demais, esse fenômeno não chega a ativar os sistemas de proteção, porém, produz harmônicas.

A retificação sincronizada, também utilizada em fontes chaveadas, é uma técnica empregada para reduzir esse efeito. Nesse caso, a estrutura do

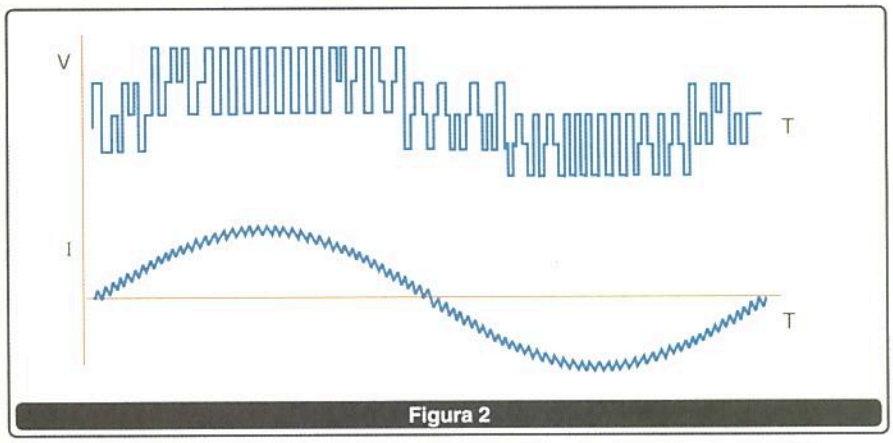


Figura 2

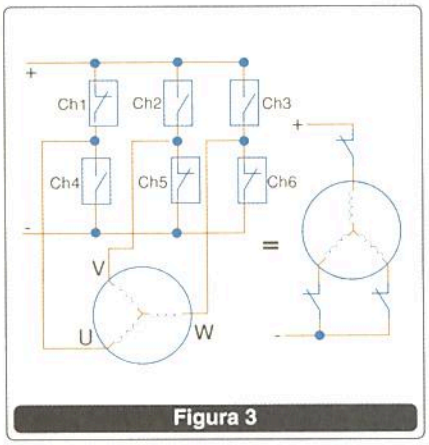


Figura 3

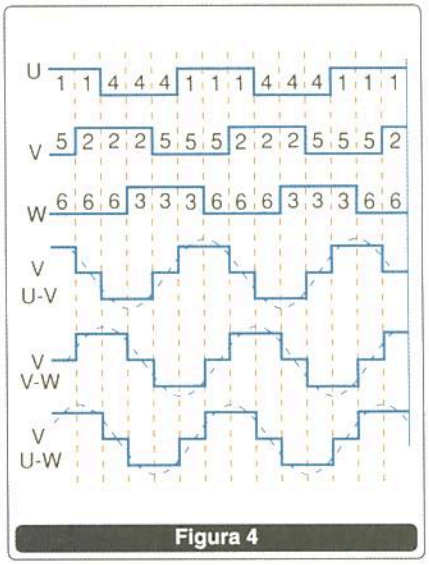


Figura 4

inversor passa a ser igual a da **figura 5**. Notem que agora no lugar dos diodos temos uma ponte de IGBTs também no retificador.

A retificação com IGBTs, além da redução eficaz das harmônicas de baixa ordem, permite que a regeneração de energia na frenagem seja feita para a rede elétrica.

Na **figura 6** temos algumas medidas feitas pela Weg em um inversor de 50HP provido de um retificador com IGBTs. Nota-se que independentemente da carga (torque, resistente ou de frenagem), a corrente permanece praticamente senoidal e em fase com a tensão. Isso garante uma baixa distorção harmônica.

Outra técnica para reduzir as harmônicas é a utilização de indutores entre a rede e o inversor. A reatância indutiva aumenta a impedância de entrada, reduzindo os "picos" de corrente provocados pela comutação dos retificadores e, conseqüentemente, reduzindo também as harmônicas.

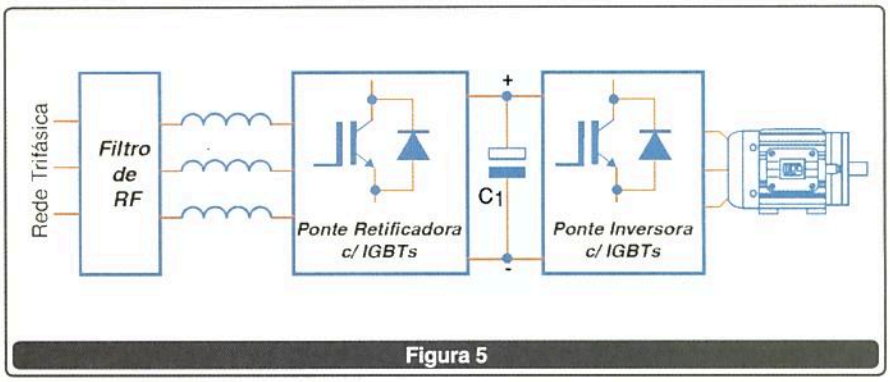


Figura 5

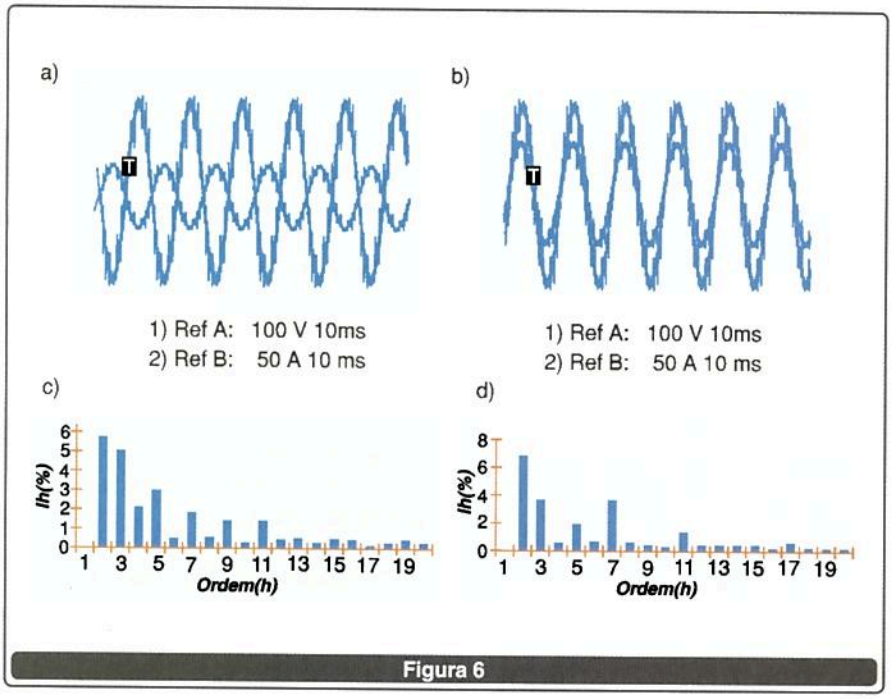


Figura 6

Esse filtro pode ser ligado, basicamente, em dois pontos: ou logo na entrada do inversor, onde teremos um indutor por cada fase; ou um único no *link DC*. No primeiro caso a solução é mais cara, porém, com maior poder de filtragem. No segundo, a solução é mais econômica, mas indicada para situações onde as harmônicas não influenciam tanto a qualidade da energia.

Outra tecnologia eficaz contra harmônicas é a retificação com maior número de diodos. Para inversores de baixa tensão são utilizados retificadores de 12 ou 18 pulsos.

A **figura 7** mostra um caso real em campo através das medições feitas em um inversor de 250 HP com um transformador defasador (estrela/delta) mais retificador de 12 pulsos com conexão série. Nesse caso, chegou-se a uma distorção harmônica (THD) igual a 8,6 %, e um fator de potência de 0,98, valores realmente muito bons!

CONTROLE ESCALAR V/F

O funcionamento do inversor de freqüência pode ser de duas naturezas: escalar ou vetorial. A técnica do inversor escalar é manter a relação, ou melhor, a razão V/F constante.

"Mas qual o motivo de manter a razão entre a tensão e a freqüência constante?"

Bem, para responder essa pergunta vamos a algumas fórmulas básicas. Considerando a velocidade síncrona de um motor, ou seja, desprezando-se seu escorregamento (diferenças de velocidade do campo girante e do rotor), temos que:

n = 120 . f / p, onde; (refazer FÓRMULA)

n = rotação em rpm;

f = freqüência da alimentação

p= número de pólos.

Ora, se desejarmos mudar a velocidade de um motor AC, portanto, a única variável que pode ser "ajustada" é a freqüência, uma vez que o número de pólos é determinado no ato da construção do motor.

O estator do motor de indução possui um bobinado trifásico. Este bobinado tem dois parâmetros que definem suas características: sua resistência ôhmica R [Ω]; e sua indutância L [henry].

Enquanto a resistência depende do tipo de material e do comprimento do fio, a indutância depende da forma (geometria) do bobinado, e da sua interação com o rotor.

Fazendo uma análise simplificada podemos dizer que a corrente que circulará pelo estator do motor será proporcional ao valor da reatância indutiva "XL" que é dependente da indutância L e da freqüência f:

$$XL = 2 . \pi . f . L$$

$$I = \frac{V}{(R_2 + X_{L2})^{1/2}}$$

Para freqüências acima de 30 Hz o valor da resistência é muito pequeno quando comparado ao da reatância indutiva, podendo, então, ser desprezado. Assim, teremos que o valor da corrente será proporcional à tensão de alimentação "V", à indutância "L" e à freqüência "f" sendo L uma constante do motor (característica construtiva), e apenas V e F podem ser controlados pelo inversor.

Finalmente, concluímos que a corrente é função da razão V/f. Como o torque é função da corrente, para que tenhamos um torque constante (sem "trancos" no eixo do motor), a razão V/f também deve ser constante.

Vamos a um exemplo prático. A **figura 8** ilustra uma curva V/f. Notem que, até 60 Hz, a razão mantém-se

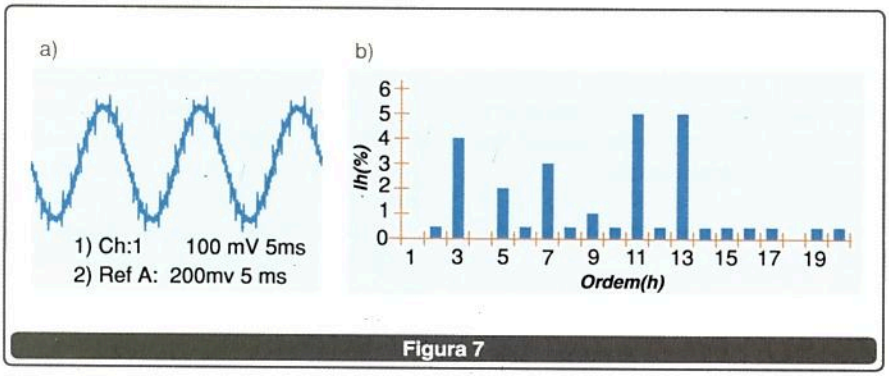


Figura 7

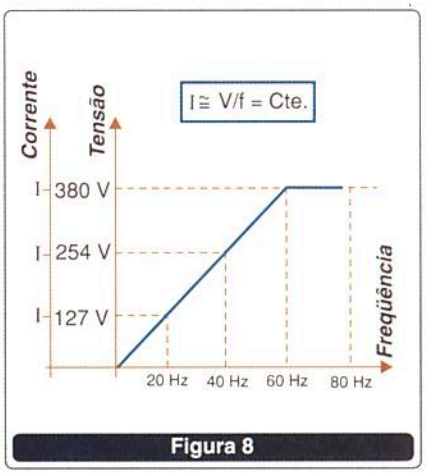


Figura 8

constante (V/f = 6,35). Porém, acima de 60 Hz não podemos mais aumentar a tensão, uma vez que já atingimos o valor máximo nominal. A partir desse ponto, a razão V/f não se mantém mais constante. Em 80 Hz, por exemplo, seu valor é 4,75, sendo que ele cairá mais segundo o aumento de "f".

Esta região acima dos 60 Hz é conhecida como região de enfraquecimento de campo, onde, através da **figura 9**, podemos visualizar a queda de torque segundo aumento da freqüência.

"E quando temos freqüências menores do que 30 Hz?"

Bem, aí a resistência "R" do estator (desprezada anteriormente) começa a influenciar a corrente. Para baixas freqüências, mantendo-se a proporcionalidade, a corrente e conseqüentemente o torque diminuem significativamente. A fim de evitar isso, elevamos a tensão do estator em baixas velocidades através do método da compensação (**figura 10**).

CONTROLE VETORIAL

Penso que já devem ter ficado claras as limitações do inversor/escalar:

- Ausência de *feedback* no movimento.
- O torque não se mantém constante, dependendo da variação da velocidade.

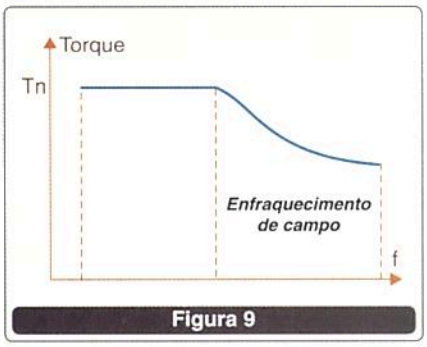


Figura 9

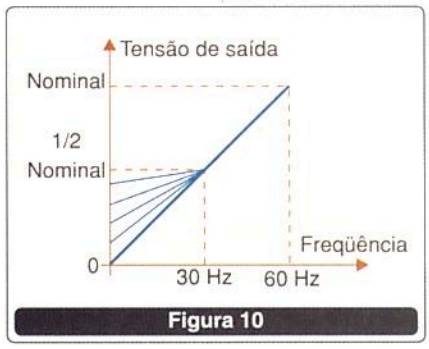


Figura 10

- Necessidade de compensação da curva V/f em baixas rotações.

Quando precisamos, porém, de:

- Alta performance dinâmica
- Resposta rápida
- Boa regulação de velocidade
- Controle preciso de torque.

A melhor opção torna-se o inversor vetorial.

"Mas o que é um inversor vetorial?"

Vamos responder essa pergunta começando por uma comparação.

No inversor V/f a referência de velocidade é usada como sinal para gerar os disparos dos transistores de potência, independentemente da velocidade real do Rotor. Já o inversor vetorial calcula, em tempo real, a corrente necessária para produzir o torque requerido pela máquina, calculando a corrente do estator e a corrente de magnetização.

"Qual a razão da palavra vetorial?"

Um vetor é uma representação matemática de uma grandeza física que tem magnitude e direção (por exemplo: uma força, ou uma corrente elétrica).

A corrente que circula no bobinado de um motor de indução pode ser separada em duas componentes: Id, ou corrente de magnetização (produtora de fluxo); e Iq corrente produtora de torque. A corrente total é a soma vetorial dessas duas, e o torque produzido é proporcional ao produto vetorial das duas componentes.

A qualidade com a qual essas componentes são identificadas e controladas define o nível de desempenho do inversor.

"Por quê o inversor vetorial, geralmente, é mais sofisticado e caro que o escalar?"

Para calcular as correntes Iq e Id é necessário resolver em tempo real uma equação que representa matematicamente o comportamento do motor de indução. Tempo Real, por sua vez, significa que este cálculo deve ser executado milhares de vezes por segundo. Tantas vezes, aliás, que se fizeram necessárias para um perfeito controle do motor. É por isso que este tipo de controle requer microprocessadores (ASICs ou DSPs) muito potentes, e capazes de realizar milhares de operações matemáticas por segundo.

Os parâmetros a serem considerados nesse cálculo são:

- resistência do estator
- resistência do rotor
- indutância do estator
- indutância do rotor
- indutância de magnetização.

Ainda dentro do assunto de controle vetorial, podemos encontrar duas técnicas: controle com *feedback* ou malha fechada (**figura 11**); ou sem *feedback*, conhecida como malha aberta ou "senrorless" (sem sensores).

A primeira técnica é mais precisa, enquanto que a segunda é mais econômica.

A **tabela1** mostra um comparativo de performance entre ambas.

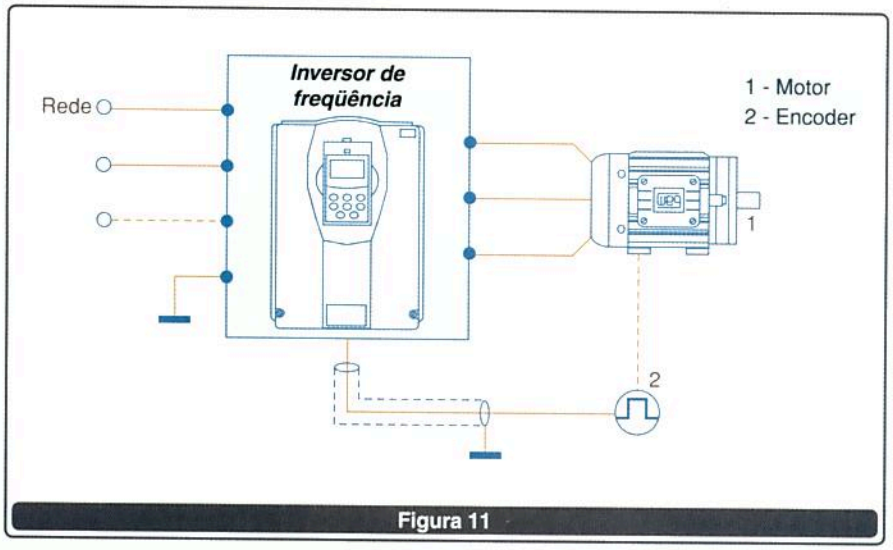


Figura 11

Tabela 1

Características	Com feedback	Sensores
Regulação de velocidade	0,01 %	0,1 %
Regulação de torque	5%	-
Faixa de variação de velocidade	1:1000	1:100
Torque da partida	400 %	250 %
Torque máximo	400 %	250 %

RECURSOS ESPECIAIS

A tecnologia dos inversores evoluiu muito, e, atualmente, temos equipamentos com altíssima performance.

É o caso do "vectrue inverter" CFW OS da Weg. Trata-se de um inversor vetorial, com uma função "optimal Braking®", que otimiza as frenagens. Sua aparência com principais blocos pode ser vista na **figura 14**.

Outro exemplo é o MOVIDRIVE® MD 60 A da SEW (**figura 15**).

Os *slots* de expansão (**figura 16**) permitem a conexão de placas controladoras de *encoder* , e expansão I/O.

Há também equipamentos especialmente desenvolvidos para aplicações simples, e que são boas opções quando tratarmos da relação custo/benefício. Um bom exemplo é o VFD – L (**figura 17**) da Delta, e comercializado pela Metaltex.

ENCODER INCREMENTAL COMO SENSOR DE VELOCIDADE.

Uma técnica muito comum nos dias de hoje é utilizar um *encoder* incremental, antes empregado apenas como sensor de deslocamento, como elemento sensor de velocidade.

Conforme a **figura 12** ilustra, o *encoder* incremental é feito por três emissores e três receptores de luz infra vermelha. Um disco reflexivo, emite três pulsos básicos: "A", "B", e "Z". "A" e "B" estão defasados em 90 º, e "Z" marca uma revolução completa. A eletrônica interna ao dispositivo gera mais três pulsos complementares: $\overline{A}$, $\overline{B}$, e $\overline{Z}$.

Os circuitos internos de controle do inversor analisam a freqüência com que esses sinais chegam, estabelecendo, assim, um valor de velocidade de rotação (**figura 13**) .

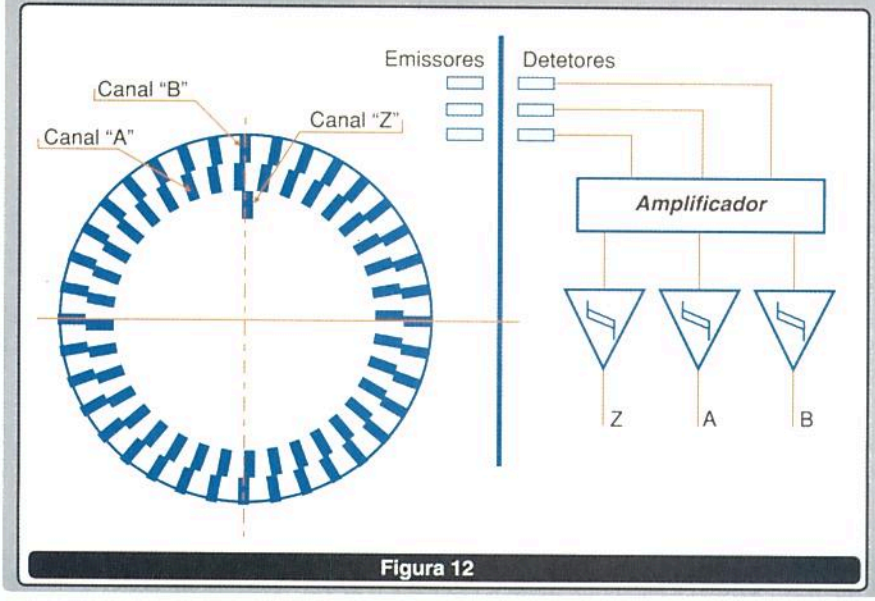


Figura 12

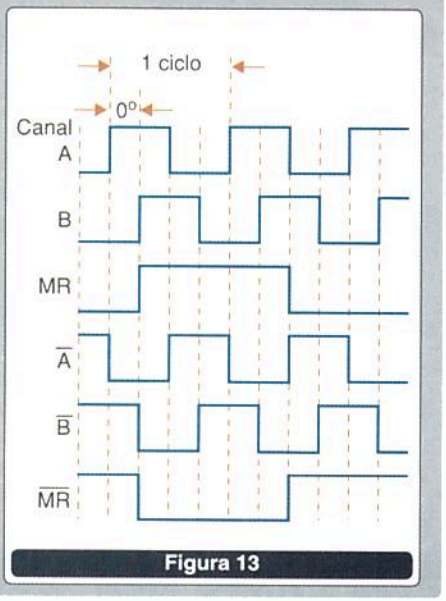


Figura 13

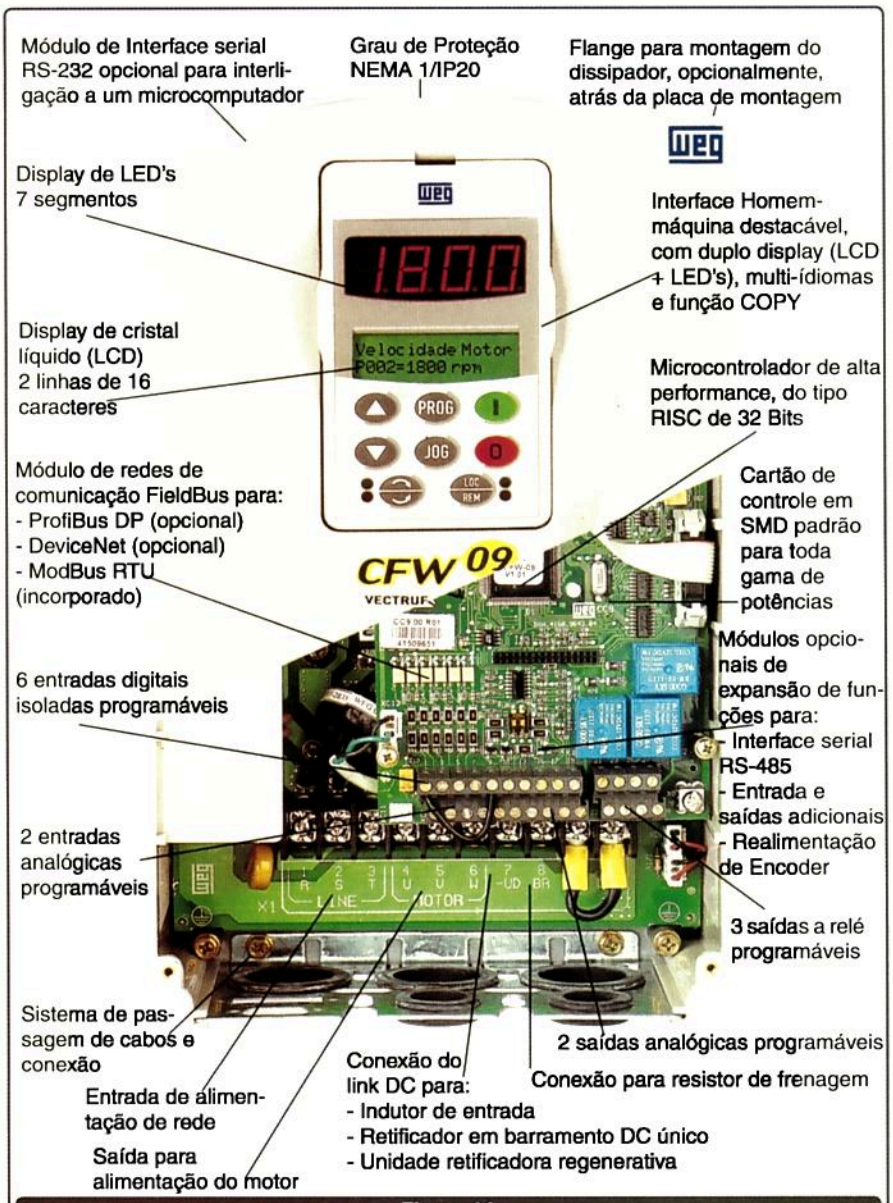


Figura 14



Figura 17

Já, se o problema for nos circuitos de controle, pouco se pode fazer em campo. A seguir temos alguns *sites* interessantes:

Produtos:
www.weg.com.br
www.sew.com.br
www.metaltex.com.br

Cursos
www.sp.senai.br



Figura 15

Notem que até mesmo um potenciômetro de ajuste de velocidade foi alocado na IHM para facilitar a utilização.

CONCLUSÃO

Esperamos ter estabelecido um "norte" para o leitor que trabalha com inversores de freqüência.

Na verdade, a estrutura básica da maioria dos inversores é similar, e grande parte dos problemas concentra-se na etapa de potência, e parametrização. Nada que um bom multímetro e o manual do usuário não possam resolver.



Figura 16

METALTEX

RELÉS INDUSTRIAIS

LINHA JX

Indicador luminoso



SOQUETE (PRT6)

A linha JX está disponível com relés de 5A, 8A, 12A e 16A. Todos aplicáveis diretamente em circuito impresso ou em soquetes para trilho DIN (exceto JXB). Ideais para aplicações de interfaceamento entre saídas de dispositivos e acionamentos, dispõem de bobinas de tensão desde 5 até 110VCC e 110 VCA e 220 VCA. Soquetes com indicador luminoso estão disponíveis.



JX2 **JXA** **JXB**



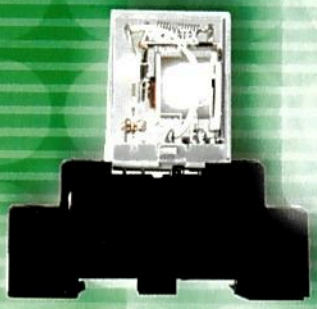
JXC



JX1







Para uso em soquete ou soldável diretamente em circuíto impresso. Com 2 ou 4 contatos reversíveis para 5A 240VCA/30VCC, bobinas disponíveis desde 6 até 110VCC e 6 até 240VCA Com dimensional de 28 X 21,5 X 35mm.

LINHA TN



Relé industrial para soquete, com 2 ou 4 contatos reversíveis (modelos especiais com até 6 contatos) para 15A 250VCA, e bobinas disponíveis desde 6 até 240VCA e 6 até 440VCA. Com dimensional de 60,5 X 32 X 54,2mm.

LINHA EO

LINHA OP



Relé industrial para soquete, com 1, 2 ou 3 contatos reversíveis para 12A 250VCA, com bobinas disponíveis desde 6 até 220VCC e 6 até 440VCA. Com dimensional de 35 X 35 X 55mm. Uma solução prática, robusta e acessível.



Assim como o relé OP, também é um relé para uso em soquete, com 2 ou 3 contatos reversíveis para 10A 250VCA, com bobinas disponíveis desde 12 até 250VCC e 110 ou 220VCA. Com dimensional de 34,5 X 34,5 X 55mm.

LINHA T

Telefone Matriz: (11) 5683-5709

BAHIA Tel.: (71) 286-7270
CAMPINAS Tel.: (19) 3227-9814
GOIÁS Tel.: (62) 3092-1565
MINAS GERAIS Tel.: (31) 3384-9476
PARANÁ Tel.: (41) 357-3370
RIO DE JANEIRO Tel.: (21) 2208-1335
RIO GRANDE DO SUL Tel.: (51) 3361-3453
SANTA CATARINA Tel.: (47) 433-0374

www.metaltex.com.br

ANALISADOR DE ESPECTRO

Conheça como e porque utilizar este instrumento — Final



Nas duas primeiras partes deste artigo em que analisamos o uso dos analisadores de espectro, vimos que o fenômeno do Alias pode afetar a análise de um sinal, devendo ser usados filtros. Vimos também, que a observação de parte do sinal, com destaque para a porção de interesse, poderia ser conseguida com as "funções janela". Nesta última parte veremos quais são os tipos de "funções janela" que podem ser utilizadas e quando escolher cada uma delas.

Newton C. Braga

A JANELA UNIFORME

A janela de Hanning funciona bem com sinais senoidais tanto periódicos quanto não periódicos no intervalo de tempo registrado.

Se isso ocorre, por que então usar outros tipos de funções?

Suponhamos que em lugar de desejarmos o espectro de freqüências de um sinal contínuo, queiramos analisar um evento transitório como, por exemplo, o observado na **figura 1**.

Se multiplicarmos o intervalo de tempo registrado por uma função de Hanning, conforme ilustra a mesma **figura** em **(b)**, o resultado será um transiente "janelado" que não corresponde à realidade, veja a mesma figura em **(c)**.

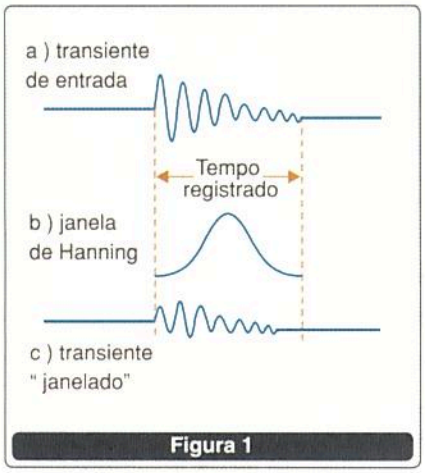


Figura 1

Há uma boa diferença entre o espectro real do transiente e o espectro registrado dessa forma. A deformação introduzida no transiente com a aplicação dessa "janela" faz com que ele pareça muito mais um sinal senoidal.

Isso nos leva a perceber que, no caso da análise de sinais como esse, não é conveniente usar a janela de Hanning. Essa janela deve ser utilizada apenas para se analisar sinais que sejam igualmente uniformes ao longo do tempo registrado.

Lembramos também que não devemos generalizar o que ocorre com o transiente tomado como exemplo. Nesse caso, aconteceu do início do transiente coincidir justamente com o início da amostragem. Note que usamos o recurso de "janelar" um sinal de modo que ele force a zero o sinal no início da amostragem, o que nem sempre é necessário.

As funções como essa que não exigem janela, porque podem ser contidas totalmente dentro do intervalo de tempo registrado, são denominadas funções "auto- janeláveis" ou *self windowing functions*", não gerando alterações na FFT.

Existem muitos exemplos de funções desse tipo, como as exibidas na **figura 2**.

Impactos, impulsos, *bursts* de sinais, ruídos, surtos de diversos tipos são exemplos de funções "*self windowing*". As funções *self windowing* também são usadas na análise da resposta de freqüência de redes, principalmente se houverem ressonâncias pouco amortecidas (alto Q).

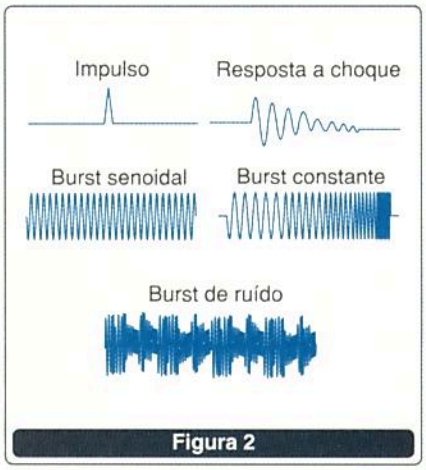


Figura 2

JANELA DE TOPO PLANO

Conforme vimos, precisamos de uma janela uniforme para analisar funções *self windowing,* como tran-

sientes. Entretanto, necessitamos desse recurso para analisar ruídos e sinais periódicos, como ondas senoidais.

Uma terceira função, que pode ser usada para "janelar" um sinal, é a topo-plano ou "*flat-top*", que justamente evita os efeitos da função de Hanning. Para isso, tomemos como exemplo a forma de onda da **figura 3**, onde uma FFT atua como filtros paralelos.

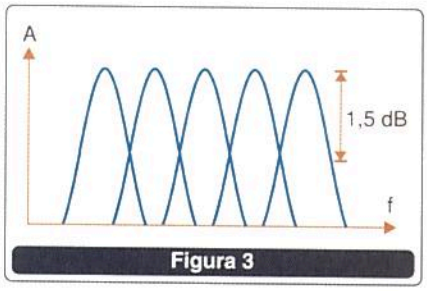


Figura 3

Essa figura mostra a ação dos filtros quando a função de Hanning é usada. Veja que essa função dá aos filtros um topo bem arredondado.

Se uma componente do sinal de entrada é centralizada no filtro, ela será medida com precisão. De outra forma, a curva do filtro irá atenuar a componente por um valor que depende de sua atenuação. Esse valor pode chegar aos 1,5 dB, conforme ilustra a mesma figura, o que corresponde a 16% de perda de precisão. Esse erro é inaceitável se estivermos tentando medir a amplitude da componente do sinal com precisão.

A solução é usar uma função de "janelamento" que modifique a curva dos filtros, tornando-a mais plana, veja a **figura 4**.

Com essa resposta, no ponto de máxima variação temos apenas uma diferença de 0,1 dB, o que corresponde a uma precisão de 1%. É claro que essa melhoria da precisão tem seu preço. De acordo com a **figura 5**, ao se achatar o topo da curva de resposta dos filtros, a ação destes fica de certa forma comprometida.

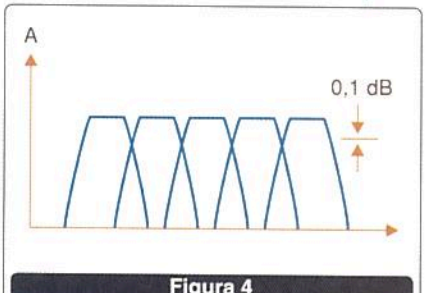


Figura 4

Perde-se, então, a capacidade de resolver uma componentes pequena que esteja muito próxima de uma maior. Muitos analisadores de espectro oferecem as duas opções de janela, de modo que o operador possa escolher entre aumentar a precisão ou manter a capacidade de resolução.

OUTRAS FUNÇÕES DE JANELAMENTO

Há muitas outras possibilidades de se janelar um sinal analisado, além da que vimos. Dois outros tipos são particularmente importantes, merecendo, portanto, uma análise neste artigo.

JANELAS DE FORÇA E RESPOSTA

Um martelo equipado com um transdutor de força é continuamente usado para simular uma estrutura para medidas de resposta. Tipicamente, a entrada de força é ligada a um canal do analisador, enquanto que a outra entrada é conectada à estrutura onde o martelo atua e onde existe um transdutor para captar as vibrações.

A força de impacto é do tipo "self windowing". A resposta da estrutura também, se ela se enquadrar dentro do tempo de resgistro do analisador.

Para garantir que a resposta vá de zero até o final do tempo de registro, uma janela com peso exponencial é acrescentada. **A figura 5** mostra a janela de resposta, que é levemente amortecida, que chega ao zero antes do final do amortecimento da batida do martelo.

Observe que, apesar da janela de Hanning, a resposta não é zero em ambos os extremos do tempo de registro. Sabemos que a resposta da

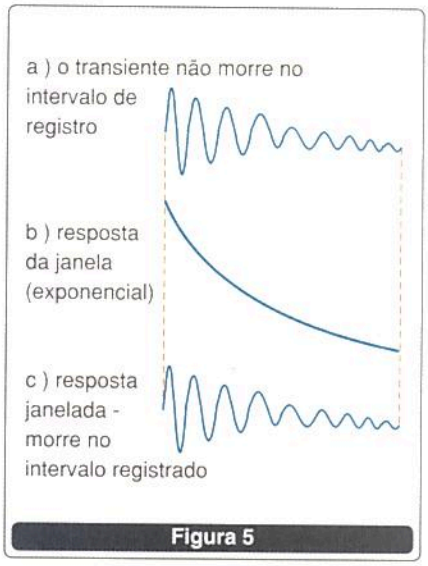


Figura 5

estrutura será zero no começo do tempo de registro, antes do martelo bater, assim não há necessidade de que a função seja zero nesse ponto. Além disso, a maior parte da informação sobre a resposta estrutural está no começo do tempo registrado, o que nos leva a atribuir um peso maior a essa parte do tempo de registro.

Como a força excitante será justamente a do impacto, os tempos antes e depois disso podem ser eliminados, e uma janela que leve em conta apenas isso pode ser usada, ilustra a **figura 6**.

Nesse caso, apenas os dados devidos ao impacto é que são registrados e nenhum ruído é levado em conta.

RUÍDO COMO ESTÍMULO

O estímulo de uma simples forma de onda senoidal não permite tirar

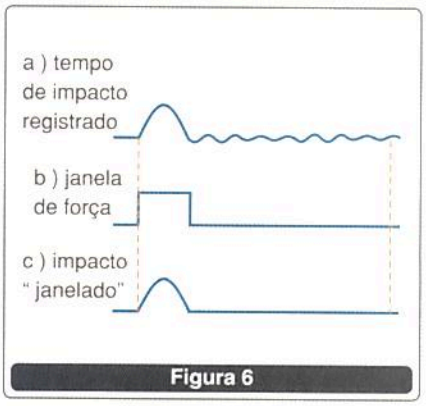


Figura 6

vantagens da velocidade dos filtros paralelos de um analisador de sinais. Se houver alguma fonte que possa aplicar diversas ondas senoidais, cada qual centralizada na freqüência de um filtro, será possível medir a resposta de freqüência em todas as freqüências de uma vez só, o que é ilustrado na **figura 7**.

Pode parecer que isso seja difícil e caro de fazer, mas não é bem assim. Uma única fonte de sinais denominada "pseudo aleatória" pode fazê-lo. Pelo nome utilizado na denominação dessa fonte, aparentemente ela funciona como uma espécie de gerador de ruído verdadeiro, exceto pelo fato de que ela é periódica.

Se juntarmos muitos sinais senoidais, o resultado será algo semelhante a um ruído branco. Uma boa analogia para o ruído branco é o som do vento ou da chuva. Cada gota d'água que cai produz um sinal bem definido, mas a chuva toda produz um ruído branco. A idéia é justamente essa: juntar uma boa quantidade de sinais senoidais, daí o nome de fonte de "periodic random noise" (PRN) ou "Ruído Aleatório Periódico".

Um ruído aleatório verdadeiro tem um espectro como o mostrado na **figura 8**.

Observa-se que esse tipo de ruídopode excitar todos os filtros de uma só vez e com isso usado como estímulo para a rede.

Qual é o melhor estímulo a ser usado numa análise? A resposta está na situação de medida a ser enfrentada. Temos então dois casos.

ANÁLISE DE REDES LINEARES

Se a rede for razoavelmente linear, PRN e ruído aleatório podem levar aos mesmos resultados que a varredura senoidal. Todavia, a PRN resulta numa resposta de freqüência muito mais rápida.

ANÁLISE DE REDES NÃO LINEARES

Se a rede analisada é não linear, o PRN fornece um sinal muito pobre e o ruído aleatório é muito melhor.

Conforme ilustra a **figura 9**, se um sinal senoidal for aplicado a uma rede não linear, ocorrerão problemas de distorção que serão gerados de forma igualmente espaçada.

O pior disso tudo, é que esses produtos irão cair justamente nas mesmas freqüências das outras ondas senoidais no PRN. Isso vai se adicionar ao sinal medido, causando erros. Com ruído aleatório isso não acontece porque sua distribuição é por igual no espectro e seus efeitos são levados em conta na média. O resultado é medida mais precisa do sinal.

RUIDO LIMITADO EM FAIXA

Ao se trabalhar com ruídos é preciso considerar também a necessidade de se limitar sua faixa. Isso é importante porque desejamos que toda a energia do estímulo fique concentrada na faixa de freqüências que está sendo analisada.

Qualquer energia que esteja fora desta faixa não irá contribuir para a análise do sinal. Esse problema se agrava quando se trabalha com ruído aleatório que tem, teoricamente, a potência distribuída igualmente por todo o espectro de freqüências. Para evitá-lo, os analisadores dinâmicos de sinais possuem recursos para limitar a faixa de atuação dos ruídos utilizados como estímulo. Isso é conseguido com o uso de fontes de ruídos internas que possuem ajustes para a faixa de freqüência de atuação.

CONCLUSÃO

O que vimos nestes três artigos é apenas uma pequena parcela de informações que são importantes para se usar melhor um analisador digital de sinais.

Outros itens de igual peso podem ser encontrados na vasta documentação que a Agilent Technologies coloca à disposição na Internet, porém em inglês. Os leitores interessados poderão continuar seus estudos acessando tais informações.

Acreditamos que os conhecimentos básicos sobre alguns problemas que podem ocorrer ao emprega-se um analizador FFT, assim como as vantagens de se usar este ou aquele recurso ficaram patentes no decorrer deste artigo.

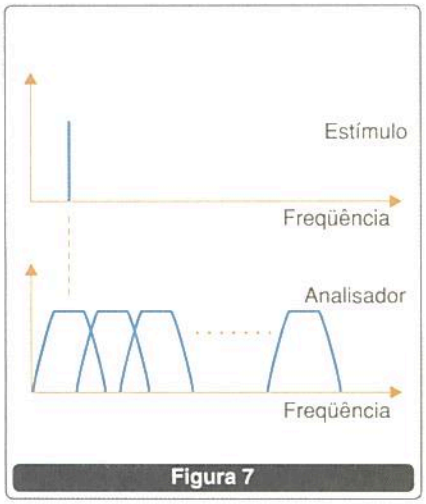


Figura 7

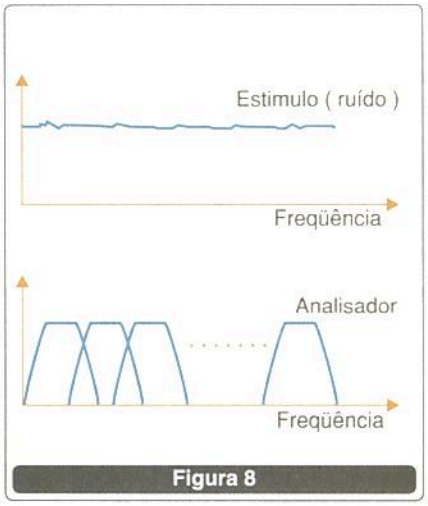


Figura 8

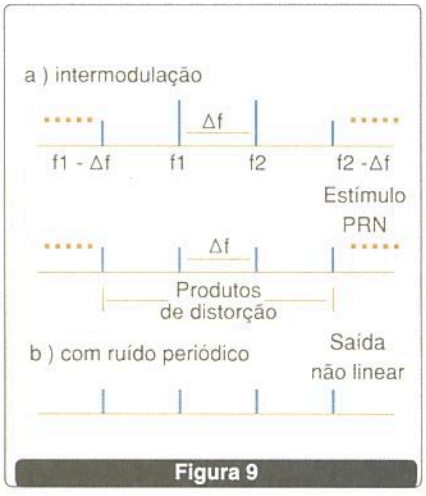


Figura 9

COMPARANDO A PERFORMANCE DE ANALISADORES DE ESPECTRO

Os analisadores de espectro são instrumentos indispensáveis no dia-a-dia do profissional das Telecomunicações. Com eles, é possível ter uma idéia do que ocorre com um sinal não só na sua freqüência, mas em um amplo domínio, o que é fundamental para análise e diagnósticos de problemas. Existem duas tecnologias usadas nos analisadores de espectro, varredura (*sweep*) e Análise por Transformada Rápida de Fourier (FFT). Veja, neste artigo, as diferenças entre as tecnologias e no que isso influi nos resultados das análises. Ele é baseado em documentação da Agilent Technologies.

Newton C. Braga

A análise de sinais através de um analisador de espectro envolve fatores como faixa dinâmica, precisão e velocidade, os quais devem estar presentes nos instrumentos empregados.

No entanto, dependendo da tecnologia utilizada, um desses fatores pode comprometer o outro, o que significa que nem sempre é possível obter o máximo de precisão com o máximo de velocidade ou faixa dinâmica. Desta forma, dependendo do tipo de trabalho a ser realizado pelo profissional, é preciso entender como as diversas tecnologias empregadas e as características que elas adicionam aos instrumentos podem influir na análise de um sinal.

Neste artigo, vamos comparar as duas tecnologias encontradas nesses instrumentos, em alguns tipos de medidas. Uma delas é a que faz uso de um processo de varredura (*sweep*) e a outra utiliza a análise pela Transformada Rápida de Fourier (FFT), que é uma técnica digital.

COMPARANDO A PRECISÃO DE AMPLITUDE

Os dois tipos de analisadores de espectro apresentam erros de amplitude. Contudo, os tipos por varredura (*sweep*) possuem recursos para correção que levam a melhores resultados, conforme ilustra a **figura 1**.

No analisador de espectro por varredura, a precisão de amplitude dos filtros de resolução de largura de faixa (RBW = *Resolution Bandwidth*) pode ser maior porque eles estão centralizados na mesma freqüência. No caso dos FFT, entretanto, a linearidade do processo de conversão do sinal depende do conversor A/D e, portanto, é ele que determina a precisão.

Uma ampla resposta plana é necessária para evitar os erros de conversão. Estes erros normalmente são compensados, mas o processo é imperfeito, na maioria dos casos, podendo permanecer erros tão grandes como +/- 0,25 dB tipicamente.

O uso de DSPs permite diminuir este tipo de erro.

COMPARAÇÃO DA FAIXA DINÂMICA

As tecnologias digitais mais modernas que empregam conversores analógico-digitais e DSPs estão se tornando mais comuns e mais

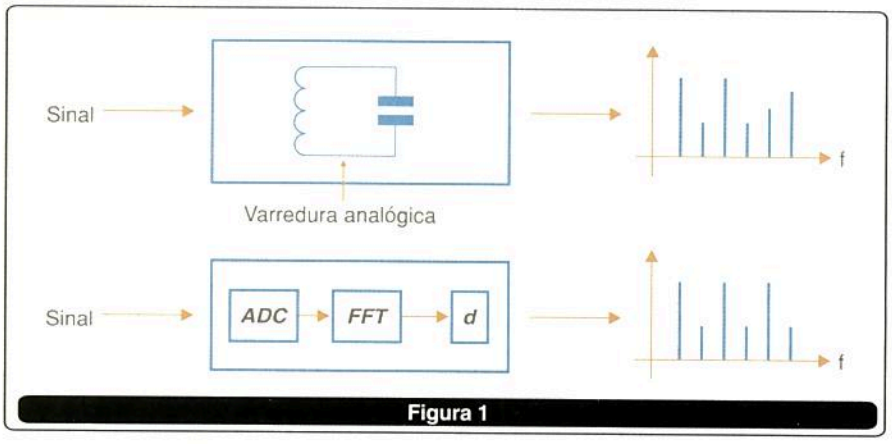


Figura 1

avançadas. Na maioria dos aparelhos a tecnologia digital é concentrada algumas etapas depois das etapas de FI e do amplificador logarítmico. Não obstante, existem analisadores em que esta tecnologia já é implementada após a etapa de FI e a filtragem é feita por técnicas FFT ou por implementação digital de filtros de FI.

A mudança do processo de conversão pode resultar numa melhora da faixa dinâmica dos FFTs em relação aos equipamentos que se baseiam em varredura.

FAIXA PASSANTE DOS ADCS

A relação sinal/ruído efetiva de um processo de conversão de um sinal da forma analógica para digital (ADC) pode ser melhorada substancialmente limitando-se sua faixa passante. No caso dos analisadores de espectro típicos tipo *sweep*, um pré-filtro analógico limita a faixa passante para o ADC em aproximadamente 2,5 vezes a faixa passante final.

Os pré-filtros analógicos também são usados nos analisadores tipo FFT, mas os seus benefícios estão limitados devido a sua faixa mais larga. Como o espalhamento inteiro de freqüências é processado no FFT, o pré-filtro analógico é mais estreito, com uma banda fixada em aproximadamente 1,25 vezes a faixa do FFT.

EFEITO DO AUTO-RANGING

O *auto-ranging* é uma técnica poderosa para expandir a faixa e a resolução de um sistema ADC, e com isso a faixa dinâmica. Nos analisadores tipo *sweep*, a intensidade o envelope na resposta de um pré-filtro varia levemente o suficiente para que o ADC pssa mudar de faixa e com isso acompanhar o envelope.

O *auto-ranging* também pode ser usado na análise FFT, no entanto, a faixa não pode ser mudada dentro do espalhamento de freqüências de um único FFT. Assim, o piso de ruído de cada FFT é tipicamente mais elevado e isso, por sua vez, limita a faixa dinâmica. Com o analisador *sweep* temos, então, uma melhor faixa dinâmica.

VELOCIDADE DE VARREDURA USANDO UM FILTRO DIGITAL

Longos períodos de medida nos analisadores de espectro tipo *sweep* resultam de medidas que normalmente requerem faixas estreitas e um espalhamento maior de freqüências. Essa situação ocorre normalmente em espalhamentos de freqüência abaixo de 100 kHz tipicamente, e também em medidas de espúrios de baixo nível, onde faixas estreitas são utilizadas para diminuir o nível de ruído médio.

Para varreduras de faixas estreitas, o fator limitante na velocidade é a capacidade do filtro de resolução de faixa responder ao envelope ou às variações de intensidade resultantes do processo de varredura. A velocidade de resposta limitada do filtro é responsável por erros na exibição da freqüência e na amplitude. Esses erros aumentam quando o tempo de varredura diminui. Nos analisadores de espectro tradicionais, eles são mantidos dentro de valores conhecidos, limitando-se a velocidade de varredura dos filtros. Os erros de resposta dos filtros variam com o quadrado a faixa passante, o que significa que seus valores são muito menores quando a faixa passante é reduzida.

Os filtros Gaussianos são os mais usados nos analisadores de espectro tipo *sweep* devido a sua boa seletividade (para sinais de igual nível), e além disso são comparativamente rápidos.

As limitações decorrentes das características dos filtros podem ser contornadas de diversas formas, sendo uma delas a que utiliza técnicas digitais. Apesar dos efeitos dos filtros estarem presentes tanto nas configurações analógicas como digitais, as respostas e características dos filtros analógicos não podem ser alteradas, o que não acontéce com os filtros digitais, onde elas são facilmente modificadas pelo uso de DSPs.

Com isso, analisadores que fazem uso dessas técnicas digitais passam a ter características melhoradas como, por exemplo:

- Melhor fator de linearidade dos filtros para maior seletividade em qualquer faixa selecionada.
- Incrementos de banda (10 %) menores para otimizar o tempo de de varredura e banda passante.
- Características dinâmicas previsíveis (tempo de resposta para as variações do envelope) que causam erros de intensidade e freqüência devido a varredura podem ser corrigidas com precisão.

Taxas de varredura maiores resultam em erros de amplitude maiores. No entanto, nos filtros digitais esses erros podem ser compensados através de algoritmos apropriados, de modo a se reduzir seus efeitos.

VELOCIDADE

A maior vantagem dos analisadores FFT é a sua velocidade em medidas que exijam a utilização de filtros de resolução de bandas estreitas (RBW) e um espalhamento de freqüências relativamente grande. O processamento FFT pode ser modelado para agir como centenas de filtros RBW ligados em paralelo.

Assim, no caso de uma análise em faixa estreita, um instrumento FFT pode alcançar velocidades maiores analisando muitas freqüências ao mesmo tempo. Todavia, para faixas mais largas, ocorre uma sobrecarga computacional, o que pode comprometer os benefícios do processamento paralelo.

A análise FFT é uma abordagem valiosa para análise de sinais em bandas estreitas onde os tempos dos tipos de varredura podem ser inaceitavelmente longos.

A **figura 2** mostra uma comparação dos tipos de analisadores tratados neste artigo.

Uma outra vantagem dos analisadores FFT é a apresentação dos resultados de todo o espectro de freqüência em um único ciclo de aquisição.

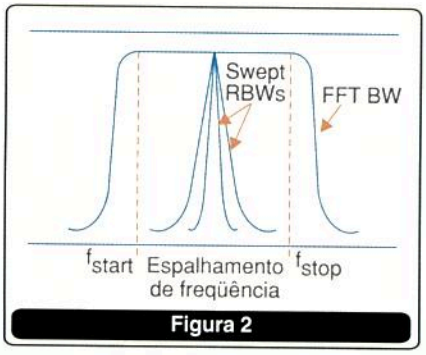


Figura 2

CONTINUUM DE PERFORMANCE

Quando diversas FFTs são usadas para cobrir um único espalhamento de freqüências, a faixa dinâmica pode ser melhorada pelo emprego de filtragem e *auto-ranging* em cada segmento de FFT. Por exemplo, se 10 FFTs são utilizados para cobrir um único espalhamento de freqüência, a faixa de freqüências do pré-filtro pode ser fixada em um valor de apenas 1/10 de um único FFT, o que permite uma melhora na faixa dinâmica. Neste caso, os resultados de cada FFT são unidos de modo a formar um "continuum" que abrange todo a faixa do espectro que está sendo analisada.

FAIXA DINÂMICA DE TIPOS COM FFT MULTÍPLOS

Quando diversas FFTs são usadas para cobrir um único espalhamento de freqüências, a faixa dinâmica pode ser melhorada através do uso de filtragem e autoranging para cada segmento FFT. Por exemplo, 10 FFTs proporcionam 10 possibilidades de *auto-ranging* na captura da magnitude do espectro no espalhamento das freqüências medidas.

VELOCIDADE NOS FFTS MÚLTIPLOS

A velocidade das medidas em um analisador que use diversas FFTs não será a mesma que se obtém em um instrumento com uma FFT. No entanto, os benefícios obtidos pela possibilidade de se estreitar a faixa de cada FFTs são maiores do que os resultantes da redução da velocidade.

Quando se usam diversas FFTs, a velocidade final será determinada por diversos fatores, incluindo-se o tempo de aquisição de dados, o tempo de processamento, e o tempo de comutação. Um valor típico para análise em faixa estreita é de 1,83/RBW do tempo de varredura multiplicado pelo número de FFTs.

No gráfico da **figura 3** mostramos a porção plana da curva de análise FFT em comparação com o tempo de processamento dos sinais.

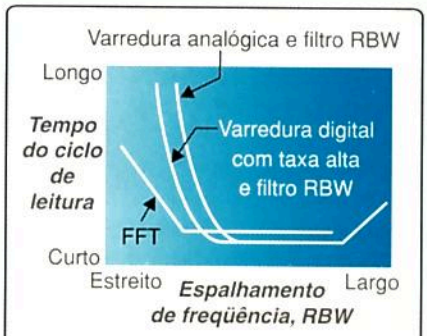


Figura 3

VARREDURA AUTOMÁTICA E MANUAL

Muitos analisadores de espectro possuem recursos para selecionar de modo automático o modo de varredura. O usuário pode selecionar entre dois algoritmos, aquele que está mais de acordo com o sinal a ser analisado. Um dos algoritmos dá ênfase a faixa dinâmica, enquanto que o outro dá prioridade à velocidade de medida.

A escolha é feita em função da faixa de resolução. Nas aplicações comuns, um analisador escolhe a FFT por filtros RBW abaixo de 10 kHz e análise por varredura para RBW de 10 kHz e acima. Se a otimização da faixa dinâmica for selecionada (existindo essa opção), o analisador escolhe automaticamente a melhor varredura sem que haja comprometimento das outras características.

Os tipos de varredura também podem ser selecionados manualmente de modo a otimizar a velocidade, faixa dinâmica ou precisão.

Todavia, é preciso ter cuidado que o aumento da precisão, por exemplo, pode comprometer outras características. O operador deverá estar apto a escolher o melhor ajuste para a análise que está sendo feita.

CONCLUSÃO

Os analisadores por varredura e FFT apresentam características diferenciadas que podem ser mais importantes em determinados tipos de trabalho. Assim, o operador de tais instrumentos deverá conhecer as limitações de cada um de modo a saber quando uma análise está ou não dotada de erros inerentes ao próprio princípio de funcionamento do aparelho.

Esse conhecimento também é importante para que se saiba ajustar as próprias características de um instrumento específico para uma dada aplicação.



INTRODUÇÃO À FAMÍLIA DE MICROCONTROLADORES LPC900 FLASH, DA PHILIPS

Neste artigo, fazemos uma introdução da família de microcontroladores LPC900 da Philips com memória Flash, baseada no microcontrolador 80C51.

Alfonso Pérez

A família de microcontroladores LPC900 FLASH da Philips é baseada no microcontrolador 80C51 e especificada para operar de 2,4 V a 3,6 V. Esta família possui uma arquitetura de processador de alto desempenho que executa instruções com 6 vezes a velocidade do microcontrolador 8051 padrão. A família LPC900 é projetada para aplicações que requerem alta integração e baixo custo. Muitas funções (periféricos, *timers*, etc.) foram adicionadas para reduzir os componentes externos e espaço nas placas de circuito impresso (PCB).

As referências e pinagens mais comuns da família LPC900 são:

LPC90x - 08 pinos.
LPC91x - 14 pinos.
LPC92x - 20 pinos.
LPC93x - 28 pinos.

Dentro de cada referência existem diferentes recursos (periféricos, memórias, etc.) para adequar o microcontrolador a uma ampla faixa de exigências de projeto. Como um guia para este artigo, foi selecionado o microcontrolador P89LPC922. As letras "P89" são um prefixo que se antepõe nas referências da família LPC900.

As principais características do microcontrolador P89LPC922 são:

Memórias:

8 kbytes de memória FLASH.

256 bytes de memória RAM.

Programação ISP (*In-System Programming*) e IAP (*In-Application Programming*)

I/O

Capacidade de excitar LEDs em todos os pinos.

Schmitt Trigger nas entradas das portas.

Opções de configuração para as I/O das portas.

I/O são tolerantes para 5 V.

Timers:

2 *Timer*/Contadores de 16 bits, configuráveis para gerar PWM.

1 *clock* de tempo real que pode ser usado como *timer*.

Timer Watchdog com oscilador interno separado.

Comunicações:

UART com gerador de bauds (bits/s) e capacidade de interrupções versáteis.

Porta de comunicação I^2C.

Osciladores:

Oscilador RC interno configurável que permite a operação da CPU sem componentes no oscilador externo, incluindo comunicação serial (UART).

Várias fontes para o Clock da CPU.

A maioria das instruções são executadas em 2-clocks ou 4-clocks (6 vezes a velocidade de dispositivos 80c51 padrão).

Outros:

2 Comparadores analógicos.

Vários modos de operação para baixo consumo.

Reset por baixa tensão (*Brown-nout*).

Reset ao alimentar interno (*Power-on*), permitindo essa operação sem componentes externos.

A **figura 1** mostra um diagrama de blocos do microcontrolador P89 LPC922.

I/O

O P89LPC922 tem 3 portas de entradas/saídas chamadas P0, P1 e P2 (veja **figura 2**). As portas 0 e 1 são de 8 bits e a porta P3 de 2 bits, dando um total de 18 pinos I/O conquanto se use o oscilador e o *reset* interno. Quando se usa o *reset* e o oscilador externo, o microcontrolador disponibiliza 15 I/O.

Todos, exceto 3 pinos, podem ser configurados por software para uma das 4 seguintes modalidades:

Entradas/saídas Quase Bidirecionais (*Quasi- bidirectional*).

Saída de dreno aberto.

Saída *Push-Pull*.

Somente entrada.

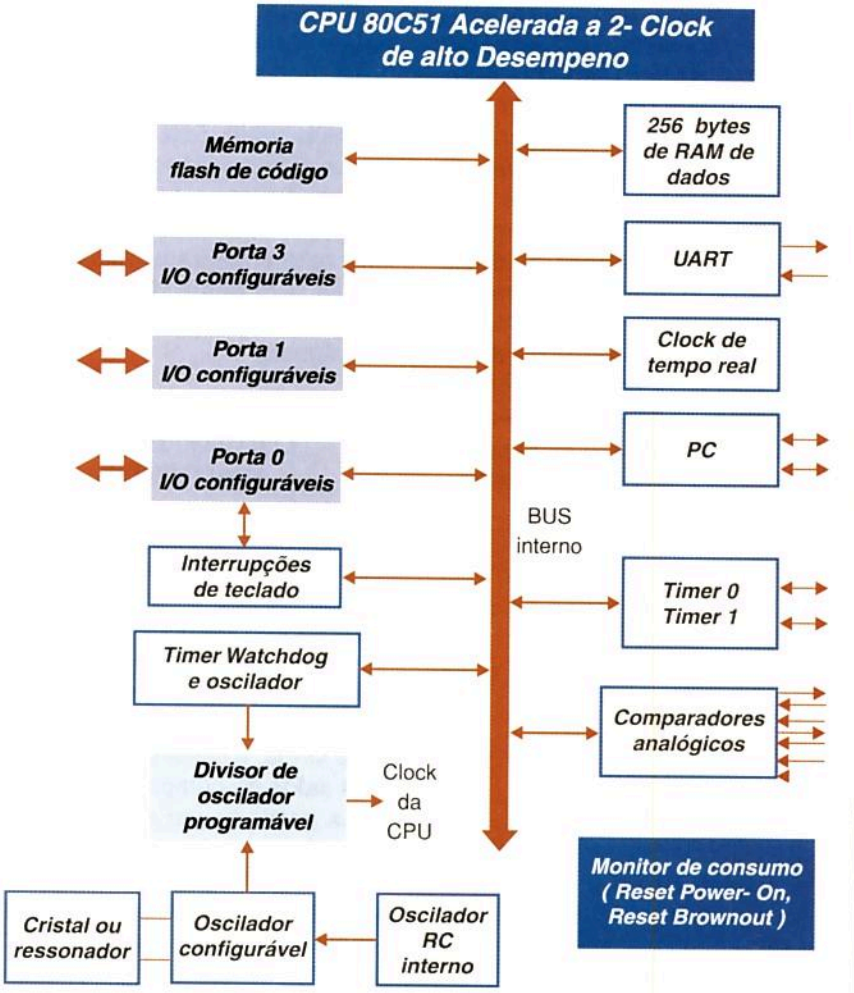


Figura 1

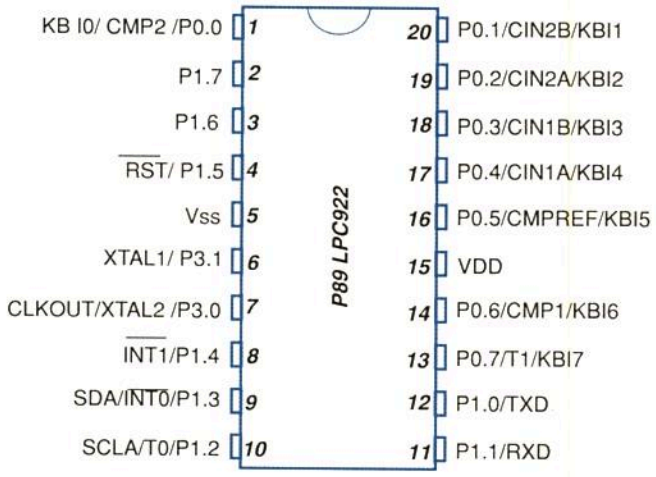


Figura 2

Configuração de Saídas Quase Bidirecionais: Este tipo de configuração permite usar os pinos como entradas ou saídas sem ter que reconfigurar a porta, de uma maneira muito similar ao 8051 comum. Nesta configuração existem 3 transistores *pull-up* que servem para diferentes finalidades e 1 transistor *pull-down* similar à configuração de saída de dreno aberto.

Configuração de Saída de Dreno Aberto: Nesta configuração são desabilitadas todas as conexões até o positivo (transistores *pull-up*) e somente se usa um transistor para comutar o negativo (transistor *pull-down*). Como o P89LPC922 é um dispositivo de 3 V, este circuito permite conectar ou acoplar os pinos de saída a 5 V. Para que o pino possa ser utilizado neste tipo de configuração, normalmente deve haver um resistor *pull-up* no positivo e cuidados devem ser tomados para não se exceder a corrente que os pinos são capazes de manusear.

Configuração de Saída Push-Pull: A configuração de saída *push-pull* tem a mesma estrutura *pull-down*, assim como os modos de configuração quase biderecionais e dreno aberto. Sem dúvida, também fornece tensão ao positivo (*pull-up*) quando o pino contém um 1 lógico. O modo de saída *push-pull* pode ser usado quando se necessita de mais corrente no nível alto (1 lógico) do pino da porta.

Configuração de Somente Entrada: Nesta configuração, o pino da porta é uma entrada com Schimitt-Trigger.

TIMERS

O P89LPC922 tem 2 *timers*/contadores, um *clock/timer* de tempo real e um *timer watchdog* que podem ser usados de diversas formas, conforme as necessidades do projeto.

Timer/contador 0 e 1: Estes *timers* são compatíveis com o 8051 padrão. Foi adicionada uma opção para automaticamente "togglar" um

pino de saída (T0 ou T1) no transbordamento do *timer*. Estes *timers*/contadores podem ser configurados em 5 modos de operação (modo 0, 1, 2, 3 e 6). O modo 6 dá suporte para o *timer* ser mudado para PWM.

Clock/Timer de tempo real: Este *clock* permite continuamente rodar um timer enquanto o P89LPC922 está em modo de baixo consumo (*powered-down*).

Timer Watchdog: Este *timer* gera um *reset* no P89LPC922 quando ocorrer uma falha de alimentação no *timer*, antes que ele alcance a contagem terminal. (*underflow*).

UART

O P89LPC922 tem uma UART melhorada e compatível com a UART convencional do 8051, exceto que o sobrefluxo (*overflow*) do *timer* 2 não pode ser usado como um gerador de taxa de bauds (*Baud Rate*). O P89LPC922 tem um gerador de taxa de bauds independente. Outras melhorias na UART em relação ao 8051 padrão incluem: detecção de erro no formato *Framming*, reconhecimento automático de endereços, *buffer* duplo selecionável e algumas opções de interrupções. Existem 4 modos de operação para adaptá-lo às necessidades do projeto (modo 0,1,2 ou 3).

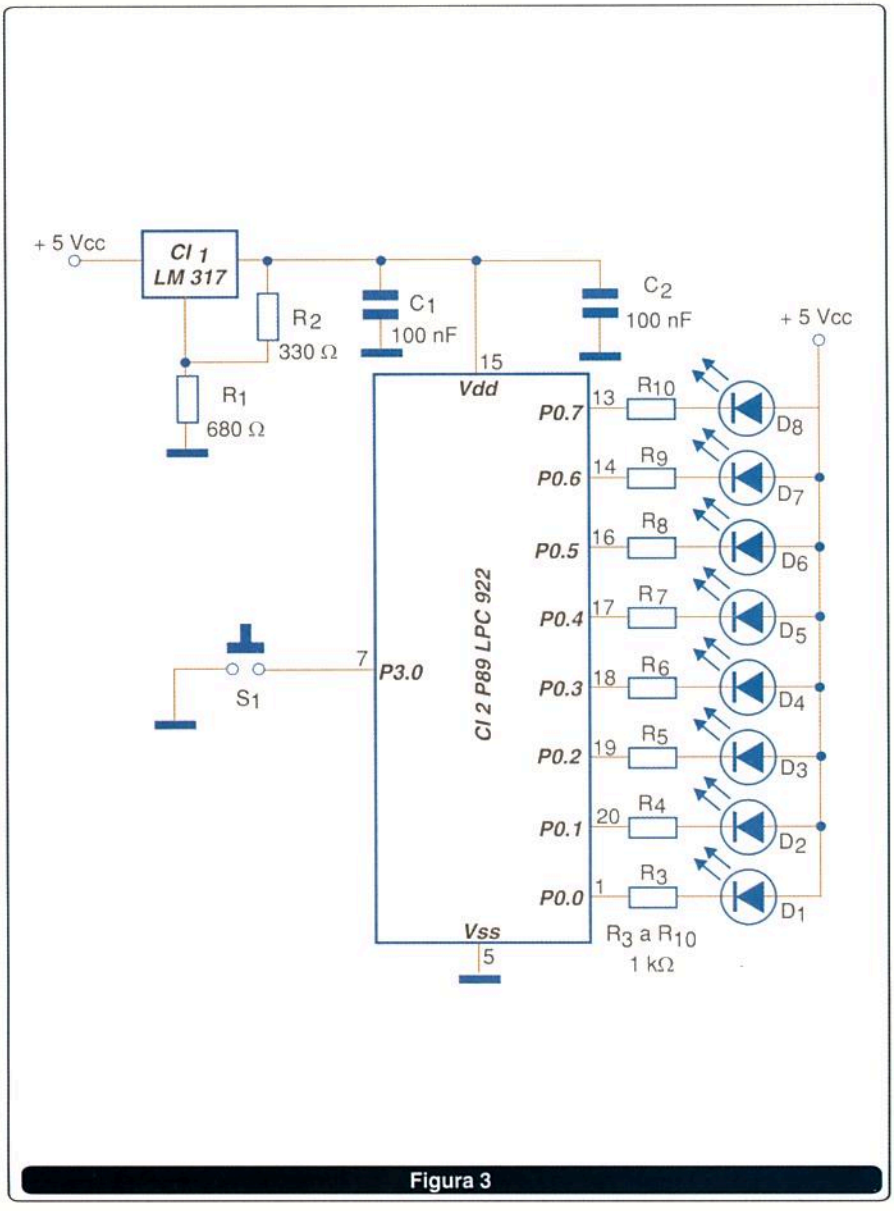


Figura 3

INTERFACE I²C

O P89LPC922 tem uma interface serial I²C que usa duas linhas (SDA e SCL) para transferir informações entre os dispositivos conectados ao barramento. Esta interface inclui características como: transferência de dados bidirecional entre mestres e escravos, barramento multimestre, arbitração entre transmissões simultâneas sem perda de dados, além de permitir diferentes taxas de comunicação, etc.

COMPARADORES ANALÓGICOS

O P89LPC922 tem 2 comparadores analógicos. As entradas e saídas permitem o uso de um número diferente de configurações. A operação de comparador é assim: a saída é um 1 lógico quando a entrada positiva é maior que a entrada negativa. De outra forma, a saída é zero.

A saída do comparador pode ser lida a partir de um registro interno ou ser roteada para um pino. Cada comparador tem 2 entradas positivas selecionáveis por software. A entrada negativa pode ser selecionada por um pino externo ou uma tensão interna de referência. Se habilitado, quando a saída do comparador muda de estado, pode ser gerada uma interrupção.

Para obter informações sobre o microcontrolador P89LPC922 e a família LPC900 visite o *site*: www.semiconductors.philips.com

CIRCUITO E PROGRAMA EXEMPLO

A **figura 3** mostra um circuito exemplo com o P89LPC922. Como a tensão especificada para a operação do microcon trolador vai de 2,4 V a 3,6 V, é usado um LM317 para fornecer uma tensão aproximada de 3,5 V a partir de uma tensão de entrada de 5 V.

Este circuito-exemplo executa uma seqüência (deslocamento ou incremental) nos LEDs conectados à porta P0. O microcontrolador P89LPC922 tem conectado um pulsador no pino XTAL2, que seleciona a seqüência sobre os LEDs. Como o microcontrolador está usando o oscilador RC interno, este pino pode ser usado como um pino de entrada/saída de uso geral.

O programa para este circuito foi desenvolvido em C como o compilador KEIL. Quando o microcontrolador é conectado à alimentação, a função **main** é chamada. Esta função começa configurando o pino P3.0 (XTAL2) como entrada (modo quase-bidirecional) e a porta P0 como saída (dreno aberto). Depois o programa entra no bloco principal.

O bloco principal testa constantemente o *bit toggle* e dependendo de seu estado, é chamada uma rotina diferente. Se *toggle* está no nível 1 lógico, é chamada a rotina **Rotation**, a qual se encarrega de conectar seqüencialmente uma saída (LED_1 a LED_8) na porta _0. Se o *bit toggle* esá em zero lógico, então é chamada a rotina **Increment**, qual se encarrega de incrementar (na forma binária) a porta P0.

Estas rotinas estão constantemente chamando a função *Button*, a qual se encarrega de testar se foi pulsado S_1. Se este pulsador foi pressionado, o *bit toggle* muda de estado e assim o bloco principal chama a rotina correspondente (**Rotation ou Increment**). A função **Botton** está usando um contador para evitar o ruído do pulsador, baseado no tempo da rotina *delay*. Deve ser tomado cuidado, caso este tempo da rotina **delay** varie, para ajustar o período (tempo) de leitura do pulsador S_1. A rotina **delay** é empregada para retardar o acendimento e apagamento dos LEDs.

Para obter mais informações e uma cópia de demonstração do compilador KEIL, visite o *site*: www.keil.com

Para baixar os arquivos do código-fonte do circuito exemplo, visite o *site*: www.sabereletronica.com

Ao gravar o microcontrolador desabilitar *o watchdog.*

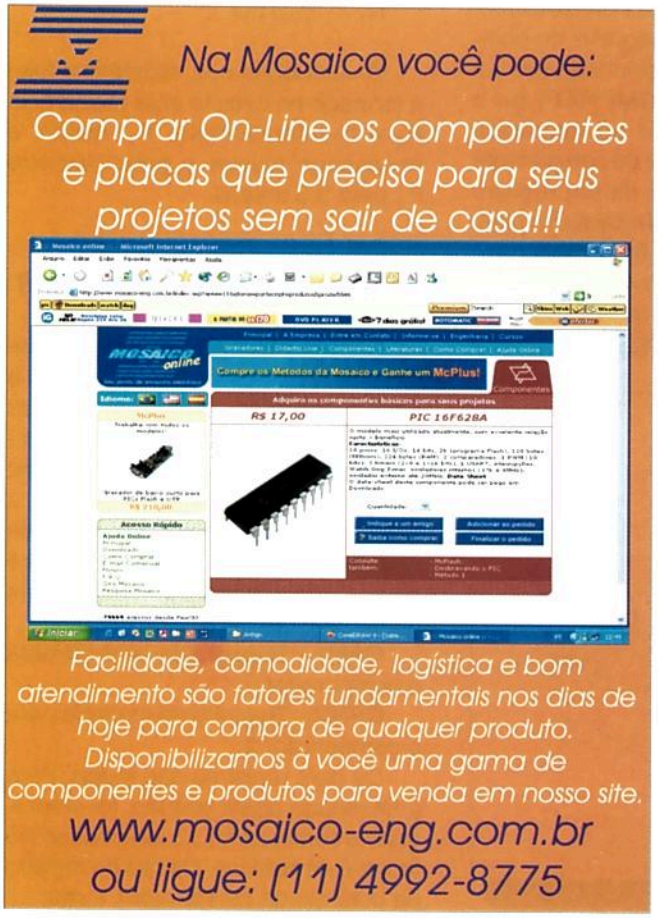
LISTA DE MATERIAIS

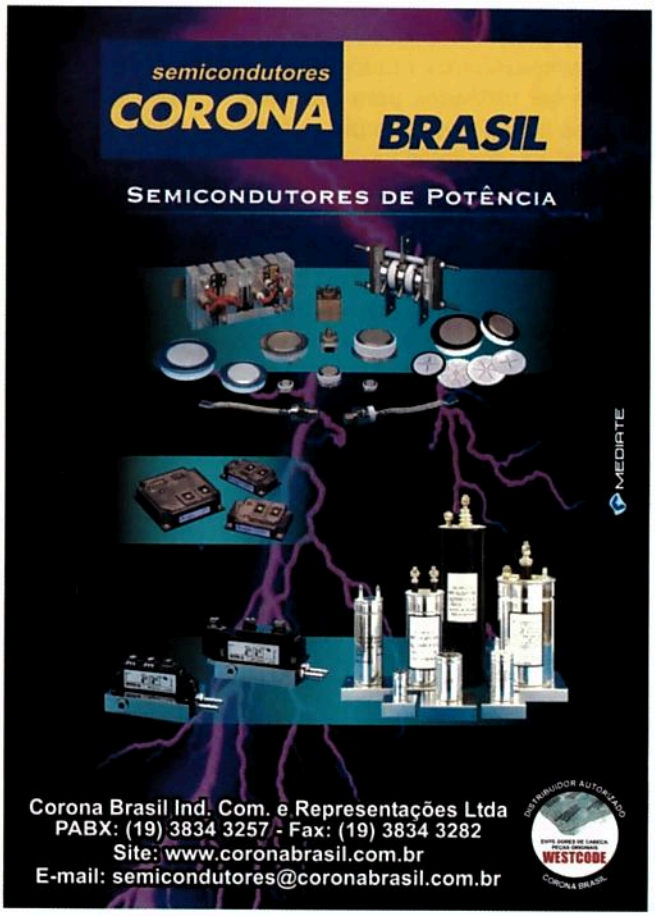
Semicondutores:
CI_1 - LM317
CI_2 - microcontrolador P89LPC922
D_1 a D_8 - LEDs

Resistores (¼ W):
R_1 - 680 Ω
R_2 - 330 Ω
R_3 e R_{10} - 1 kΩ

Capacitores:
C_1 e C_2 - 100 nF cerâmico

Diversos:
S_1 - Pulsador





MONITOR DE TENSÃO COM O MICROCONTROLADOR P89LPC922

Este artigo mostra como implementar um monitor de baixa tensão com o microcontrolador P89LPC922 Flash, da Philips.

Alfonso Pérez

O microcontrolador P89LPC FLASH, da Philips, é baseado no microcontrolador 80C81, projetado para aplicações que requeiram alta integração e baixo custo, além de ser especificado para trabalhar com tensões de 2,4 V a 3,6 V. Essa faixa de tensões permite seu uso em aplicações portáteis alimentadas com baterias. Este microcontrolador possui dois comparadores analógicos que podem ser utilizados para monitorar tensões como, por exemplo, a fonte (bateria) de alimentação.

No circuito da **figura 1**, foi implementado um monitor de tensão para a bateria de alimentação. Quando a tensão de alimentação do microcontrolador cai para menos de 2,6 V, o LED1 acende, indicando que a bateria está fraca. Para a construção deste circuito foi usado o comparador analógico 1 (CMP1) do microcontrolador.

A **figura 2** mostra a configuração de pinos de entrada e saída dos comparadores. Cada comparador tem 2 entradas positivas e 2 entradas negativas, selecionadas por software. Note que a entrada negativa do comparador pode ser selecionada por um pino externo (P0.5/CMPREF) ou a partir de uma tensão de referência interna (Vref). A saída do comparador pode ser lida a partir de um registro interno ou ser utilizada para um pino.

Para o circuito da figura 1, o comparador usa o pino P0.4/CIN1A como entrada positiva e a tensão de referência interna (Vref 1,23 V) como a entrada negativa. Para selecionar a tensão de comutação (Vcom 2,6 V) é usada a seguinte fórmula:

$$R_1 = R_2 ([Vcom / Vref] - 1)$$

Supondo que $R_2 = 20\ k\Omega$ então:

$$R_1 = 20 ([2,6 / 1,2] - 1)$$

$$R_1 = 23,3\ k\Omega$$

O valor obtido de resistência total é formado no circuito pela resistência R_1 e o potenciômetro P_1. Assim, é necessário ajustar o potenciômetro P_1 para 3,3 kohms.

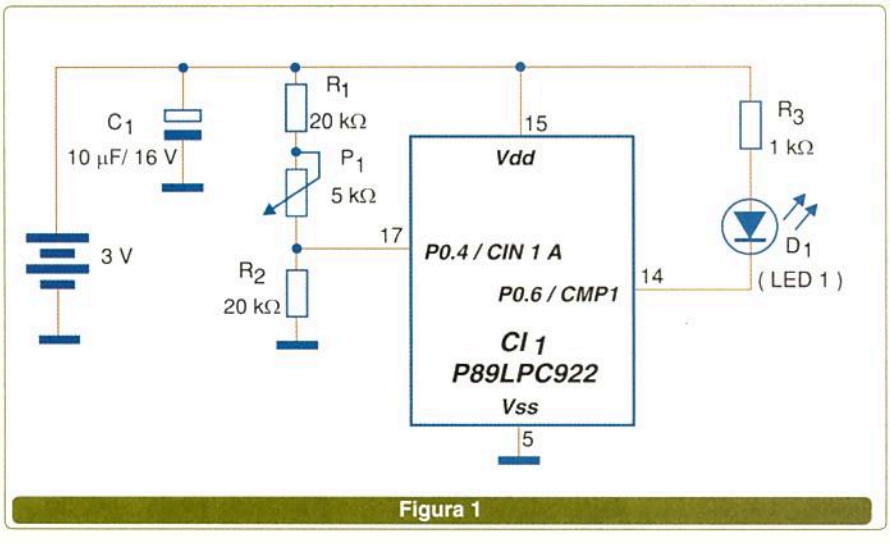


Figura 1

COMPARADORES ANALÓGICOS

O P89LPC922 tem dois comparadores analógicos. As entradas e saídas permitem o uso de diversas configurações. A operação de comparador é feita da seguinte forma: a saída é um "1 lógico" quando a entrada positiva é maior que a entrada negativa. De outra forma, a saída é zero. Cada comparador possui um registro de controle.

CPM1 - Registro de controle para o comparador 1.

CPM2 - Registro de controle para o comparador 2.

Os dois registros são iguais. Para a finalidade deste circuito, foi empregado o comparador 1 e seu respectivo registro de controle. Os bits do registro de controle do comparador 1 são:

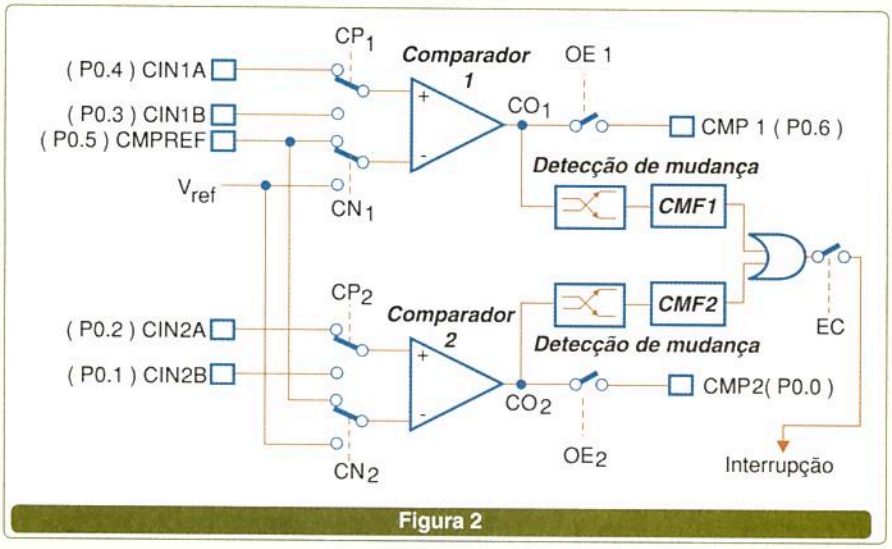


Figura 2

bit6, bit7 -Reservados para futuros usos e não devem ser colocados em 1 lógico pelo programa.

bit5 - CE1 - Habilita o comparador 1.
1 lógico: A função do comparador é habilitada.
0 lógico: Comparador 1 desabilitado.

A saída do comparador fica estável 10 microssegundos depois do bit CE1 ser colocado em 1 lógico.

bit4 - CP1 - Seleção de entrada positiva do comparador 1.
1 lógico: Seleciona CIN1B como a entrada positiva do comparador.
0 lógico: Seleciona CIN1A como a entrada positiva do comparador.

bit3 - CN1 - Seleção de entrada negativa do comparador 1.
1 lógico: Seleciona a referencia interna (Vref) como a entrada negativa do comparador.
0 lógico: Seleciona o pino de referência do comparador CMPREF, como a entrada negativa do comparador.

bit2 - OE1 - Habita a saída do comparador.
1 lógico: A saída do comparador é conectada ao pino CMP1, se o comparador está habilitado (CE1 = 1).
0 lógico: Desconecta a saída do comparador do pino CMP1.
Esta saída é assincrona ao *clock* da CPU.

bit1 - CO1 - Este bit reflete a saída do comparador 1.
Sincronizado pelo *clock* da CPU para permitir leitura por software.

bit0 - CMF1 - *Flag* de interrupção do comparador 1.
Este bit é colocado pelo hardware no nível1 lógico, se a saída (CO1) muda de estado e pode causar uma interrupção por hardware, se esta for habilitada. Este bit deve ser limpo pelo software.

O *flag* CMF1 é colocado no nível 1 lógico, se a saída do comparador mudar de estado. Este *flag* pode ser testado pelo software ou pode ser usado para gerar uma interrupção. Os dois comparadores utilizam um vetor de interrupção comum. A interrupção será gerada quando for colocado no nível 1 lógico o bit de habilitação de interrupção dos comparadores (EC), localizado no registro de habilitação de interrupções (IEN1), e o sistema de interrupções será habilitado através do bit EA no registro IEN0. Se ambos os comparadores habilitam a interrupção, depois de entrar na rotina de seviço de interrupções, o programa terá de ter os *flags* para determinar qual comparador causou a interrupção.

Qualquer ou ambos comparadores podem permanecer habilitados, quando o microcontrolador se encontra em algum estado de abaixo consumo (*Power down ou idle*).

PROGRAMA

O programa para este circuito foi desenvolvido em C com o compilador KEIL. Quando o microcontrolador é alimentado, a função *main* é chamada. Esta função começa desabilitando a entrada digital no pino usado pelo comparador 1 (CINI1A), ou seja, o pino P0.4 da porta 0. Depois, é configurada a porta 0 como entrada, com exceção do pino P0.6 (saída) que corresponde à saída do comparador 1 (CMP1).

O programa continua com a habilitação do comparador 1. Neste ponto, é selecionado o pino CINIA (P0.4) como entrada positiva do comparador e a saída do comparador é habilitada para ser conectada ao pino CMP1 (P0.6). Em seguida, é gerado um retardo para estabilizar o comparador e finalmente se entra no bloco principal.

Quando o microcontrolador entra no bloco principal, é colocado no modo de baixo consumo. Sem dúvida, o comparador permanece ativo, e caso a tensão da bateria seja inferior a 2,6 V, o LED acenderá.

Numa aplicação prática para equipamentos portáteis, normalmente o microcontrolador é colocado no estado de baixo consumo, isto é, para consumir energia somente quando o usuário pressionar algum pulsador, e então serão executadas as rotinas que controlam o circuito.

Para obter informações e uma cópia de demonstração do compilador KEIL, visite o site: www.keil.com.

Para baixar os aruivos de código fonte do circuito exemplo, visite o *site*: www.sabereletronica.com.br.

Ao gravar o microcontrolador, desabilite o *watchdog*.

Lista de Materiais

Semicondutores:
CI 1 - microcontrolador P89LPC922.
D_1 - LED comum.
Resistores: ¼ W:
R_1 e R_2 - 20 kΩ.
R_3 - 1 kΩ..
P_1 - 5 kΩ.
Capacitores:
C_1 - 100 µF, eletrolítico.
Diversos:
Placa de circuito impresso, baterias, fios, solda, etc.

ESD – DESCARGAS ELETROSTÁTICAS

O que você precisa saber

Nas localidades mais afastadas do litoral, principalmente no inverno, a umidade relativa do ar cai a valores tão baixos que o ac mulo de eletricidade estática em objetos de uso comum atinge elevados n veis. Desconsiderando os problemas de eventuais choques quando tocamos na fechadura de um carro ou em uma torneira (por estarmos carregados), para quem trabalha com dispositivos eletrônicos sensíveis, o fato é muito mais grave. Componentes sensíveis, circuitos integrados ou placas podem ser danificados até mesmo no processo de retirá-los de uma embalagem. A ESD ou Descarga Eletrostática será o assunto deste artigo.

Newton C. Braga

Na natureza a tendência é que os corpos permaneçam neutros, ou seja, com igual número de cargas positivas e negativas, conforme ilustra a **figura 1**.

Na prática, entretanto, não é isso o que ocorre. Diversos fenômenos podem quebrar esse equilíbrio e cargas de determinada polaridade podem prevalecer nos corpos, causando então diversos tipos de problemas quando a neutralidade é novamente atingida. Isso acontece, porque essa neutralidade é atingida com uma descarga ou forte movimentação dessas cargas, veja a **figura 2**.

O desequilíbrio dessas cargas poderá atingir valores tão elevados que os corpos ondee isso ocorre estarão submetidos a tensões de centenas ou milhares de volts. Uma pessoa caminhando num carpete poderá acumular cargas em seu corpo em um potencial superior aos 1 000 V.

Nos cursos do nível médio aprendemos que é possível quebrar o equilíbrio elétrico de um corpo por atrito, contato ou indução. Para o profissional dae Eletrônica é preciso saber como restabelecer o equilíbrio para evitar que ele cause estragos nos componentes e circuitos eletrônicos. A **figura 3** ilustra o que ocorre nos três casos.

Mas, quais são os meios que os profissionais que precisam trabalhar em lugares secos com componentes sens veis devem usar para evitar que cargas estáticas se acumulem em locais impr prios causando problemas?

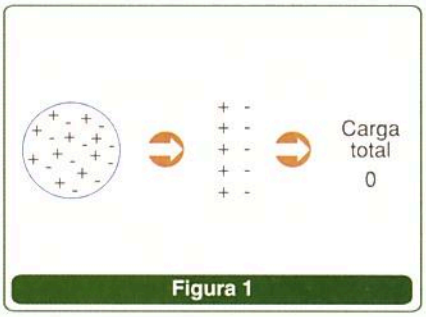


Figura 1

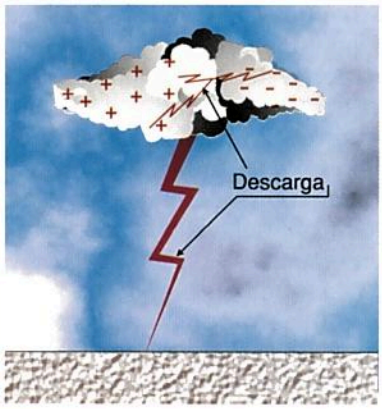


Figura 2

ATERRAMENTO

Qualquer corpo carregado ligado à terra descarrega-se, conforme sugere a **figura 4.**

Um profissional que manuseia pe as de plástico e esteja isolado da terra (piso isolante ou carpete) poderá acumular centenas ou milhares de volts durante seu trabalho. A solução mais adotada em casos como este e a de se aterrar o operador. Para essa finalidade temos diversos procedimentos que podem ser adotados.

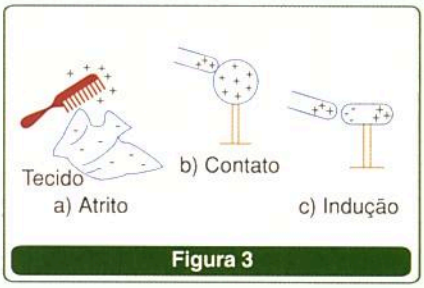


Figura 3

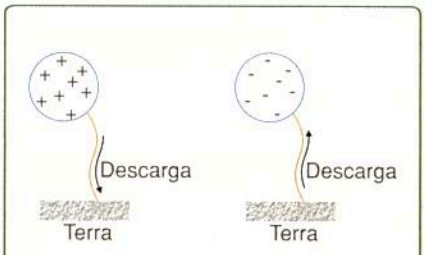


Figura 4

Um deles consiste em se usar pulseiras ou caneleiras de aterramento, observe a **figura 5**.



Figura 5

No entanto, em uma linha de montagem, ou num laboratório de desenvolvimento ou manutenção de equipamentos eletrônicos, o aterramento poderá ser muito mais complexo. Diversos recursos devem ser usados para se evitar a ação das descargas estáticas capazes de destruir equipamentos sensíveis.

Todas as bancadas de trabalho, prateleiras e outros locais que potencialmente possam representar a possibilidade de um acúmulo de eletricidade estática devem ser aterrados. Na **figura 6** temos uma figura que exibe esses locais.

É preciso levar em conta que alguns procedimentos aceitos como suficientes para se eliminar as cargas, podem não sê-lo. Por exemplo, se aterrarmos um profissional, as cargas acumuladas na sua roupa poderão não ser eliminadas. De fato, certos materiais usados nas roupas são tão pobres condutores de eletricidade que, mesmo aterrando a pessoa, a roupa ainda mantém a carga, atentem para a **figura 7**.

Veja que o aterramento eficiente quando existe percurso para que toda a carga acumulada num corpo se escoe para a terra. Tamb m muito importante identificar a área protegida (EPA – *ESD Protect Area*) de modo que as pessoas que nela trabalham estejam conscientes de que é preciso tomar algumas precauções especiais quando componentes e circuitos são manuseados.

Observe que as superf cies de trabalho devem ser capazes de dissipar as cargas estáticas e ainda serem aterradas. Todos os operadores devem ter recursos para que seus corpos e roupas não armazenem cargas elétricas.

Os componentes e circuitos devem ser guardados em locais que não armazenem eletricidade estática e mesmo suas embalagens devem ser capazes de dissipá-la.

IONIZAÇÃO

Um recurso muito importante utilizado em instala es sens veis ao ac mulo de eletricidade estática e portanto à ESD, é a ionização.

Os ionizadores ou eliminadores estáticos, como também são conhecidos, são dispositivos que geram tanto cargas negativas como positivas. Essas cargas são atraídas pelo corpo carregado, conforme sua polaridade, ocorrendo o processo de neutralização, conforme ilustrado na **figura 8**.



Figura 7

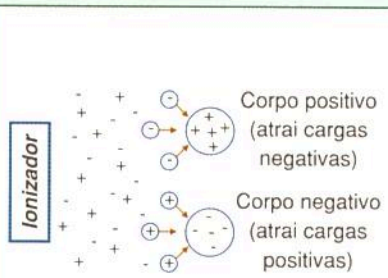
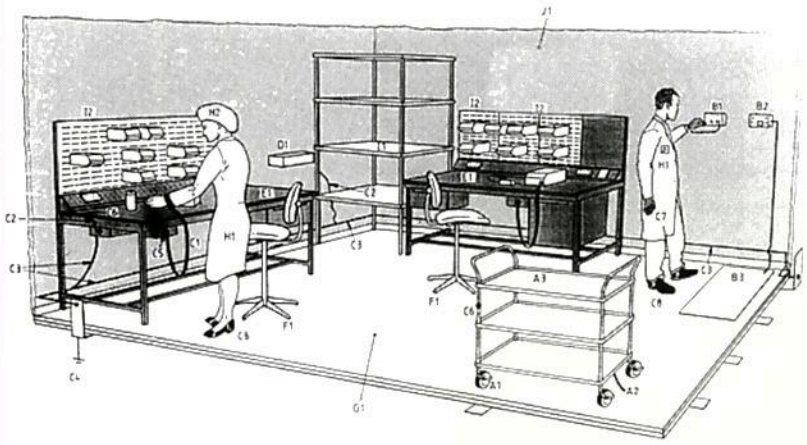


Figura 8


Figura 6

A1 Rodas aterradas
A2 Travessas aterradas
A3 Base aterrada
B1 Teste de cargas estática
B2 Teste de carga corporal
B3 Placa para descarga corporal
C1 Pulseira e fio de aterramento
C2 Fio de aterramento
C3 Terra para ESD
C4 Terra
C5 e C6 Conexão de aterramento
C7 Luvas
C8 Salto e sola com dispositivos de descarga
D1 Ionizador
E1 Superfícies de trabalho
F1 Cadeira com aterramento
G1 Piso aterrado
H1 Roupas anti-estáticas
H2 Gorro anti-estático
I1 Prateleiras aterradas
I2 Rack aterrado
J1 EPA (ESD Protected Area) - Área protegida contra ESD

Todavia, é necessário tomar cuidado para que o material não adquira cargas elétricas novamente, ao ser atritado depois de neutralizado.

Os neutralizadores por ionização ou (ionizadores) nada mais são do que geradores de alta tensão pulsante alternada na freqüência da rede de energia de 60 Hz. Quando pulsos de alta tensão são aplicados a uma ponta, conforme mostra a **figura 9**, o ar em sua volta se ioniza e é dispersado por um ventilador.

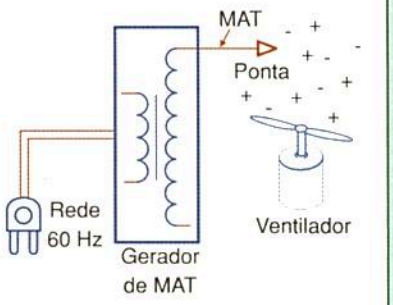


Figura 9

No processo usado são gerados pulsos negativos nos semiciclos negativos da rede e pulsos positivos nos semiciclos positivos de modo que temos a produção de íons positivos e negativos em igual quantidade.

Se o material colocado diante do ionizador estiver carregado positivamente, ele atrairá apenas os íons negativos e se neutralizará. Se o material estiver carregado negativamente, ele atrairá os íons positivos e também se neutralizará, veja a **figura 10**.

Existem ainda dispositivos de ionização que fazem uso de substâncias radiativas como isótopos de Polonio 210, os quais têm uma meia vida de apenas 138 dias. Esses materiais ionizam constantemente o ar em sua volta pela radiação nuclear, mas além de serem perigosos deverão ser trocados anualmente pela perda de sua capacidade de ionização.

COMO SOLUCIONAR PROBLEMAS DE ESD?

Componentes eletr nicos, placas caras e equipamentos que empregam componentes sensíveis a ESD estão apresentando defeitos constantes nos dias sêcos devido às cargas acumuladas? É hora de tentar identificar o problema para encontrar a melhor solução.

Para identificar o problema de uma forma mais precisa, existem instrumentos capazes de localizar cargas estáticas. Na **figura 11** temos um localizador especialmente projetado para esta finalidade.

Este tipo de localizador não apenas dá uma idéia da intensidade das cargas como também da sua polaridade, permitindo assim que se tomem as medidas necessárias para sua eliminação.

Uma vez identificado o problema, deve-se partir para a sua eliminação. Para isso, é preciso pensar tanto nos aterramentos quanto na possibilidade de usar equipamentos de ionização. Se o corpo que manifesta as cargas for totalmente condutor, o aterramento resolverá. No entanto, se for parcialmente condutor com áreas isolantes, então deveremos pensar na solução dada pelo ionizador.

É claro que há situações onde as duas soluções devem ser consideradas.

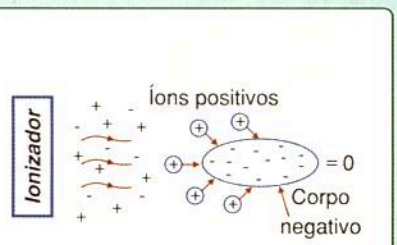


Figura 10

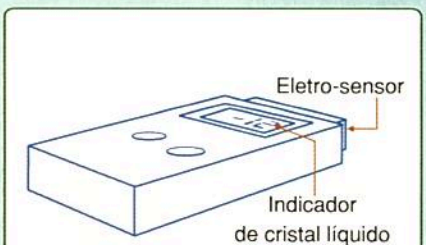


Figura 11

NORMAS

No Brasil, as normas que regem os procedimentos para se evitar ou corrigir problemas de ESD são as seguintes:

NBR14163 (97) - Terminologia Utilizada no Controle Eletrostático
NBR14164 - Simbologia ESD
Proj. 1131 003 - Requisitos Básicos Para Proteção de Componentes Sensíveis à ESD

Existem ainda as seguintes normas do IEC, que devem ser analisadas quando se trata de proteção contra ESD:

- IEC 1340 -1 - Generalidades
- IEC 1340-1-1 - Guia para os princípios dos fenômenos eletrostáticos
- IEC 1340-1-2 - Definições e terminologia
- IEC 1340-2 - Medidas e métodos em eletrostática
- IEC 1340-2-1 - Decaimento de cargas
- IEC 1340-2-2 - Cargabilidade
- IEC 1340-2-3 - Resistências e resitividades
- IEC 1340-3 - Métodos para simular efeitos eletrostáticos
- IEC 1340-3-1 - Modelo do corpo humano
- IEC 1340-3-2 - Modelo de máquina
- IEC 1340-3-3 - Modelo do componente carregado
- IEC 1340-3-4 - Modelo de efeito de campo
- IEC 1340-4 - Métodos de teste para aplicações específicas
- IEC 1340-4-1 - Avaliação da cobertura de piso
- IEC 1340-4-2 - Embalagem
- IEC 1340-4-3 - Calçados
- IEC 1340-5 - Especificações para proteção de dispositivos eletrônicos sensíveis a eletricidade estática
- IEC 1340-5-1 - Exigências gerais
- IEC 1340-5-2 - Guia do usuário
- IEC 1340-6 - Técnicas para o controle do fenômeno eletrostático & métodos para reduzir seus efeitos
- IEC 1340-6-1 - Ionizadores

Lembramos ainda que essas normas estão em inglês.

Instituto Monitor



A escola que vai até você!

CURSO DE ELETRÔNICA DO INSTITUTO MONITOR FORMA TÉCNICOS COM REGISTRO NO CREA

No Instituto Monitor você escolhe onde, como e quando estudar, conquista uma formação reconhecida e, ainda, economiza tempo e dinheiro.

Confira as vantagens de estudar no Instituto Monitor.

Você:

- Faz a matrícula pelo correio, Internet ou telefone, em qualquer época do ano;
- Estuda em lugar de sua escolha, no horário que quiser;
- Conta com o auxílio permanente de professores especializados, por carta, fax, e-mail, telefone ou pessoalmente;
- Escolhe a data para fazer os exames;
- Investe em seu futuro com economia e segurança;
- Conclui seu curso mais rapidamente;
- Conquista um Diploma ou Certificado com validade nacional.

Curso Técnico em Eletrônica (com CREA)



Ensino Técnico modulado com 3 qualificações profissionais:

- **Instalador e Reparador de Circuitos Eletrônicos e Microcomputadores**
- **Assistente em Eletrônica e Comunicação de Dados**
- **Projetista em Eletrônica**

Grupos de estudos com encontros presenciais. Conheça!

Outros cursos disponíveis:

Técnicos e Supletivo a Distância

- **Contabilidade** (com CRC)
- **Secretariado** (com DRT)
- **Informática**
- **Transações Imobiliárias** Corretor de Imóveis com **CRECI**
- **Cursos Supletivos** Ensino Fundamental e Ensino Médio com uma Qualificação Profissional

Diploma reconhecido pelo MEC

Cursos Profissionalizantes

- **Eletrônica Rádio e TV**
- **Eletricista Enrolador**
- **Montagem e Reparação de Ap. Eletrônicos**
- **Eletricista**

Cursos Presenciais

- **Eletrônica** (com **CREA**)
- **Controlador PIC**
- **Webdesign** (criação de páginas para internet)
- **Webmaster** (programação e administração de sites)
- **Instalação e Configuração de Redes**
- **Montagem e Manutenção de Microcomputadores**

O Instituto Monitor é credenciado com cursos autorizados para EAD nos termos da Deliberação CEE nº 11/98 pelo CEE-SP. Pareceres 650/99 (DOE-SP 10/12/1999) e 250/03 (DOE-SP 09/07/2003)



GRÁTIS Catálogo informativo

Instituto Monitor
FORMANDO PROFISSIONAIS DESDE 1939

Central de atendimento

(11) 33-35-1000

www.institutomonitor.com.br • atendimento@institutomonitor.com.br
caixa postal 2722 • São Paulo - SP • CEP 01060-970

Sim. Desejo receber, grátis e sem compromisso, mais informações sobre o curso de:

SE/AF 240

Nome _____

End _____ Nº _____

Bairro _____

Tel. _____ e-mail _____

INFLUÊNCIA DAS HARMÔNICAS NA ALIMENTAÇÃO DE DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS

Parte I - O que são e suas causas

A presença de harmônicas em uma rede de alimentação pode causar sérios problemas de funcionamento aos equipamentos por ela alimentados. Aparelhos sensíveis podem ser levados à perda de dados, disparos erráticos e até mesmo a problemas de queima de componentes. Neste artigo, faremos uma breve análise sobre as causas que determinam o aparecimento das harmônicas numa linha de fornecimento de energia, seus efeitos e quais as soluções que devem ser adotadas quando problemas se manifestarem.



Newton C. Braga

A qualidade da energia fornecida aos equipamentos alimentados por uma rede de corrente alternada está diretamente ligada a diversos fatores. Se esses fatores puderem atuar livremente, teremos perturbações que podem causar problemas na sua qualidade e, conseqüentemente, levar os equipamentos ligados a essa rede a diversas alterações no seu funcionamento.

Basicamente, são quatro as perturbações que podem ocorrer em uma tensão ou corrente fornecidas por uma rede de energia:

- **Perturbações ligadas à amplitude da tensão** – como o *sag* (afundamento), interrupções de fornecimento, sobre e subtensão, transitórios, flutuações e outras.
- **Perturbações de freqüência** – tais como as alterações de seu valor nominal.
- **Desequilíbrios de tensão ou corrente em sistemas trifásicos**
- **Alterações nas formas de onda** – são as perturbações harmônicas que, a partir do aumento da intensidade do uso de equipamentos eletrônicos, passou a ter uma importância especial.

É justamente das perturbações nas formas de onda que vamos tratar neste artigo, dada a sua importância na qualidade da energia fornecida.

Embora exista uma certa tendência dos usuários atribuírem à empresa fornecedora de energia os problemas causados pela qualidade da energia, em muitos casos são os próprios equipamentos usados numa instalação que causam sua deterioração.

Equipamentos que utilizam dispositivos semicondutores comutadores da família dos tiristores como, por exemplo, TRIACs, SCRs, IGBTs, além de outros dispositivos altamente indutivos podem afetar a qualidade da energia fornecida, com problemas para outros aparelhos que sejam alimentados pela mesma rede.

Em especial, tais dispositivos alteram as formas de onda da energia transmitida com a produção de harmônicas que têm um efeito desastrosos sobre muitos equipamentos. Para entendermos como esses problemas são gerados, devemos inicialmente partir de um estudo dos próprios sinais harmônicos.

SINAIS HARMÔNICOS

Um sinal de qualquer forma de onda pode ser decomposto em um sinal senoidal fundamental e em sinais senoidais de freqüências múltiplas. Assim, conforme mostra a **figura 1**, uma tensão senoidal perfeita que deve estar presente num ponto de uma rede de energia, tem o formato exibido nela.

No entanto, com a presença de uma harmônica que seja o dobro de sua freqüência, a sua forma de onda se altera passando ao formato ilustrado na **figura 2**.

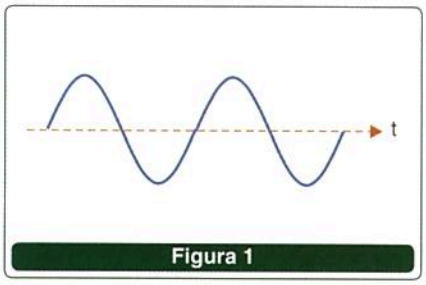


Figura 1

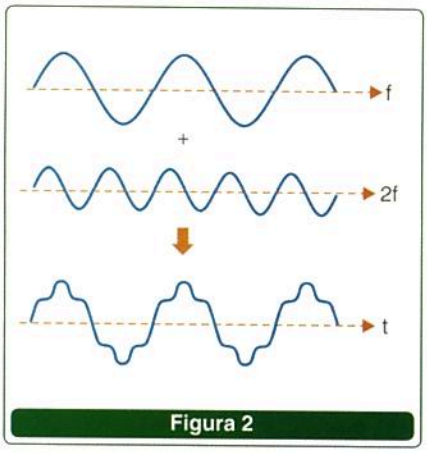


Figura 2

De uma forma geral, podemos dizer que um sinal periódico (que não seja senoidal) contém obrigatoriamente harmônicas em intensidade e quantidade que vão determinar justamente a sua forma de onda.

Observe que, conforme a freqüência do sinal em relação à fundamental, as harmônicas podem ter diversas ordens. A **figura 3** esclarece isso.

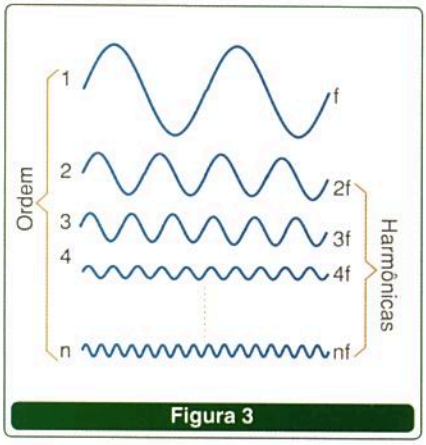


Figura 3

Os efeitos das harmônicas de ordem ímpar num dispositivo elétrico ou eletrônico são diferentes.

Nas instalações elétricas em geral predominam as harmônicas pares, mas nos casos em que ocorre a presença de uma componente contínua têm-se também harmônicas ímpares. As harmônicas também podem ter seqüências positivas, negativas ou nula, veja a **figura 4**.

Em um motor assíncrono trifásico, alimentado por quatro condutores, de acordo com a **figura 5**, as harmônicas de seqüência positiva tenderiam a forçar o motor a girar no mesmo sentido determinado pela componente

Ordem	f (Hz)	Seqüência
1	60	+
2	120	-
3	180	0
4	240	+
5	300	-
6	360	0
⋮	⋮	⋮

Figura 4

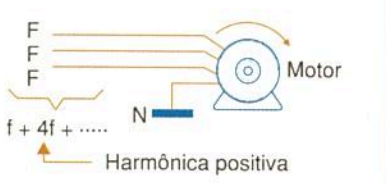


Figura 5

fundamental (vide figura). O resultado seria uma sobrecarga do motor com aumento da temperatura de seus enrolamentos e conseqüente redução de sua vida útil. Observe a **figura 6**.

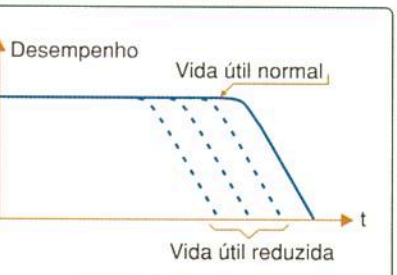


Figura 6

Nesse mesmo motor, as harmônicas de seqüência negativa forçariam o motor a girar em sentido contrário ao produzido pela fundamental. Isso faria com que o motor freasse com a dissipação da energia em forma de calor. Também teríamos um sobreaquecimento e conseqüente redução da vida útil.

As harmônicas de seqüência nula não têm efeito sobre a rotação do motor, contudo, somam-se algebricamente no condutor neutro provocando o aparecimento de correntes que podem chegar a três vezes o valor da mesma corrente que percorre cada condutor, conforme mostra a **figura 7**.

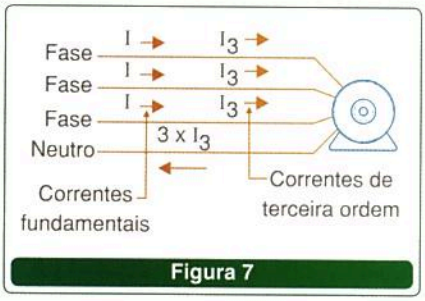


Figura 7

O resultado desse "retorno" indesejável é um superaquecimento do condutor neutro e até mesmo a queima de bancos de capacitores.

ANÁLISE DO ESPECTRO DE HARMÔNICAS

Uma forma de se obter visualização rápida das harmônicas de um sinal é com o uso de um analisador de espectro. Esse instrumento decompõe o sinal em componentes, representando sua intensidade relativa por barras, veja a **figura 8**.

Trata-se de uma representação no domínio de freqüências (veja a série de artigos sobre o assunto nesta mesma revista). Evidentemente, as harmônicas de um sinal se estendem a um infinito. Para efeitos práticos, a representação se limita a um número finito, normalmente inferior a um 40. Isso ocorre, porque os sinais de ordem superior dificilmente podem causar algum efeito perceptível nos equipamentos alimentados.

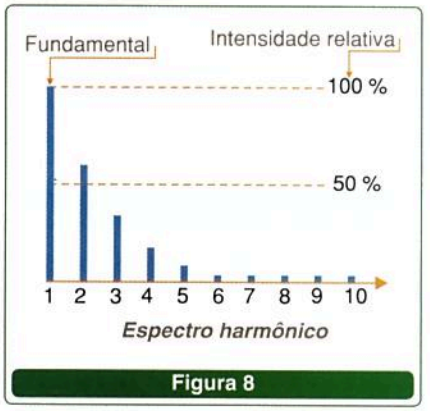


Figura 8

MEDIÇÃO DE HARMÔNICAS

A maioria dos equipamentos de medida que se destina a medições

numa rede de energia, é projetada para trabalhar com sinais perfeitamente senoidais. Assim, os multímetros comuns são instrumentos que medem valores médios.

Entretanto, quando o sinal a ser medido não é senoidal, o resultado de uma medição será completamente diferente do valor eficaz real da tensão ou corrente. Esses instrumentos se baseiam num coeficiente de 1,11 para relacionar o valor eficaz com o valor médio, que corresponde ao valor retificado. Na **figura 9** temos o circuito típico de entrada de um instrumento desse tipo.

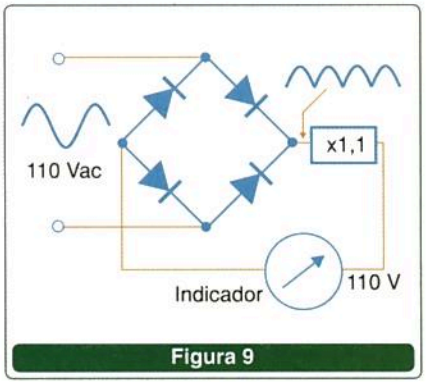


Figura 9

Todavia, se o sinal aplicado a esse instrumento não for senoidal teremos uma falsa leitura conforme ilustra a **figura 10**.

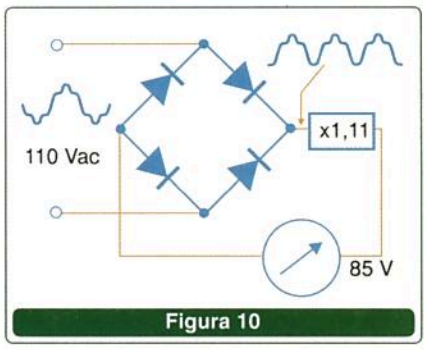


Figura 10

Veja que para a forma indicada de onda, a relação entre o valor eficaz e médio real é 2,1, enquanto que o circuito do instrumento tem características que consideram sempre essa relação como 1,11.

A medida de uma corrente de 10 A pode, na realidade, ser feita num circuito em que a corrente real é de 15 A, quando utilizado um instrumento desse tipo.

Não é a primeira vez que abordamos este assunto nesta revista. No entanto, sua importância é tal (quando se fala em qualidade da energia e quando devem ser feitas medições em circuitos onde harmônicas possam estar presentes), que uma pequena revisão é importante.

Os instrumentos "true rms" utilizam um circuito de entrada, como o mostrado na **figura 11**, o que permite obter o valor eficaz verdadeiro independentemente da forma de onda do sinal de entrada.

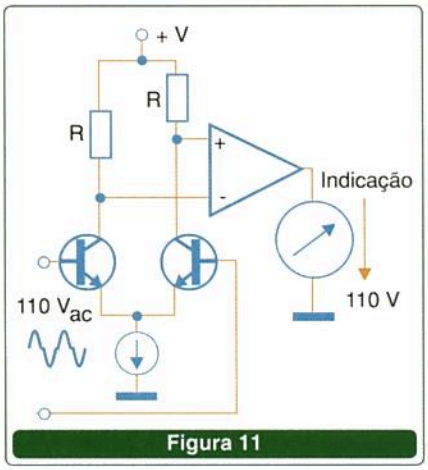


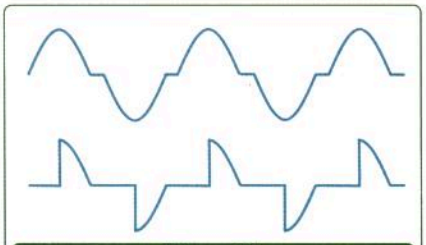
Figura 11

Evidentemente, existem limites para a sua atuação. Por esse motivo, uma das especificações importantes para este tipo de instrumento está na largura da faixa de freqüências do sinal que pode ser medido.

Para o caso da rede de energia, é preciso uma largura de faixa de pelo menos 1 kHz de modo que até a 17ª harmônica possa ser incluída. Esse é o mínimo que se exige para um instrumento usado em instalações comerciais, domésticas e industriais.

Em cargas lineares como as de tipo resistivo, indutivo ou capacitivo, mesmo que tenham correntes e tensões defasadas, estas mantêm a forma de onda senoidal.

Porém, existem cargas que pelo uso de dispositivos eletrônicos de comutação rápida (como os da família dos tiristores), fazem com que as correntes e tensões em seus circuitos não sejam perfeitamente senoidais, conforme visto na **figura 12**.


Figura 12

Essas cargas têm correntes e tensões distorcidas, o que nos permite utilizar nas suas especificações o termo "distorção harmônica", pois, conforme vimos, essas distorções causam o aparecimento de freqüências harmônicas.

Diversos são os circuitos que podem gerar harmônicas, pelos motivos indicados:

Os retificadores carregadores são formados por uma ponte de diodos ou SCRs, observe a **figura 13**.

Esses circuitos geram uma grande quantidade de harmônicas ímpares

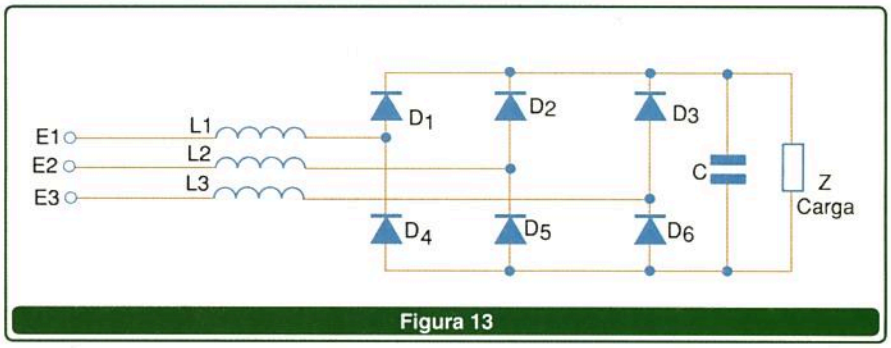


Figura 13

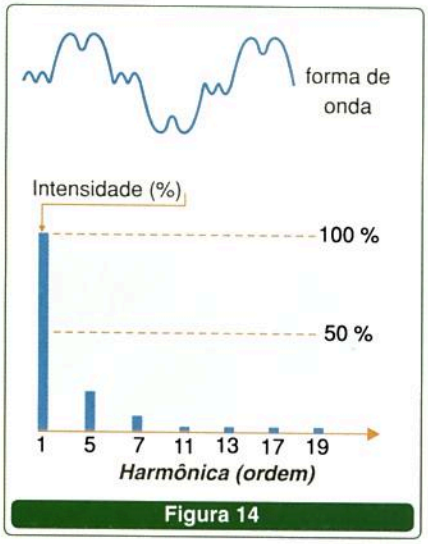


Figura 14

cuja intensidade maior se concentra na quinta e sétima harmônicas, conforme mostram a forma de onda e espectro da **figura 14**.

CONTROLES DE VELOCIDADE

Os controles trifásicos, com a estrutura típica desenhada na **figura 15**, têm um elevado conteúdo de harmônicas.

Em um variador típico a quinta harmônica contém 81 % de energia, enquanto que a sétima contém 42%. A presença de correntes em harmônicas de ordem mais elevada também é significativa.

FONTES DE ALIMENTAÇÃO MONOFÁSICA

Na **figura 16** vemos um circuito típico desse tipo de fonte.

Esse tipo de fonte comutada é encontrado em uma infinidade de equipamentos de uso doméstico e comercial como computadores, impressoras, monitores de vídeo, televisores, etc.

Como são, em geral, equipamentos de baixa potência, o efeito da grande quantidade de harmônicas que geram só se faz mais evidente em locais onde exista uma boa quantidade deles funcionando. Isso sucede em prédios de escritórios, instalações comerciais, etc.

A forma de onda na carga e a sua

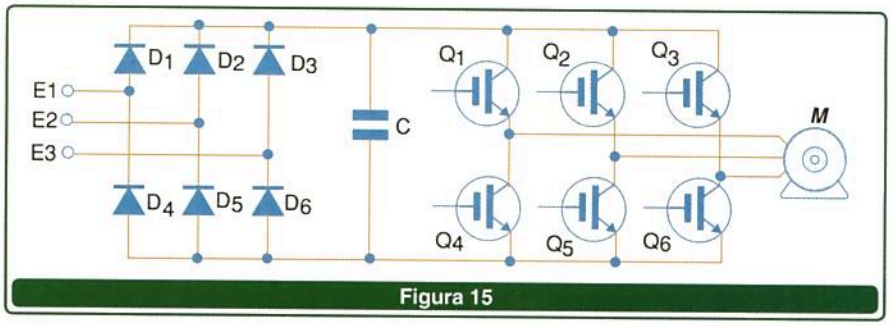


Figura 15

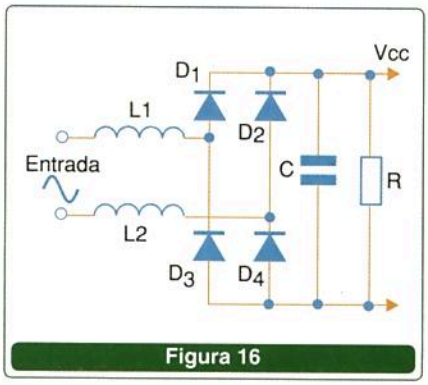


Figura 16

composição harmônica são ilustradas na **figura 17**.

Observe que a 3ª e 5ª harmônicas são as que mais contribuem para a deformação do sinal. A taxa de distorção harmônica para este tipo de circuito chega aos 93% com um elevado fator de crista.

MÁQUINAS DE SOLDA

Uma característica desse tipo de equipamento é que seu consumo é instável e ocorre em apenas uma fase. Na **figura 18** temos sua forma de onda.

A taxa de distorção chega aos 58 %. A terceira harmônica é a que predomina com 56 % de intensidade relativa.

CONCLUSÃO

Conforme vimos, as formas de onda encontradas nos diversos tipos de dispositivos eletrônicos e elétricos fogem muito da senoidal ideal que a rede fornece.

Isso implica na geração de harmônicas que se refletem em toda a rede, podendo afetar o funcionamento de diversos tipos de dispositivos que

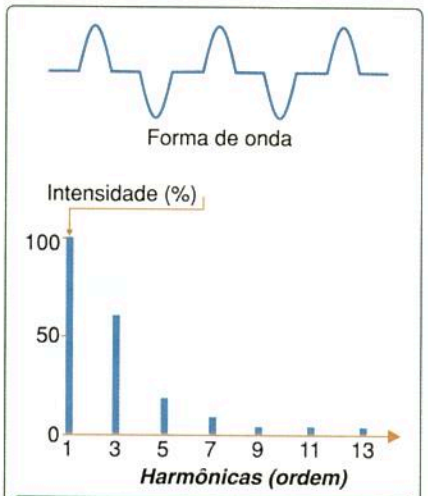


Figura 17

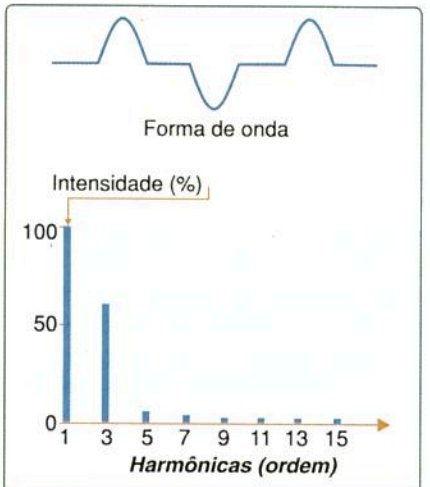


Figura 18

são alimentados pela mesma rede.

Usar um instrumento capaz de dar uma informação real sobre a forma de onda e a intensidade de um sinal numa rede, ou seja, um instrumento "true rms", é o primeiro passo para se detectar os problema causados por harmônicas. Mas, uma vez detectados, quais são as suas conseqüências e o que fazer? É o que veremos na próxima edição.



RMS e PMPO



Se há dois acrônimos usados em Eletrônica que causam uma enorme confusão em muitos profissionais, eles são os que indicam valores RMS e PMPO de uma grandeza. Utilizados não apenas para grandezas elétricas como correntes, tensões e potências, esses termos também são empregados para descrever outras grandezas físicas e, por isso, merecem ser analisados tanto a partir do ponto de vista técnico como de seu uso no idioma original, o inglês. É deles que trataremos neste artigo.

Newton C. Braga

A maioria dos leitores, principalmente os que estão ligados a aplicações que envolvem áudio, estão absolutamente acostumados a ver especificações de amplificadores e outros equipamentos em termos de valores RMS e PMPO.

Esses dois acrônimos, usados para indicar o modo como uma determinada grandeza está sendo especificada, são muito aproveitados inclusive por fabricantes não muito sérios, para tentar enganar os consumidores em relação ao verdadeiro desempenho de seus produtos. Um amplificador com 16 W RMS pode chegar aos 180 W PMPO!

A potência nos dois casos é a mesma: muda apenas o "número" que a especifica, dando a impressão de que um amplificador de 180 W PMPO é realmente muito mais potente que um de 16 W RMS.

Como isso é possível, veremos a seguir ao mesmo tempo que aprendemos um pouco mais de inglês.

RMS

RMS é o acrônimo de *Root Mean Square* ou *Root-Mean-Square*.

Uma definição em inglês do que é RMS serve de ponto de partida para nossos estudos:

"In terms of voltage, the root mean square voltage is called the effective voltage, as opposed to the peak voltage which corresponds to the maximum amplitude of the voltage variations. RMS power (in watts) is similarly called effective power, since for an amplifier, for instance, it represents its real power".

Vocabulário:
Voltage – tensão
Root Mean Square – Valor Médio Quadrático
Effective – eficaz
Peak – pico
Similarly – similarmente, semelhantamente
Since – já que
For instance – por exemplo

Tecnicamente podemos ver que, se tivermos um sinal senoidal (tensão, corrente ou potência), o valor RMS ou *root mean square*, representa o valor que uma tensão, corrente ou potência contínuas deveriam ter para produzir um efeito equivalente num circuito. Isso ficará claro no exemplo dado a seguir.

Por exemplo, se tomarmos a **figura 1**, uma tensão senoidal de pico de 1 V tem o mesmo efeito que uma tensão contínua de 0,707 V. Dessa forma, o valor RMS de uma tensão senoidal de 1 V de pico é 0,707 V.

Veja que esse não é o valor médio (*average*) que corresponde a uma média aritimética simples de todos os valores que a tensão assume em um intervalo considerado de meio ciclo. Esse valor resulta em 0,637 do valor de pico e não 0,707.

Voltando ao texto em inglês, podemos traduzi-lo da seguinte forma:

"Em termos de tensão, a tensão média quadrática é chamada tensão eficaz, em oposição à tensão de pico que corresponde à amplitude máxima das variações de tensão. A potência RMS (em watts) é similarmente chamada potência efetiva, já que para um amplificador, por exemplo, ela representa sua potência real".

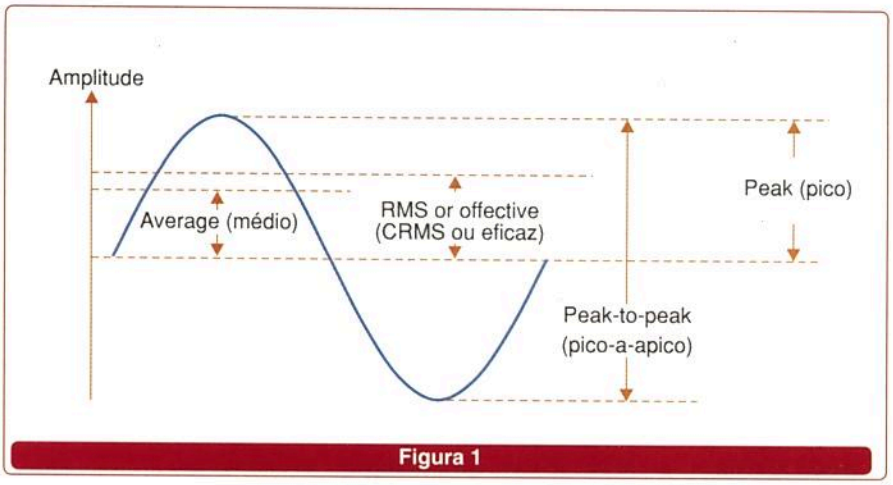


Figura 1

PMPO

O termo PMPO é aplicado considerando-se que os sinais que correspondem à música não são perfeitamente senoidais. Muitos desses sinais possuem picos intensos de curtíssima duração e é em função deles que se faz justamente essa especificação. Para entender melhor vamos partir diretamente do seguinte texto em inglês:

"PMPO stands for Peak Momentary Performance Output. It is a dubious measure of the power output of a loudspeaker of more interest to advertising copy-writers than consumers. The PMPO is calculated by the vendor or tester of the speakers as the maximum power in watts under perfect conditions that are impossible to achieve in practical use. No sound system can sustain its PMPO for more than a few milliseconds without being destroyed".

Vocabulário:
Peak Momentary Performance Output – Performance de Saída Momentânea de Pico
Dubious – duvidosa, dúbia
Loudspeaker – alto-falante
Achieve – alcançar
Sustain – sustentar
Destroyed – destruído

O que acontece é que considera-se para um alto-falante que os sinais musicais podem ter picos de curtíssima duração, os quais correspondem a potências muito altas, conforme mostra a **figura 2**.

Quando se especifica um alto-falante por essa potência, isso significa que ele pode suportar esses picos, mas não a mesma potência continuamente (rms). Assim, dependendo da forma de onda considerada, os picos podem ter intensidades muitas vezes maiores do que a potência RMS que eles realmente suportam. O mesmo é válido para um amplificador. Quando se especifica uma potência PMPO, ela indica quantos watts o amplificador pode fornecer a uma carga (que não corresponde ao que ele realmente usa na prática) durante poucos milissegundos.

É muito comum vermos amplificadores de uso automotivo que, alimentados por 12 V, usam fusíveis de 5 A, ou seja, não "puxam" mais do que 5 A, ou 60 W de potência, e são vendidos como amplificadores de 300 ou mesmo 500 W PMPO!

Como os fabricantes podem definir à vontade a duração do pico de potência, os valores de potência PMPO especificados tanto para amplificadores quanto para alto-falantes são aleatórios, e não confiáveis. Sempre devemos considerar apenas os valores RMS.

Podemos, então, traduzir o texto.

"PMPO significa Performance de Saída Momentânea de Pico. É uma medida duvidosa da potência de saída para um alto-falante de maior interesse para os anunciantes do que para os consumidores. O valor PMPO é calculado pelo vendedor ou testador dos alto-falantes como a potência máxima em watts que, em perfeitas condições, é impossível de alcançar no uso prático. Nenhum sistema de som pode sustentar sua potência PMPO por mais do que alguns milissegundos sem ser destruído".

Acrônimos
PMPO - *Peak Momentary Performance Output* - Performance de Saída Momentânea de Pico
RMS – *Root Mean Square* – Valor Médio Quadrático
AC – *Alternating Current* – Corrente Alternada
DC – *Direct Current* – Corrente Contínua
OVP – *Over Voltage Protetion* – Proteção contra sobretensão
PA – *Power Amplifier* – Amplificador de potência
PG – *Power Gain* – Ganho de potência
POV - *Peak Operating Voltage* – Tensão de pico de operação
PWR – *Power* – Potência, energia, alimentação
VA – Volt Ampère

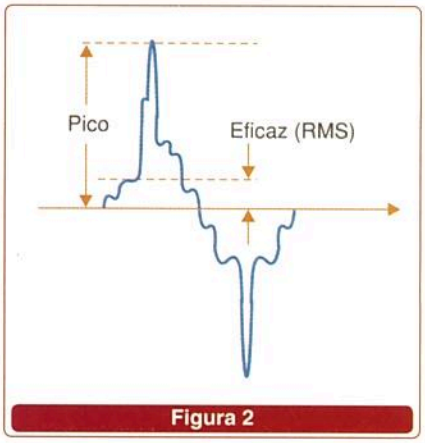


Figura 2

CONHEÇA OS NÚCLEOS MAGNÉTICOS

Núcleos de materiais ferrosos ocupam posição de destaque dentre os elementos que são usados na fabricação de diversos tipos de componentes eletrônicos. Entre os mesmos destacamos os indutores, transformadores, reatores, etc. Os materiais que apresentam propriedades magnéticas apropriadas para a elaboração desses dispositivos podem ser os mais diversos e, além disso, empregados de diversas formas, sozinhos ou associados. Neste artigo, vamos abordar um pouco os usos desses materiais.

Newton C. Braga

Os materiais magnéticos são utilizados basicamente com a finalidade de concentrar as linhas de força do campo magnético criado por uma bobina (ou por condutores) por onde circulam correntes elétricas, conforme mostra a **figura 1**.

De acordo com a natureza da corrente, teremos a indicação de diversos tipos de núcleos. Assim sendo, as aplicações práticas para os núcleos magnéticos serão separadas nas seguintes categorias de componentes:

TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

A finalidade básica de um transformador de potência é converter energia disponível na forma de uma corrente alternada em uma ou mais tensões diferentes, isolando o circuito fornecedor do circuito alimentado, veja a **figura 2**.

Podemos dividir os transformadores de potência em duas categorias. Os que operam com baixa freqüência, normalmente abaixo de 1 kHz, e os que operam com alta freqüência, acima de 1 kHz.

Variações desses tipos são os transformadores de banda larga, transformadores casadores de impedância e transformadores de pulsos.

TRANSFORMADORES DE RF

Os transformadores de radiofreqüência ou RF operam normalmente com baixos níveis de energia em freqüências acima de 500 kHz.

Suas aplicações mais comuns encontram-se no acoplamento de sinais entre etapas de um amplificador e no desacoplamento da componente DC do circuito, observe a **figura 3**.

Nesta categoria podemos incluir alguns transformadores de uso específico como os baluns (*balanced-unbalanced*).

TRANSFORMADORES DE PRECISÃO

São transformadores empregados como sensores e em instrumentação.

Um tipo comum é o transformador de corrente (*Current Transformer* ou CT) que é usado em aplicações industriais para a conversão de energia. Outro tipo é o *Flux Gate Magnetometer* (Magnetômetro de Fluxo de Comporta), que é utilizado para detectar campos magnéticos muito fracos ou ainda variações muito pequenas do campo magnético. Uma aplicação deste tipo de componente é na detonação de minas pela aproximação de estruturas (navios) que alterem o campo magnético da Terra no local (pela sua presença), conforme ilustra a **figura 4**.

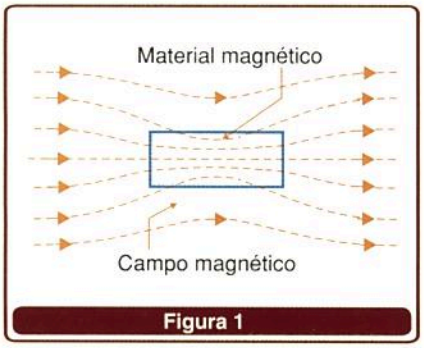


Figura 1

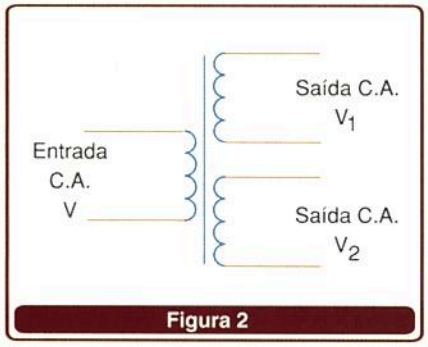


Figura 2

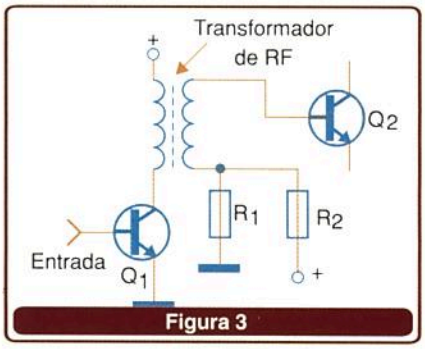


Figura 3

REATORES SATURÁVEIS

São componentes aplicados para o controle de tensão e corrente em circuitos de alta potência.

Fornos industriais e reguladores de tensão de alta potência são equipamentos que usam esses reatores.

Uma variação desse dispositivo é o amplificador magnético ou MAG AMP, que opera segundo o mesmo conceito para controlar uma corrente através da saturação do núcleo. Fontes chaveadas também empregam esses componentes.

INDUTORES PUROS

São componentes de uso geral cuja finalidade é apresentar uma indutância em um circuito elétrico ou eletrônico. Dentre as aplicações desses dispositivos podemos citar os filtros, circuitos sintonizados, etc.

Os filtros contra EMI também devem ser lembrados como aplicações importantes para esses componentes.

INDUTORES PARA ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

A finalidade desses indutores é fornecer a energia armazenada no seu campo magnético, quando a tensão no circuito é comutada.

A aplicação mais comum encontra-se em fontes chaveadas, conforme mostra o circuito da **figura 5**, em que ele opera em conjunto com um capacitor de filtro.

Quando a corrente que circula pelo indutor cessa pela comutação do transistor, que passa ao estado "off", as linhas de força do campo magnético do indutor se contraem induzindo uma tensão inversa.

Essa tensão continua a alimentar o circuito, ajudando assim a obter uma tensão contínua de saída constante.

TRANSFORMADORES FLYBACK

Trata-se de um tipo especial de transformador que armazena energia e, ao mesmo tempo, a transfere.

Normalmente, é usado em conversão de potência de baixo custo, como em fontes chaveadas, fontes de altas tensões de monitores de vídeo e televisores.

MATERIAIS

Para cada tipo de aplicação deve ser colocado o material apropriado. Há uma grande variedade de tipos, cujas composições vão determinar as suas características magnéticas. Apesar de haver uma padronização quanto a designação, muitos fabricantes podem adotar nomes próprios para designar seus materiais. Os principais tipos são:

Ferrite Macia

Esse tipo de material é obtido do óxido de ferro tirado da própria terra. Metais como o níquel, zinco e manganês são adicionados ao ferro para obter esse tipo de núcleo.

O material é, então, prensado e cozido de modo a se obter uma estrutura cristalina, que dota a ferrite assim obtida das propriedades magnéticas que a caracterizam.

Manganês-Zinco

Trata-se de um tipo de ferrite macia de grande permeabilidade e baixas perdas por correntes de turbilhão. Esse material pode operar com freqüências que vão de 1 kHz a 1 GHz (e até mesmo mais).

As densidades de fluxo de saturação são baixas, ficando na faixa de 2.500 a 4.000 Gauss. Devido às suas baixas perdas em freqüências elevadas, essas ferrites são usadas amplamente em transformadores de fontes chaveadas, indutores de filtros, amplificadores magnéticos e transformadores de corrente.

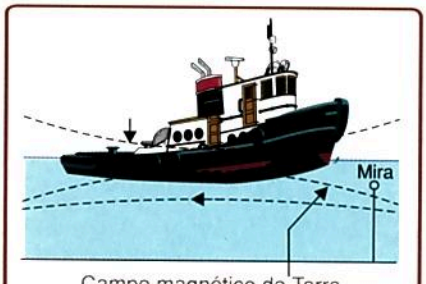


Figura 4

Núcleos Laminados

São as conhecidas chapas de transformadores nos formatos EE, UI, EI, atente para a **figura 6**.

Normalmente, são fabricadas em ferro-silício, do tipo sem orientação ou com alto grau de orientação. Outros materiais utilizados são o ferro-níquel e o ferro-cobalto.

Dada a sua forma de fabricação, os custos são altos. Elas devem ser fabricadas uma a uma e empilhadas de modo a formar o núcleo. Este tipo de núcleo é o mais colocado em aplicações que envolvem a corrente alternada de 60 Hz.

Ferro em Pó

Esses núcleos são fabricados com aproximadamente 99% de ferro puro na forma de partículas extremamente pequenas. Esse material é misturado com uma substância isolante e, depois, prensado, resultando assim em materiais com propriedades magnéticas importantes.

Normalmente, são utilizados agentes colantes após a prensagem. Essa prensagem deve ser cuidadosamente dosada, pois deseja-se apenas que as partículas fiquem próximas mas não haja contato elétrico entre elas.

Na **figura 7** mostramos a seqüência típica de fabricação de núcleos deste tipo.

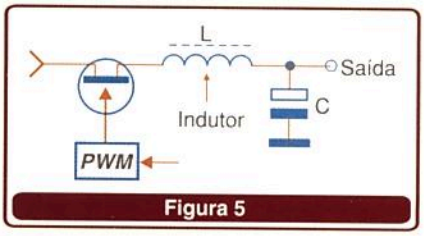


Figura 5

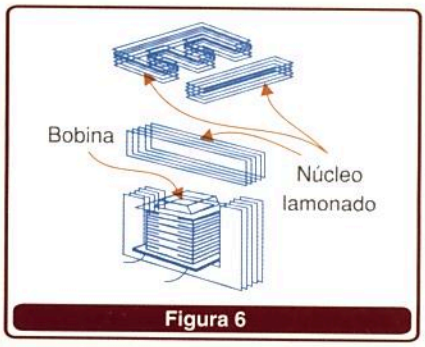


Figura 6

A permeabilidade obtida para os núcleos deste tipo é da ordem de 90. Podemos dividir os núcleos fabricados com este material entre três categorias, quanto a permeabilidade:

a) **Alta permeabilidade** (60 - 90) que são usados em filtros de armazenamento de energia e contra EMI, com freqüências de operação até uns 75 kHz.

b) **Média permeabilidade** (20 - 50) que são empregados em transformadores de RF, indutores puros, indutores de armazenamento de energia em freqüências nas faixa de 50 kHz a 2 MHz. Fontes chaveadas de 250 kHz a 1 MHz se beneficiam bastante do uso de indutores com este tipo de material como núcleo.

c) **Baixa permeabilidade** (7 - 20) que são aplicados em circuitos de RF na faixa de 2 MHz a 500 MHz. Alguns componentes com este tipo de núcleo podem operar em freqüências até 1 GHz.

Existem ainda outros tipos de materiais usados na fabricação de núcleos e que se classificam no grupo das "ferrites".

Podemos citar o MPP, que é feito prensando-se 81% de níquel, 2% de molibdênio e 17% de ferro. Esse material pode ter permeabilidades entre 14 e 350, servindo para a fabricação de núcleos toroidais.

Como esse material pode ser fabricado com permeabilidade dentro de certos valores bem definidos, eles são ideais para a manufatura de indutores puros. A maior faixa de uso, entretanto, está nos materiais cujas permeabilidades estão entre 60 e 170.

Um outro material empregado na indústria de núcleos é o formado por uma liga contendo 50 % de níquel e 50 % de ferro. Esse material é denominado "Hi-Flux", podendo ter permeabilidades de 14 a 160.

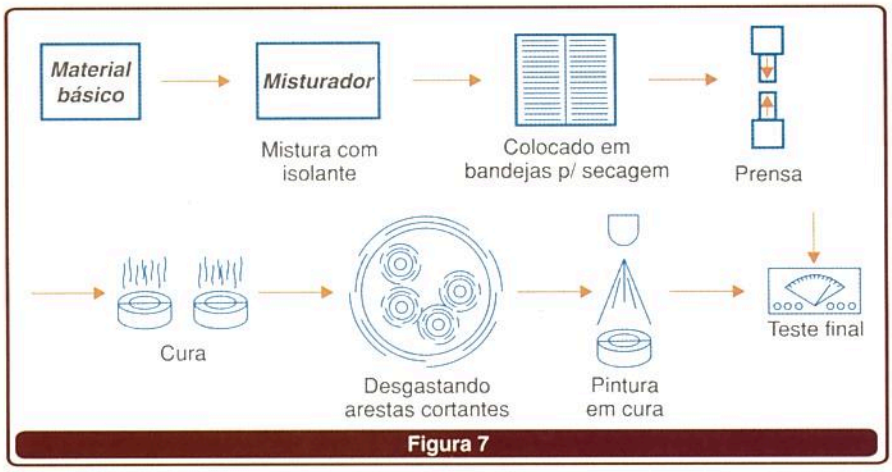


Figura 7

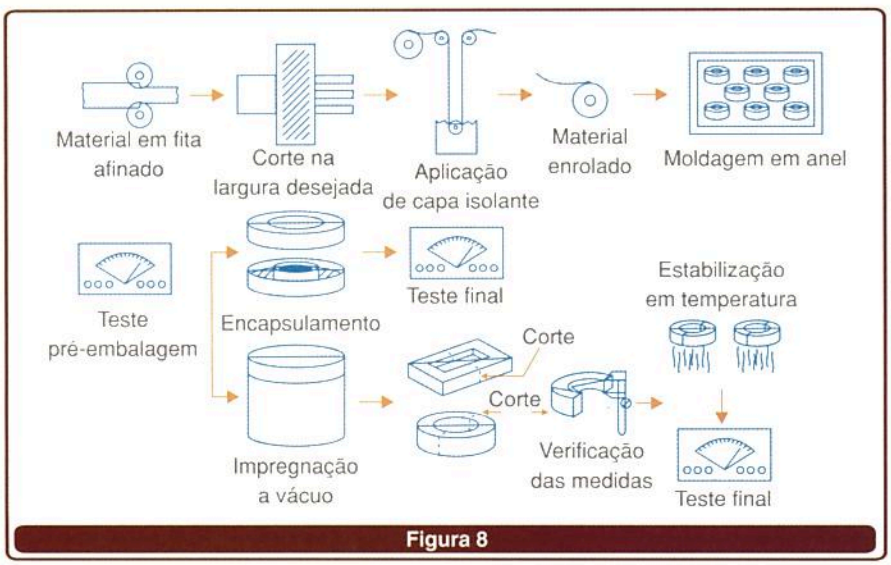


Figura 8

Como os componentes feitos com esses núcleos podem suportar altos fluxos (até 6500 Gauss), eles são ideais para aplicações que envolvem o armazenamento de energia.

O super MSS é um material com permeabilidades entre 25 e 125, sendo feito com ferro, silício e alumínio. Esse tipo de material é popular na fabricação de indutores para filtros EMI.

NÚCLEOS TOROIDAIS EM FITA

Esse tipo de núcleo, cujo processo de fabricação é exibido na **figura 8**, pode ter as mais diversas composições como o Deltamax (50% Ni/ 50% Fe); 4750 (47% Ni/ 53% Fe); Mo-Permalloy 4-79 (80% Ni/ 4% Mo / 16% Fe); Supermalloy (80% Ni/ 4% Mo/ 16% Fe) e muitas outras.

Conforme o nome sugere, os núcleos são fabricados a partir de uma fita do material que é enrolada de modo a formar os toróides.

A aplicação vai depender da natureza dos materiais empregados na fabricação e pode variar bastante, uma vez que temos saturações numa ampla faixa de valores assim como a permeabilidade.

COMO CALCULAR INDUTORES TOROIDAIS

As permeabilidade dos ferrites usados em núcleos de componentes como toróides pode variar entre 20 e mais de 15 000. Da mesma forma, os núcleos podem ter dimensões (diâmetros) que variam entre 3 mm e mais de 6 cm.

Para calcular o número de espiras de um indutor toroidal, temos as fórmulas mostradas a seguir:

$$N = 1000 \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (1)$$

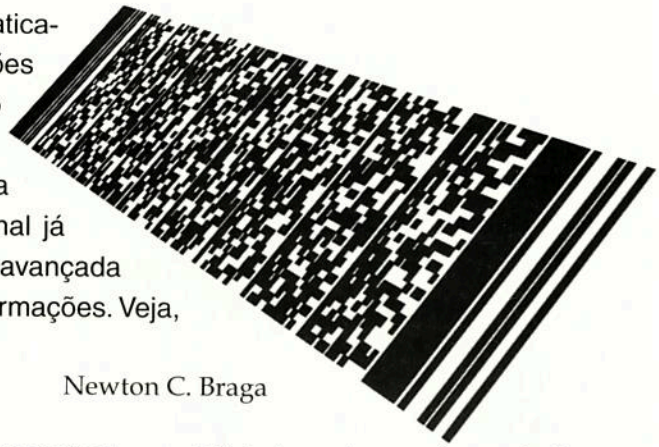
$$L = \frac{A_L \times N^2}{10^6} \quad (2)$$

$$A_L = \frac{10^6 \times L}{N^2} \quad (3)$$

Onde:
N = número de espiras
L = indutância em mH
$\mathbf{A_L}$ = índice de indutância em mH/1000 espiras.

CÓDIGOS DE BARRAS BIDIMENSIONAIS

Os c digos de barra convencionais tem sido usados praticamente em todas as aplicaç es onde leitura de informações de produtos ou objetos em trânsito sejam necessárias. Não há supermercado, transportadora, indústria, banco ou outro ramo de negócios que não os utilizem. No entanto, a tecnologia convencional do código de barra unidimensional já está em vias de ser superada por uma tecnologia mais avançada que permite colocar numa simples etiqueta muito mais informações. Veja, neste artigo, o que é o código de barras bidimensional.



Newton C. Braga

No código de barras unidimensional tradicional, as informações são cifradas através da largura de espaços e barras, com a leitura ocorrendo num sentido único conforme estamos acostumados a ver nas etiquetas de produtos, boletos bancários e muito mais. A **figura 1** mostra uma codificação convencional em barras deste tipo.

Entretanto, apesar de sua utilidade (com a capacidade de armazenar dezenas de bits de informações), esse tipo de código tende a ser substituído no futuro por códigos que contenham maior quantidade de informações.

Nesse código, conforme ilustra a **figura 2**, as informações são armazenadas no sentido vertical das barras, as quais são formadas por setores claros e escuros (barras e espaços).



Figura 1

Assim sendo, em cada barra vertical teremos uma grande quantidade de dados e no conjunto uma simples etiqueta poderá armazenar até 1,2 k bytes de informação.

Evidentemente, o equipamento de leitura deve ser muito mais preciso, pois o que temos é uma leitura helicoidal, que varre as barras uma a uma, veja a **figura 3**.

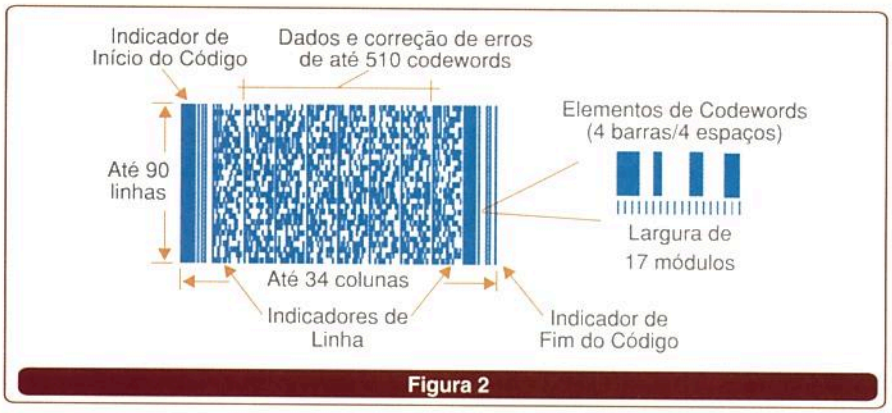


Figura 2

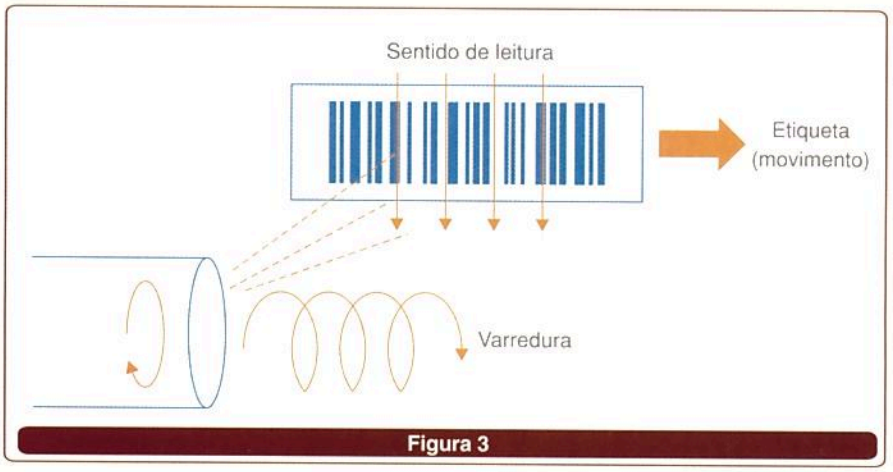


Figura 3

Todo grande projeto parte de uma idéia simples



MECATRÔNICA FÁCIL

Leitura ideal para estudantes e professores

Bimestralmente nas bancas

Acesse o site:
www.mecatronicafacil.com.br
e receba por e-mail
GRATUITAMENTE
o Informativo Mecatrônica Fácil
com notícias e artigos completos

Podemos comparar o processo de leitura das informações nos códigos de barra comuns (unidimensionais) à leitura de uma fita de áudio onde a cabeça se desloca linearmente, e a dos bidimensionais com a leitura de uma fita de videocassete em que a gravação é feita quase que perpendicularmente ao sentido do movimento da fita exigindo uma leitura helicoidal feita por uma cabeça giratória, observe a **figura 4**.

CODIFICAÇÕES

De forma similar ao caso dos códigos unidimensionais, existem diversos códigos que são adotados para a leitura bidimensional. Dentre eles destacamos o PDF417, DataMatrix, MaxiCode e AztecCode, QRCode.

Em nosso país, um dos códigos mais adotados é o PDF417, desenvolvido pela Symbol Technologies. Uma das empresas que fornece soluções para a leitura de códigos de barras bidimensionais é a Seal (www.seal.com.br). As informações que passaremos a seguir são baseadas em ampla documentação que esta empresa possui.

O PDF417 (PORTABLE DATA FILE)

As vantagens que este tipo de código apresenta em relação aos demais o tornam um dos mais usados.

Trata-se de um código de alta densidade com uma resolução mínima de 0,17 mm (6,6 mil), o que permite a geração de etiquetas de dimensões reduzidas contendo grande quantidade de informações. Uma etiqueta pode medir apenas 7,6 mm x 25 mm com grande quantidade de informações.

Com esse código, é possível armazenar até 1,2 k bytes de informações de dados alfanuméricos em 8 níveis de segurança. Ele pode ser impresso na maioria das impressoras comuns existentes no mercado. Além disso, permite inserir fotos, impressos digitais, registros de pessoas, som e identificação num mesmo código.

O Formato

O c digo PDF417 formado por linhas empilhadas a partir de um m nimo de 3 até um máximo de 90, selecionadas durante sua elaboração.

Cada linha da simbologia é formada por guias que indicam o seu início e fim, além dos caracteres de informações chamados "codewords". Um *codeword* é formado por 4 barras e 4 espaços, resultando em uma largura de 17 módulos. O número de *codewords* ou colunas pode variar entre 1 e 30.

Para o código PDF417 exige-se um *checksum* com 2 *codewords* e em cada PDF417 é possível uma correção de erro de até 512 *codewords* (definidos pelo usuário).

As barras do PDF417 devem ter uma altura mínima equivalente a 3 vezes a largura da barra mais final. Com barras mais altas, é possível ter uma melhor performance na leitura. Também encontramos neste código as zonas de silêncio, que são áreas livres em torno do código. A zona de silêncio mínima deve ter mais de 10 vezes a largura da barra mais fina.

Na **figura 5** temos um exemplo de código desse tipo, mostrando os diversos elementos que compõem este código.

APLICAÇÕES

A possibilidade de codificar maior quantidade de informa es numa nica etiqueta leva o uso do PDF417 a segmentos do mercado que ainda não foram explorados pelos c digos convencionais de barra.

No entanto, quando se fala em uma nova tecnologia , logo se encontra a oposição dada pela relação custo/benefício de sua implementação. Para o código PDF417, todavia temos pontos importantes que tornam sua implantação vantajosa.

A integração é fácil em sistemas predefinidos e seu custo de implantação é baixo, adaptando-se facilmente com outros sistemas de impressão de outros códigos de barra. Além disso, pode-se ter o banco de dados móvel sem a necessidade de acessos lentos a uma base de dados fixos.

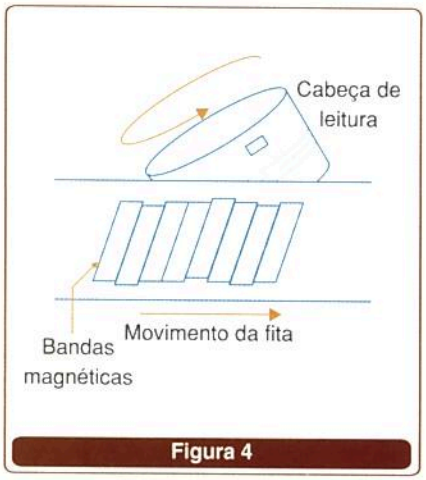


Figura 4

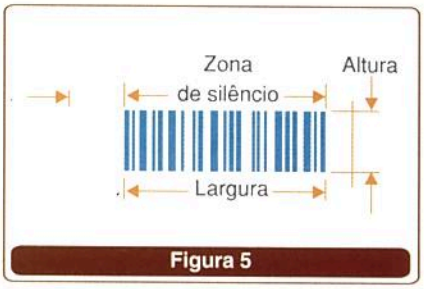


Figura 5

Os diversos campos de atividades em que esse código pode ser utilizado, são os seguintes:

VAREJO

No *marketing* via mala direta pode-se enviar um formulário com as informações do cliente em PDF, facilitando o recebimento de dados sobre qualidade, rapidez do serviço prestado, etc. Desse modo, permite manter-se o registro somente dos clientes interessados e que responderam à pesquisa.

É poss vel ainda, agregar o recurso EDI (*Electronic Data Interchange*) backup.

Nas editoras, com a aplicação de PDF, é possível efetuar a leitura dos códigos dos livros e ir armazenando-os no sistema, e no final gerar uma única etiqueta contendo todas as informações, em lugar de se utilizar etiquetas separadas para cada livro.

SAÚDE

Com o sistema PDF pode-se fazer o registro de testes de medicamentos restritos, fazer a identificação do paciente com informações importantes contidas numa única etiqueta, a qual pode ser alterada a qualquer momento com a impressão de outra etiqueta contendo novos dados.

INDÚSTRIA

O sistema PDF pode ser utilizado no controle de processos, na calibração de equipamentos, casos em que é possível fazer seu cadastramento com todas as características de funcionamento. Uma etiqueta em PDF pode ser impressa e colocada no próprio instrumento, facilitando assim a verificação de suas condições de funcionamento.

Outras aplicações incluem o controle de qualidade e registro de equipamentos para manutenção. Pode-se identificar todos os defeitos de um equipamento e quando foram realizadas as últimas manutenções através de uma etiqueta fixada no próprio equipamento. Neste caso, é possível, ser usado o recurso EDI Backup e a verificação na separação e expedição de produtos.

A inserção de dados do produto nas notas fiscais também pode ser feita, facilitando ao cliente fazer o registro do produto com todas suas características.

OUTRAS APLICAÇÕES

Outras aplicações incluem carteiras de identificação, RG, serviço militar, identificação de registros de carteiras de motorista, logística, documentos oficias, pesquisa científica e muito mais.

Em suma, sempre que houver necessidade de se agregar a um produto, a uma amostra ou a um objeto, informações detalhadas sobre suas características, conteúdo ou ainda destino, o código de barras bidimensional poderá ser usado, adicionando a facilidade de leitura rápida sem a necessidade de documentos impressos separados que podem ser extraviados e nem sempre são fáceis de manusear.

CAIXAS PLÁSTICAS E GABINETES

PARA MONTAGEM DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS

- Módulo BCD
- Caixas para Racks
- Caixas para Reatores
- Caixas para Controles
- Automação de Portões
- Caixas com Painel e Alça
- Caixas para Sinalizadores
- Caixas para Estabilizadores
- Caixas para Sirenes e Alarmes
- Caixas e Acessórios Norma Din
- Caixas para Sensores e Iluminação
- Caixas com Tampa e Abas de Fixação
- Caixas para Fontes e Filtros de Linha

Coloque seus projetos em Caixas Plásticas de Qualidade.

patola@patola.com.br

www.patola.com.br



Disponibilizamos os desenhos técnicos.

Fone: (11) 6103-2933
Fax: (11) 6103-1499

PATOLA
Tudo em caixa com qualidade e precisão

CONHEÇA OS CTAs

Charge Transfer Amplifiers

Os CTAs ou *Charge Transfer Amplifiers* não são componentes muito novos, existindo desde 1973, no entanto, as exigências de baixo consumo dos circuitos alimentados por baterias, principalmente os usados em telecomunicações, abriram numa nova gama de aplicações para esses componentes. Novas gerações de CTAs apareceram e com elas um novo recurso para os projetistas de equipamentos que antes, se baseavam em amplificadores operacionais comuns. Veja neste artigo o que são os CTAs e as suas novas gerações.

Newton C. Braga

Os equipamentos alimentados por bateria, principalmente aqueles utilizados em telecomunicações, aquisição de dados e outros exigem circuitos que tenham consumo muito baixo. Os conversores A/D empregados em tais aplicações já podem ser elaborados usando tecnologias de baixo consumo, todavia, esses elementos dos circuitos devem ser excitados por amplificadores operacionais.

Uma solução para a excitação desses estágios com um consumo muito baixo está no uso dos CTAs ou *Charge Transfer Amplifiers*. Hoje, os circuitos que empregam esta tecnologia estão se tornando comuns e novos conceitos na elaboração dos CTAs devem melhorar ainda mais sua performance.

Os CTAs atuais são menores, mais precisos, quase não consomem energia e dissipam uma potência extremamente baixa, quando comparados aos amplificadores operacionais comuns.

O QUE É UM CTA?

Quando se analisa um amplificador comum, a característica principal que é levada em conta é a sua transcondutância. Ela associa uma variação da corrente de saída a uma variação da tensão de entrada. Se, num amplificador comum, a carga for resistiva (conforme mostra a **figura 1**), uma variação da tensão de entrada provoca uma variação correspondente da tensão sobre o resistor ou tensão de saída.

Nos CTAs, entretanto, utiliza-se o termo inglês "transconveyance", que pode ser traduzido como "transcondução" ou "transveiculação", uma vez que ainda não existe um termo apropriado em nosso idioma. Essa característica é definida para um amplificador que tenha como carga de saída um capacitor, conforme ilustra a **figura 2**.

Nesse caso, as variações da tensão de entrada se traduzem em variações da carga de um capacitor. Como a carga de um capacitor é dada por Q = CV e C (a capacitância do capacitor de saída), é fixa, essas variações da tensão de entrada se traduzem em variações da tensão nas armaduras do capacitor.

Visto que esses circuitos trabalham com cargas e não correntes, eles podem ser muito mais eficientes que os amplificadores comuns. Evidentemente, eles precisam de um circuito mais preciso e também de um *clock*.

Além de um *clock*, os CTAs requerem ainda um capacitor de saída que tem valores entre 0,6 e 1 pF tipicamente, o que para aplicações comuns é considerado um valor elevado, principalmente quando se trabalha com um conversor A/D. Esses conversores necessitam de baixas capacitâncias de entrada devido ao tempo necessário à estabilização.

Um outro problema com os CTAs está na necessidade de se usar três tensões de alimentação, ou seja, uma terceira tensão separada além da tensão positiva e negativa exigidas

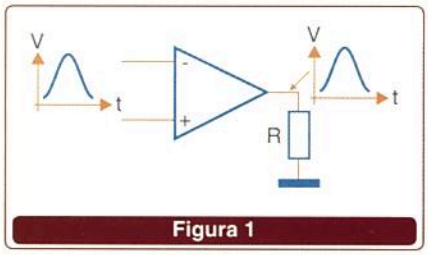


Figura 1

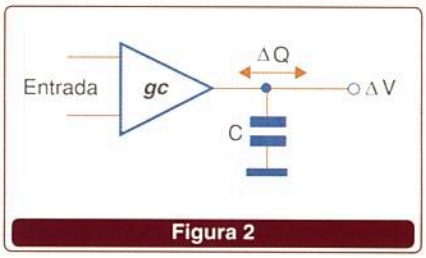


Figura 2

para um amplificador operacional comum. Esta terceira tensão é chamada de "pre-charge voltage" ou "tensão pré-carga", e tem por finalidade proporcionar uma polarização dinâmica, veja mostra a **figura 3**.

Esta tensão exige que o *chip* do amplificador tenha uma etapa de referência de tensão interna adicional, o que implica em dissipação de potência e aumento do tamanho do componente.

Ainda deve ser considerado que os CTAs possuem uma *tensão de offset* imprevisível relativamente alta, da ordem de 15 mV ou mais, já que é difícil controlar as correntes parasitas, a injeção de corrente num capacitor além de outros problemas comuns quando se tem uma carga capacitiva.

Todos esses fatores fazem com que ainda haja algumas dificuldades que impedem a utilização dos CTAs em aplicações comuns.

FUTURAS TECNOLOGIAS

Atualmente, estão sendo desenvolvidas novas tecnologias que visam evitar os problemas comuns a estes tipos de amplificadores, preservando, entretanto, as suas características mais importantes. As novas gerações de CTAs devem alcançar velocidades que permitam trabalhar com dados de 10 bits e uma precisão que se estende a faixas de amostragens de 100 Hz a 50 MHz.

As tensões de operação devem ficar na faixa de 1 a 5 V, e a potência dissipada deve ser mantida no menor valor possível.

Os novos dispositivos não terão capacitores de acoplamento de entrada, o que significa uma capacitância de entrada extremamente baixa, da ordem de 40 fF (*), enquanto os circuitos anteriores têm capacitâncias de 600 fF. O uso de arquitetura totalmente diferencial também melhorará as características de polarização.

(*) f = femto = 10^{-15}

Outro ponto importante nas novas arquiteturas é a eliminação da terceira tensão, "pre-charge", evitando-se assim a necessidade de circuitos adicionais.

A configuração totalmente diferencial, permite que a *tensão de offset* seja reduzida de 15 mV para os tipos comuns para valores médios de 0 mV.

A dissipação de potência com 2,1 V para um dispositivo típico será de 0,5 µW por MHz, dependendo da arquitetura e de outros fatores como o ganho de tensão, valor do capacitor de saída, etc. Com uma alimentação de 1,5 V, essa dissipação cairá para algo em torno de 300 nW por MHz.

APLICAÇÕES

Os circuitos básicos nos conversores A/D consistem em comparadores, não importando qual a sua arquitetura (delta-sigma, *pipeline*, aproximação sucessiva, etc.). Na **figura 4** temos o circuito típico de um CTA totalmente diferencial, funcionando como comparador, com um Latch Dinâmico.

A capacitância de entrada do *latch* (da ordem de 70 fF) funciona como carga para o CTA. Usando técnicas especiais, o *offset do latch* pode ser mantido abaixo de 20 mV. A potência dissipada pelo *latch* com alimentação de 2,1 V é de 1 µW por MHz, o que resulta numa dissipação total do circuito da ordem de 1,5 µW por MHz.

Um conversor A/D de 2 MHz (10 bits) consumiria menos de 400 µW por MHz de potência dinâmica, com alimentação de 2,1 V. Isso representa uma redução de 60 % em relação aos componentes com tecnologias tradicionais.

A velocidade deste circuito foi limitada a 2 MHz devido a problemas de projeto, mas pode ser aumentada para 10 MHz, usando-se técnicas mais modernas de conversão de sinais.

CONCLUSÃO

Novas tecnologias de construção de CTAs podem levar a circuitos com consumos muito menores, maior estabilidade e velocidades de operação compatíveis com as exigências dos conversores A/D utilizados em equipamentos modernos.

Com o tempo, o uso de amplificadores do tipo *Charge Transfer* será comum neste tipo de aplicação. Os desenvolvedores e futuros projetistas devem estar atentos às novas tecnologias que irão aparecer nos próximos anos na forma de componentes totalmente inovadores.

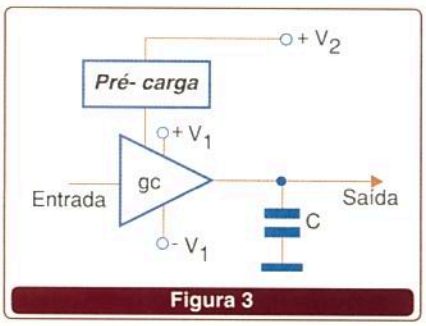


Figura 3

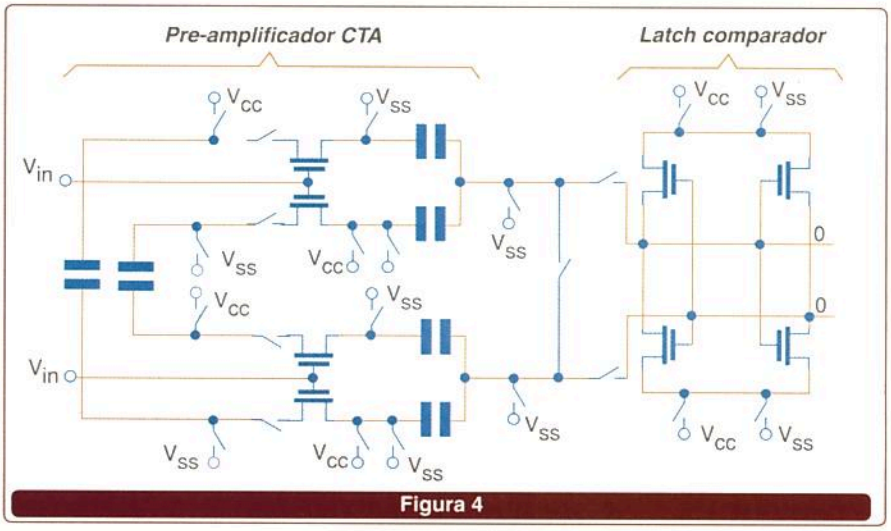


Figura 4



Brasil já reúne tecnologias avançadas para placas de circuito impresso

Sérgio Vieira

A instalação de empresas estrangeiras no Brasil nas áreas de automação e instrumentação industrial, automotiva, celulares, comunicação de rede, consumo, entretenimento, informática, telecomunicações, médica, militar, aeroespacial, entre outras, está transformando a indústria nacional de placas de circuito impresso (PCI).

Tecnologias de PCI que até então eram pouco exploradas por fabricantes nacionais passaram a despertar um maior interesse. Incorporá-las à produção significa, num primeiro momento, produzir placas de altíssimo valor tecnológico em território nacional. Atualmente, o Brasil importa boa parte desse tipo de placa, principalmente, de países como Taiwan, Japão e China.

A tecnologia de microvia é uma das tecnologias presentes em placas com alto valor tecnológico e comercial. Através dela, é possível integrar um maior número de trilhas, assim como sobrepor um maior número de placas numa mesma PCI (as chamadas placas *multilayers*).

Aplicada principalmente nas indústrias de informática e telecomunicações de terceira geração (*notebooks*, celulares, estações radiobase e aparelhos com grande tráfego de voz, dados e imagem de alta velocidade), a microvia é a tecnologia que permite obter furos numa placa inferiores a 0,20 mm – medida que foi estabelecida pelo mercado. A norma 6016 do IPC – *The Institute for Interconnecting and Packaging Electronics Circuits*, entretanto, diz que microvia são os furos com diâmetros inferiores a 0,15 mm, ou o equivalente à espessura de um papel ofício, ou o diâmetro de um fio de cabelo grosso.

Na Alemanha estuda-se a possibilidade de, no futuro, trabalhar apenas com PCIs óticas. As trilhas de cobre deixariam de existir e os componentes iriam comunicar-se por feixes de luz.

Uma das vantagens na tecnologia microvia é que os furos não precisam ser "passantes", isto é, estarem dos dois lados de uma placa. Eles podem estar apenas de um lado da placa (furo cego ou *blind*), ou totalmente ocultos (*burried*). Só para se ter uma idéia do poder dessa tecnologia, veja um comparativo interessante: a capacidade atual da indústria nacional é de sobrepor até 16 placas de PCI, com microvia pode-se conseguir até 20. Na Alemanha, um fabricante fornecedor da NASA (Agência Espacial Norte-americana) entrega projetos com 62 PCIs sobrepostas.

As PCIs dotadas de tecnologia microvia entram no Brasil, principalmente, através de equipamentos importados. De acordo com o BNDES – Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social, o preço de uma microvia chega a alcançar US$ 400 por metro quadrado, mas há aspectos que influenciam nesse valor. "Na verdade, o preço varia muito de acordo com o número de camadas. Como referencial é correto dizer-se que o custo da tecnologia é 50% maior que o padrão. Porém, possibilita reduções de custos em produtos de até 100%, pois permite integração e uso de componentes eletrônicos mais baratos", informa Fernando Guerra, vice-presidente da área de vendas e *marketing* da Multek para a América do Sul. De acordo com informações do mercado, atualmente, a Multek é a única empresa da América Latina com capacitação técnica para desempenhar o serviço de microvia em uma placa.

"Falar em valor imediato de uma microvia é um chute. Existem muitas variáveis que influenciam no preço", concorda Luciano Peccin, gerente de qualidade da Micropress, segunda empresa nacional que está capacitando-se tecnicamente para poder fornecer placas com microvia. Alguns relatórios de empresas apontam que a microvia passa a ser interessante, quando o projeto de uma placa apresenta acima de 160 pontos de entradas e saídas de sinais.

Peccin pontua que esse tipo de tecnologia vai de encontro à filosofia da Micropress que é a de fornecer placas com alto valor agregado. Após a chegada da máquina de furação

mecânica, prevista para o início de 2005, a Micropress irá fornecer serviços de microvia e vai aumentar sua capacidade produtiva.

Percebe-se que quanto mais empresas nacionais passarem a incorporar tecnologias de PCI, como a microvia, mais o Brasil irá reduzir algumas importações de produtos eletroeletrônicos, o que diminuirá o déficit na balança comercial dessa área, estimado hoje em R$ 10 bilhões. A adoção de tecnologias por um maior número de fabricantes de placas poderá resultar ainda em redução de preço de alguns produtos.

POR DENTRO DA MICROVIA

Basicamente, implanta-se microvia em uma placa de três formas:

Photovia - obtém-se o furo através do processo de revelação fotográfica com o auxílio de um líquido fotossensível que entrou no lugar do filme fotográfico (tecnologia que hoje é restrita a empresas japonesas para a produção de placas-mãe de *notebooks*);

Laser - combina o laminado convencional (FR-4) com folhas de cobre impregnadas com resina. Os orifícios das camadas mais internas são feitos por furação a *laser* (esse processo vem se consolidando no mercado, principalmente, devido à explosão do consumo de celulares);

Tradicional - furação tradicional feita com broca.

Uma quarta forma de se obter uma microvia é através da tecnologia de plasma - gás ionizado sob pressão.

De acordo com técnicos, das tecnologias conhecidas o *laser* é o único que consegue atingir a incrível marca de 10 mil furos por minuto.

O Japão é responsável por metade das placas que circulam pelo mundo com tecnologia microvia. Nesse país, elas são implantadas em aparelhos celulares, câmeras digitais, *notebooks*, *palm tops* e, principalmente, nas bases de montagem de *chips* de circuitos integrados.

Implantar a tecnologia de microvia em uma empresa fabricante de PCI vai além da compra de uma máquina laser ou furadeira. Envolve também uma completa mudança no processo de limpeza e preparação de furos, ou seja, à medida que se reduz o diâmetro do furo aumenta-se o grau de complexidade para fabricar uma placa.

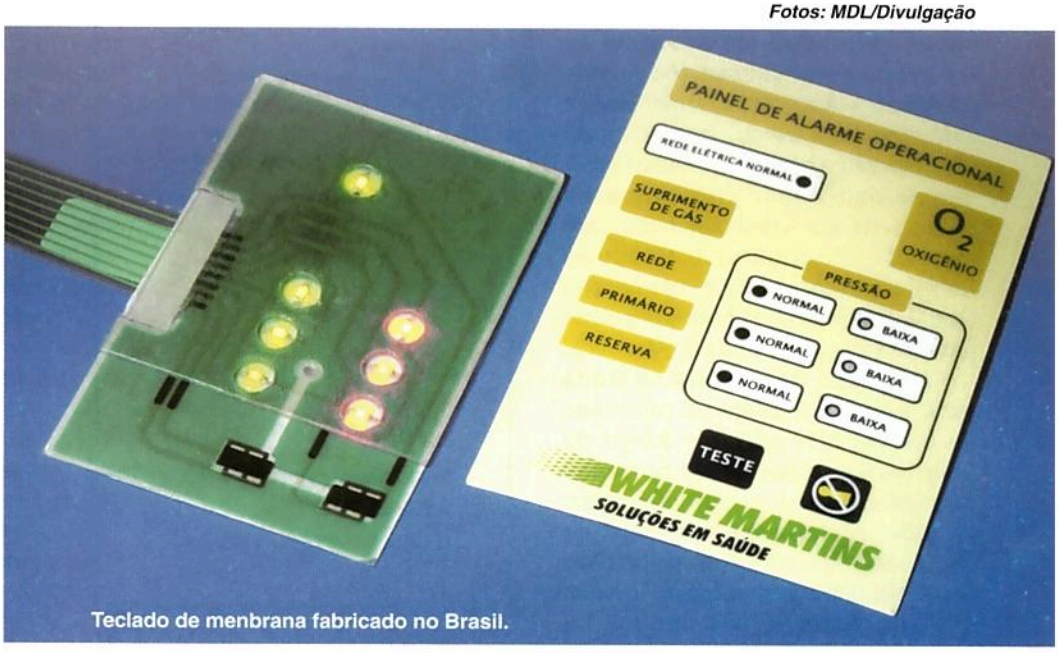
O ponto principal dessa tecnologia está na confiabilidade apresentada pelo fabricante da placa de circuito impresso, principalmente, porque o critério de avaliação, em alguns casos, é destrutivo. Pelo o que o leitor viu até aqui, imagine como é o processo para saber se uma empresa realizou um furo de 0,15 mm de diâmetro interno em uma placa. Caso tenha pensado em obter algumas amostras, recortá-las e analisá-las em um aparelho microscópio, acertou em cheio. "A confiabilidade no processo é um ponto chave. Falhas microscópicas, ou presença de partículas minúsculas, podem impedir a utilização de uma peça", lembra o gerente da Micropress.

Evolução da PCI

Característica	Necessidade Atual	Tendência	Futuro
Tipos de Produto	Rígido e Flexível	Rígido e Flexível	Rígido, Flexível e Rígido/Flexível
Materiais	Poliéster, Fenólico, Epóxi FR4 e RCC	Poliéster, Fenólico, Epóxi FR4, RCC, PPO	Poliéster, Fenólico, Epóxi FR4, RCC, PPO e Poliamida.
Temperaturas de transição vítrea Tg°C	180	180	260
Número de camadas	1 a 12	1 a 16	1 a 24
Espessura Final da PCI	0,50 - 3,20mm	0,30 - 4,0mm	0,20 a 5,0mm
Largura de Pista	0,10mm	0,08mm	0,06mm
Diâmetro do Furo acabado* - mecânico	0,30mm	0,20mm	0,13mm
Diâmetro Furo Laser	0,13mm	0,10mm	0,07mm
Relação Espessura/Furo	8:1	10:1	14:1
Passo BGA	1,0mm (40mils)	0,76mm (30mils)	0,51mm (20mils)
Largura do anel da Ilha	0,14mm	0,10mm	0,05mm
Impedância	< 10%	< 10%	< 10%

Fonte: Abraci

Fotos: MDL/Divulgação



Teclado de menbrana fabricado no Brasil.

TENDÊNCIA

Seja pela miniaturiza ão dos componentes eletr nicos ou pela compacta ão dos equipamentos oferecidos ao mercado, o n vel tecnol gico das placas de circuito impresso está em constante evolu ão. Para acompanhar essa realidade, as ind strias costumam caracterizar as PCIs como "Technology Road Map" ou "Mapa de Tecnologia" para não perder de vista as tendências tecnol gicas e necessidades de seus clientes, uma vez que o circuito impresso o "cora ão" ou "elo de liga ão" na montagem de um produto. Veja no quadro abaixo qual a necessidade atual das ind strias e a tendência tecnol gica.

TECLADO DE MEMBRANA

Encontrado em teclados de computadores, eletrodomésticos, calculadoras, máquinas industriais, aparelhos médicos, aparelhos de comunicação móvel, telefones e milhares de outros produtos, o teclado de membrana é outro componente da eletrônica que já é oferecido por empresas nacionais.

Assim como a tecnologia de microvia, o teclado de membrana aparece no mercado nacional, principalmente, através da importação de produtos eletroeletrônicos. Sua grande utilização já demandou até a criação de um grupo de empresas (no âmbito da Abraci – Associação Brasileira de Circuitos Impressos) para difundir a tecnologia e capacitar melhor fabricantes nacionais. "Criamos esse grupo para que a tecnologia não seja banalizada", diz Emílio Nobuyuki Konishi, diretor da MDL Membrana Digital, empresa que fornece o teclado para vários segmentos da eletrônica.

O teclado de membrana nada mais é que um conjunto ordenado de teclas, fabricadas a partir de uma manta especial de borracha condutiva. De acordo com informativo da MDL, a chave na tecnologia de membrana flexível é um dispositivo de interrupção em que pelo menos um dos contatos está contido ou manufaturado num substrato flexível (veja **figura 1**). As seguintes características devem ser aplicadas na classificação da chave de membrana:

Contato direto (ôhmico): as partes do contato elétrico devem fazer contato físico.

Ação momentânea: ao deixar de pressionar, os contatos se separam imediatamente e retornam a posição original de repouso.

Aplicação em baixa tensão: um teclado de membrana é projetado para ser utilizado em aplicações em baixa tensão, em níveis de sinais lógicos.

Circuito superior - parte móvel: a chave deve possuir um filme fino flexível que se flexiona durante a operação de chaveamento com um ou dois pólos de contatos, ou é utilizado para interligar os dois pólos da chave.

Circuito inferior - parte estática: elemento da chave que não se flexiona durante a operação de chaveamento, porém contém um ou dois pólos dos contatos ou é utilizado para interligar os dois pólos da chave.

Segundo especialistas, uma das partes mais complicadas na fabricação do teclado de membrana é a parte de testes. É nessa fase que alguns projetistas começam a perceber que algumas teclas não respondem exatamente como deveriam. "Comece o projeto sempre pelo teclado, nunca pela parte eletrônica", recomenda Emílio da MDL, (veja o box "Testes").

O projetista de um teclado de membrana tem à sua disposi ão uma variedade de componentes, materiais e op es de processo para projetar um teclado de membrana.

Porém, a atenção deve estar voltada para o usuário. Questões como o meio ambiente onde será utilizado o teclado (temperatura, umidade, gases, poeira, elementos químicos) devem ser levantadas a fim de se estimar a manutenção, expectativa de vida das teclas, tipo de conexão com a placa de controle e, principalmente, o grau de confiabilidade (diferença entre uso em equipamento médico/hospitalar com o da área de entretenimento).

O diretor da MDL, que esteve nos EUA em evento sobre o tema, adianta algumas das tecnologias que já se discute no Exterior. Uma delas é o feixe de luz que projeta um teclado virtual sobre uma superfície. Uma segunda, ainda mais ousada, projeta o teclado no ar em ambiente holográfico. ■

MDL/Divulgação

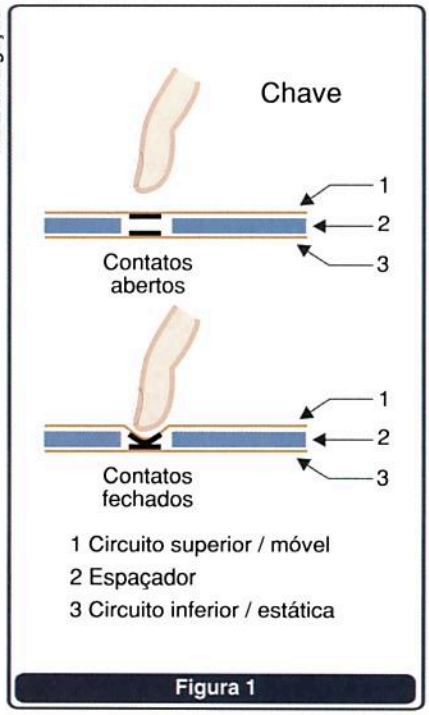


Figura 1

TESTES

De acordo com André Furlan, diretor comercial da Know How, há métodos simples para se testar um teclado de membrana: através de um multímetro que indique circuitos aberto ou fechado; ou com *Buzzer* que indique estados de circuitos através de sinais sonoros.

Na Know How, o teste em teclado de membrana é feito através de placa eletrônica conectada a um PC. Depois que a etapa de *setup* de teste é realizada, gera-se um histórico no PC com todas as informações de conexões e *layout*.

Sistema de
Video Monitoramento
WEB Vigilante

Monitore todo o seu prédio com até 8 câmeras através da sua rede (Intranet) ou pela Internet

Funções:
- DTM - Video Motions Detection Technology :
Só grava imagens quando um movimento for detectado
- Máquina Fotográfica:
Captura imagens e armazena num álbum
- Dispara alarme durante ou após o evento
- 3 modos de resolução de imagem

Kit:
- Manual de Instruções
1- CD - com sistema Web Vigilante
1- Console com o roteador
1- Placa de captura de video
2- Cabos com os conectores DB



R$ 2.750,00 + despesas postais
Pedidos: Saber Marketing Direto
Tel: 6195-5330

KITS DIDÁTICOS PARA PROFISSIONAIS, ESTUDANTES E HOBBYSTAS

KIT ATMEL AT89S8252

8 K de Flash, 2K de E2PROM, Clock 12 MHz, conexão serial RS232, 8 saidas de I/O mapeado. Serve como gravador do chip AT89S8252.

KIT 8051-(80C31)

RAM 32 Kbyte, EPROM 32 Kbyte, Clock 12 MHz, conexão serial RS232, 8 saidas de I/O mapeado e comunicação serial com o PC para carregar os programas.

Cada Kit Microcontrolador possui:
2 Cabos de extensão, 1 Cabo de I/O mapeado, 1 Cabo serial, 1 Cabo de ISP (Kit Atmel).







Compras, software, manuais, compiladores, simuladores, exercícios e suporte em nosso SITE.

KITS DO AUTOR DOS LIVROS:

"MICROCONTROLADOR 8051 DETALHADO"

e

"LABORATÓRIO DE MICROCONTROLADORES FAMÍLIA 8051"

Editora Érica.





KITS:
- KIT ATMEL *R$ 164,00 **
- KIT 8051 (80C31) *R$198,00 **

PERIFÉRICOS:
- LCD *R$ 69,00 **
- D/A R2R *R$ 99,00 **
- A/D 8 Can. *R$ 129,00 **
- TECLADO 16 Tecl. *R$ 44,00 **
- 7 SEG :4 Dig. *R$ 127,00 **
- CARGAS (AC/DC) *R$ 108,00 **
- STEP MOTOR DRIVER *R$ 50,00 **
- KIT EXPER. LIVRO 8051 *R$ 95,00 **
*FONTE ALIM.(110/220V) *R$25,00*
-STEP MOTOR *R$75,00*

* Não inclui fonte de alimentação e Despesas de envio

WWW.MICROCONTROLADOR.COM.BR

Catálogos de esquemas e de manuais de serviço

GRÁTIS

Srs. Técnicos, Hobbystas, Estudantes, Professores e Oficinas do ramo, recebam em sua residência sem nenhuma despesa.

ALV Apoio Técnico Eletrônico

Solicite inteiramente grátis

Caixa Postal 79306
CEP: 25501-970 ou
São João de Meriti - RJ
Tel: **(21) 2756-1013**
pedidos@alvapoio.com.br

Novo Treinamento
"Microcontroladores PIC - Direto e Prático em C"

- Aos Sábados, no máximo 6 alunos na sala
- 1 micro por aluno, equipado.

Novas placas didáticas

Piclab 4A: Grava e executa seus programas com LCD, sinais digitais, A/D, timer, interrupção, Rs-232, possibilidade de expansao



Piclab Ex2: Expande a capacidade da placa Piclab 4A para estudar D/A, teclado 3x4, i2c, pot. digital, Pwm, mux de displays.



Cada placa acompanha apostila completa com linguagem 'C' e exemplos bem detalhados com teoria, esquemas, como funciona, e tudo o mais necessario para que voce explore ao maximo cada periférico das placas.

VIDAL
Microcontroladores
www.vidal.com.br
(11) - 6451 - 8994



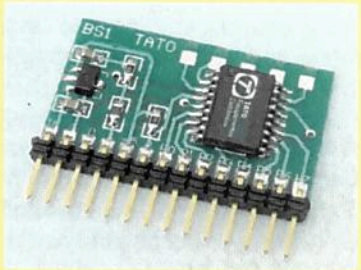
CONTROLBOX INJETADOS PLÁSTICOS LTDA.
Fone/Fax: (54) 3025.3789 - Caxias do Sul - RS
www.controlbox.com.br
controlbox@controlbox.com.br

TATO
Equipamentos Eletrônicos
Transformando idéias em realidade

Tudo para microcontroladores BASIC Step e acessórios em um só lugar.



CLP-BS
Finalmente um CLP que você pode pagar e programar sem ter que perder meses em cursos



Novo BASIC Step 1
Com conversor analógico/digital de10 bits e 5 canais

Rua Ipurinas,164 - São Paulo - SP
Tel(11) 5506-5335 - www.tato.ind.br

ANTENAS - GANHO, EFICIÊNCIA E POLARIZAÇÃO

Na edição anterior apresentamos um artigo, adaptado do Curso de Utilização de Antenas de Transmissão da Trans-Tel, no qual abordamos os Diagramas e Radiação das Antenas. No entanto, o assunto é extenso, e existem muitos outros temas associados a antenas com os quais os profissionais devem estar familiarizados. Dentre eles destacamos o Ganho, a Eficiência e a Polarização que justamente serão tratados. Para os leitores que desejarem saber mais, ou ainda que sentirem que lhes faltam os conhecimentos básicos sobre antenas para poder entender melhor este artigo sugerimos a leitura do anterior.

Dante J. S. Conti

O conceito de ganho de uma antena deve ser desenvolvido a partir da premissa de que, à luz do princípio da conservação de energia, uma antena não "produz" energia e, portanto, não pode ser capaz de provocar amplificação, ou ganho no sinal aplicado aos seus terminais, como habitualmente estamos acostumados a caracterizar estruturas eletrônicas ativas tais como amplificadores de sinal.

Em se tratando de estrutura passiva (não estamos interessados neste texto em analisar e nem estender o conceito de ganho à família de antenas ativas, isto é, antena + amplificador acoplado, recentemente comuns no mercado de soluções *wireless* para comunicação pessoal), uma antena opera a energia contida nas ondas eletromagnéticas atuando simplesmente como um transdutor, sendo por isso o seu ganho um conceito que deve ser desenvolvido em termos relativos e não em termos absolutos.

Para definir o parâmetro Ganho de uma antena é necessário compreender inicialmente o que seja Ganho Diretivo, que nada mais é do que a capacidade de uma antena em direcionar ou concentrar energia numa dada direção do espaço comparativamente a uma outra antena de referência que pode ser, por exemplo, um dipolo, uma corneta ou um isotrópico.

Pois bem, comparar o quanto uma antena concentra energia numa dada direção relativamente a outra antena (ambas com a mesma excitação) é criar a situação de relativismo, portanto surge daí a métrica desejada, ou seja, um número que define esta relação entre as duas antenas e que por conseguinte, é o valor do Ganho Diretivo pretendido para caracterizar a antena em análise.

O fato de a antena de referência ser uma corneta justifica-se para quando se quer apresentar o ganho diretivo da antena em análise na faixa de Micro-ondas, onde a antena tipo corneta é usualmente utilizada. Nesse caso, o emprego de dipolo como antena de referência é útil, pois trata-se de uma antena extremamente simples e fácil de implementar, principalmente quando se deseja apresentar o ganho diretivo da antena em análise nas faixas de VHF e UHF, uma vez que a antena tipo isotrópico é um conceito puramente matemático e sem significado prático, mas igualmente vantajoso quando se quer apresentar o ganho diretivo da antena em análise com base numa antena ideal.

A antena isotrópica é um radiador hipotético (imaginário) que irradia uniformemente em todas as direções do espaço (o diagrama 3D associado ao isotrópico é da forma de uma esfera) e não apresenta perdas, ou seja, é uma antena ideal e, portanto, não realizável na prática, mas que tem utilidade conceitual à medida que parâmetros de desempenho de antenas realizáveis (antenas implementadas na prática) podem ser apresentados tomando-se a antena isotrópica como referência de comparação. A **figura 1** mostra o diagrama de radiação de uma antena deste tipo.

Define-se Diretividade como sendo o máximo valor atingido pelo Ganho Diretivo de uma antena, ou seja, se adotarmos, por exemplo, um radiador isotrópico como a antena de referência para definirmos o valor do Ganho Diretivo, veremos que

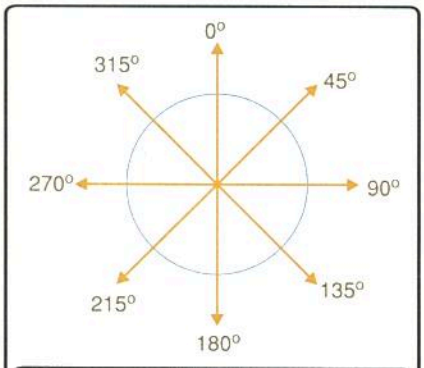


Figura 1

qualquer outra antena, por menos direcional que possa ser, não irá conseguir radiar ou distribuir a energia aplicada aos seus terminais de forma tão uniforme ao seu redor como o isotrópico, de onde teremos sempre um Ganho Diretivo maior que 1, isto é, uma potência radiada por unidade de área tomada sobre a esfera de radiação maior do que aquela que seria provocada pelo isotrópico.

Na **figura 2**, a esfera no canto inferior esquerdo representa a distribuição de potência uniforme por unidade de área característica de uma antena isotrópica, se tomarmos uma superfície quadrada de lado r e portanto área=r^2 (onde r é a distância do centro até a superfície da esfera) sobre esta esfera e calcularmos a "intensidade de radiação" (que é a potência radiada por unidade de área) que atravessa esta superfície, teremos determinado numericamente o valor da "intensidade de radiação" da antena isotrópica.

Se repetirmos esse procedimento para uma antena tipo dipolo vertical de meia onda, que apresenta uma distribuição de potência mais concentrada ao redor da linha do Equador conforme a figura central da própria figura 2, teremos em mãos o valor da "intensidade de radiação" do dipolo de meia onda.

Dividindo a "intensidade de radiação" do dipolo de meia onda assim obtido pela "intensidade de radiação" do isotrópico, obteremos o valor D = 1,64, que traduz o quanto o dipolo de meia onda foi capaz de concentrar energia por unidade de área a mais do que o isotrópico. Vê-se, ademais, que esta concentração de energia ocorreu às custas de um estreitamento do diagrama de radiação de elevação do dipolo comparativamente ao isotrópico.

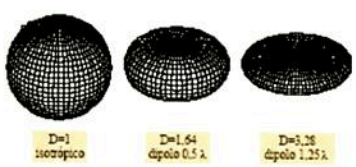


Figura 2

Avançando no exemplo, se tomarmos agora um dipolo de 1 onda e um quarto de comprimento, veremos que a Diretividade calculada será D = 3,28 com relação ao isotrópico isto é, quanto maior o estreitamento do diagrama de radiação de elevação ao redor da linha do Equador, maior a Diretividade resultante da antena em análise, verifique ainda que ao longo destes dois exemplos não houve alteração do diagrama de radiação de azimute, o que, caso tivesse ocorrido também provocaria o aumento da Diretividade calculada.

Deste exemplo do dipolo vertical fica evidente portanto, que o cálculo da Diretividade de uma antena deve levar em consideração o seu diagrama de radiação 3D.

Quando a Diretividade (D) de uma antena é definida com relação ao isotrópico e é calculado logaritmo base 10 deste valor, isto é, toma-se o valor de 10*log (D) ao invés de D, a unidade passa a ser chamada de **dBi**; se por outro lado a Diretividade é definida com relação ao dipolo de meia onda e emprega-se logaritmo base 10 deste valor, a unidade passa a ser chamada de **dBd**.

Como a Diretividade de um dipolo de meia onda é igual a 1,64 vezes a Diretividade do isotrópico (que, por definição, é igual a 1), temos a seguinte igualdade: 0 **dBd** = 2,15 **dBi.** Esta igualdade permite converter valores de Ganho ou valores de Diretividade expressos em dBd para valores expressos em dBi e vice-versa, por exemplo se a Diretividade de uma antena é igual a 10 dBd, a mesma antena pode ser apresentada como possuindo Diretividade igual a 12,15 dBi (**figura 3**).

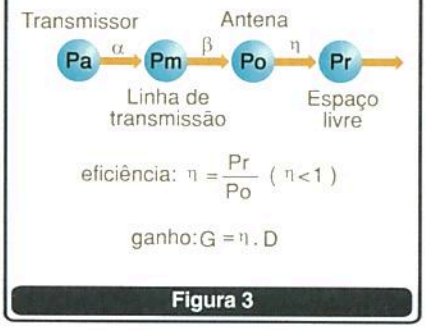


Figura 3

Finalmente definir o que significa Ganho, é necessário introduzir o conceito de Eficiência de Radiação de uma antena. Mais uma vez o princípio da conservação de energia deve balizar o nosso raciocínio e permitir entender que, dado à natureza não ideal de qualquer antena que seja implementada na prática, parte da energia de radiofrequência aplicada em seus terminais irá ser transformada em calor, representando, portanto, uma perda, e parte irá ser transformada em ondas eletromagnéticas e será adaptada ao espaço livre por ação das propriedades físicas de radiação (ou transformação de energia) operadas pela antena.

Se **Po** é a potência aplicada aos terminais da antena e **Pr** é a potência radiada (ou transferida para o espaço livre), define-se numericamente Eficiência de Radiação como o parâmetro η = Pr / Po onde, por ação das perdas apresentadas pela antena, deduz-se que sempre η será menor do que 1.

A **figura 4** apresenta este conceito de forma mais abrangente e aplicado na cadeia de transformação de energia desde a saída do transmissor até o espaço livre, onde os parâmetros α, β, η definem as eficiências nas várias etapas da cadeia. Verifique portanto que o parâmetro η(Eficiência de Radiação) diz respeito somente à antena.

Existem outras eficiências que devem ser conhecidas para se conseguir determinar a potência ERP (ou potência efetivamente radiada).

Uma vez conceituado Diretividade e Eficiência de Radiação, concluímos que o Ganho de uma antena nada mais é do que a relação entre a potência radiada pela antena em análise e a potência radiada pela antena de referência, ambas as ante-

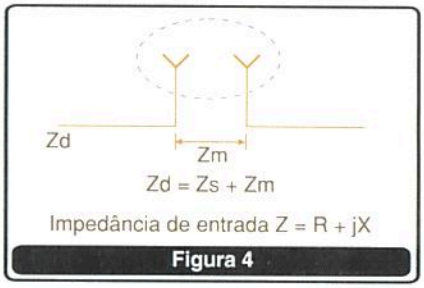


Figura 4

nas com a mesma potência aplicada aos seus terminais de entrada.

Numericamente, basta multiplicar o valor da Diretividade (D) pelo valor da Eficiência de Radiação (η) e obter deste produto o valor do Ganho (G), ou seja: $G = \eta * D$.

Na prática, não é comum e nem imediato medir-se a eficiência de uma antena isoladamente da sua Diretividade para só então determinar-se o ganho. O que habitualmente se mede é o parâmetro Ganho. Entretanto, quando o fabricante de antenas necessita especificar o Ganho de um arranjo complexo de antenas, onde na maioria das vezes não é econômico integrar todo o conjunto para se efetivar um ensaio, é lançado mão do conceito de Diretividade e do conceito de Eficiência de Radiação como apresentados anteriormente. A **figura 5** mostra isso.

Quando excitada por uma fonte de sinal de radiofrequência, a corrente circulante nos terminais de entrada da antena irá apresentar amplitude e fase tal que dará origem ao parâmetro definido como Impedância de entrada da antena.

Matematicamente, define-se resistência de entrada como a relação entre as amplitudes da voltagem e da corrente nos terminais de entrada de um circuito; se esta relação matemática considerar adicionalmente as informações de fase entre a voltagem e a corrente, tem origem o termo impedância de entrada, que caracteriza completamente o circuito quanto às suas propriedades resistivas e reativas (capacitiva ou indutiva).

Conhecer a impedância de entrada de uma antena é fundamental à medida em que se pode determinar a eficiência da transferência de energia entre a linha e a antena e tomar-se providências para maximizar esta transferência de energia.

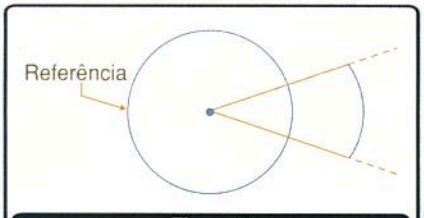


Figura 5

A máxima transferência de potência ocorre somente quando a impedância de entrada da antena não apresenta componente reativa e sua componente resistiva é igual à componente resistiva da linha de transmissão que a alimenta, de onde surge, portanto, a especificação universal de impedância de entrada para antenas como sendo 50 ohms (se for operar no modo transmissão) ou 75 ohms (se for operar no modo recepção). Note que, na prática, não se faz menção à componente reativa, embora ela sempre exista e não permita que se trabalhe na condição de máxima transferência de potência.

A impedância de entrada de uma antena é determinada pela freqüência do sinal de excitação, pela geometria da antena, pelo método de alimentação empregado (balanceado ou não balanceado), pelos materiais utilizados no processo de fabricação e pela proximidade com o solo, outras antenas e/ou materiais condutores (torres, ferragens de sustentação, estais, etc.).

Para modelar estes efeitos de interação da antena com outros objetos em sua proximidade, define-se mais genericamente a impedância de entrada de uma antena como a soma de duas componentes, isto é:

$$Zd = Zs + Zm$$

onde:

Zd = impedância da antena na situação instalada

Zs = impedância da antena no espaço livre ou impedância própria

Zm = impedância mútua entre a antena e outros objetos

Na prática, deve-se procurar minimizar Zm ou , se não for possível, adequar Zs a fim de que a impedância que resulte na condição de operação Zd seja a mais próxima possível da impedância da linha de transmissão que alimenta a antena. **A figura 6** ilustra isso.

As propriedades de radiação de qualquer antena, quer seja a sua Impedância de entrada, Ganho, Diagrama de Radiação ou Pureza da Elipse de polarização (mais sobre este assunto adiante) variam de forma distinta em função da freqüência de operação, o que se busca no projeto de sistemas radiantes é gerar sistemas onde seja possível garantir especificações consistentes dentro de uma faixa de freqüência de operação conhecida ou Largura de Faixa.

A determinação da largura de faixa de funcionamento de uma antena deve ser feita observando-se como varia o casamento de impedância da antena (VSWR) e a sua eficiência de radiação (η) em conjunto com a observação de como varia também o seu diagrama de radiação e ganho em função da freqüência.

Uma determinada antena somente pode ser classificada como faixa larga ou faixa estreita se a largura de faixa de impedância e largura de faixa de diagrama forem compatíveis entre si e corresponderem à mesma faixa de freqüência.

Projetos que se adaptam bem a certas faixas de operação são impraticáveis em outras faixas, bem como as dificuldades impostas pelos serviços de comunicações ou radiodifusão em função de suas faixas de operação e canalização são bem distintos.

A **figura 7** apresenta um quadro com as larguras de faixa percentuais em função dos serviços FM e TV nas suas respectivas faixas de operação, enquanto aplicações FM requerem sistemas faixa estreita com largura de faixa percentual não superior a 0,23%, sistema de TV em banda baixa de VHF exigem sistemas com largura de faixa percentual até 11,1%.

A orientação espacial em função do tempo do vetor campo elétrico da onda eletromagnética radiada por uma antena define a sua polarização. Como mostrado na figura 7, para uma antena dipolo a polarização linear da onda eletromagnética tem a mesma orientação mecânica da antena.



Figura 6

O maior evento do setor Elétrico e Eletrônico em 2004



FEIRA INTERNACIONAL DA INDÚSTRIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA

• MINAS GERAIS •

21 a 24 • Setembro • 2004

EXPOMINAS - Centro de Feiras e Exposições de Minas Gerais • Belo Horizonte

SETORES - Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica • Equipamentos Industriais: Acionamentos, Equipamentos para Áreas Classificadas, Retificadores, Motores e Afins • Componentes Elétricos e Eletrônicos • Materiais Elétricos de Instalação • Informática • Automação e Instrumentação • Telecomunicações • Concessionárias • Serviços

Organização e Promoção:

ALCANTARA MACHADO

Tel.: (11) 6221-9908 / Fax: (11) 6221-2378
www.fiiee.com.br • info@alcantara.com.br

Apoio Institucional: abinee · FIEMG CIEMG SESI SENAI IEL · sinaees

Apoio: VARIG

Afiliada à: UBRAFE

FEIRA INTERNACIONAL DA INDÚSTRIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA MINAS GERAIS — **21 a 24 • Setembro 2004**

○ **EXPOR** - Envie este cupom totalmente preenchido por **fax (11) 6221-2378** para obter maiores informações sobre expor na **FIIEE 2004**.

○ **VISITAR** - Para sua comodidade, solicite sua credencial permanente para visitar o evento através do site **www.fiiee.com.br**, ou envie este cupom totalmente preenchido por **fax (11) 4197-9112** até a data limite de **20 de Agosto de 2004**, ou apresente-o na portaria da feira com seu cartão comercial. É proibida a entrada para menores de 16 anos, mesmo se acompanhados.

Empresa: _____

Nome: _____ Cargo: _____

Ramo de Atividade: _____

Endereço: _____

CEP: _____ Cidade: _____ Estado: _____

Tel.: _____ Fax: _____ e-mail: _____

www.fiiee.com.br

Quando se excitam dois dipolos espacialmente perpendiculares com sinais eletricamente defasados de 90 graus, dá-se origem à polarização elíptica, de onde a polarização circular é um caso especial que acontece quando as potências são iguais nos elementos radiantes horizontal e vertical.

A importância de se conhecer a polarização da onda eletromagnética emitida por uma antena é crucial para se obter a máxima transferência de energia entre uma antena de transmissão e outra de recepção (alguém já tentou receber sinais de TV com uma antena Yagi orientada verticalmente com relação ao horizonte?).

Em transmissão de TV predomina a polarização horizontal, sendo a polarização elíptica mais rara e empregada somente em alguns casos e em centros urbanos para combater a despolarização da onda por efeitos de multipercurso numa tentativa de se melhorar a recepção local e *indoor*.

Em transmissão de FM predomina polarização elíptica, sendo que mais recentemente vem se dando ênfase à transmissão em polarização vertical, tendo em vista aparentemente apresentar a que melhor resultado em situações de recepção móvel. Na **figura 8** mostramos isso.

Quando se emprega polarização elíptica, a visualização espaço-temporal do vetor campo elétrico é melhor representada graficamente pelo diagrama conhecido como "elipse de polarização". Este diagrama representa o lugar geométrico do vetor campo elétrico e permite extrair parâmetros relevantes para a análise do enlace quando se opera em polarização elíptica.

Um parâmetro de interesse é definido como Relação Axial, ou "axial ratio - AR", que representa o quociente entre o eixo maior e o eixo menor da elipse de polarização, o AR traduz a pureza da polarização circular, isto é se AR = 1 significa que a onda eletromagnética gerada pela antena apresenta polarização circular, se AR se aproxima de 0 ou infinito trata-se de polarização linear. Em antenas de transmissão de polarização circular ou elíptica o que se procura é garantir AR o mais constante possível dentro da área de cobertura pretendida.

Na figura anterior mencionamos que a máxima transferência de energia entre uma antena de transmissão e outra de recepção somente se dá quando ambas possuem a mesma orientação de polarização. Já quando não é este o caso, a medida deste descasamento de polarização pode ser calculada por intermédio da equação apresentada na figura 8 (válido para polarização linear).

À parte da orientação entre as antenas de TX e RX, o descasamento de polarização pode ser ainda provocado por fenômenos de propagação e por difração das ondas eletromagnéticas, além do mais a penalidade de se empregar polarização circular no TX e linear no RX será no máximo –3 dB, contra θdB no caso do TX usar polarização linear (imagine o TX transmitindo polarização horizontal e o vetor campo elétrico rodar 90 graus por efeitos de propagação).

Por esta razão o emprego de polarização circular ou polarização elíptica na transmissão é preferido para a manutenção e robustez da comunicação em ambientes de elevada incidência de propagação multipercurso.

Analisando-se a conformação espacial das ondas eletromagnéticas ao redor de uma antena, conceitua-se o que se denomina de "regiões de campo" para fins de análise e caracterização das propriedades de radiação da mesma.

Como ilustrado na **figura 9**, a região externa imediatamente próxima da antena é chamada de região de campo próximo reativo e um pouco adiante de campo próximo de radiação, nestas regiões os campos elétrico e magnético da onda eletromagnética radiada pela antena não se encontram ortogonais (a 90 graus) e não se pode facilmente extrair as propriedades de radiação da antena, bem como deve-se evitar a proximidade de objetos e estruturas interferentes à operação da antena.

A partir de uma dada distância da antena conceituada como região de campo distante, a onda eletromagnética tem conformação TEM (transversal eletromagnética) e transporta a energia de RF espacial e temporalmente conformadas nos vetores de campo elétrico e de campo magnético, portanto compatíveis para se proceder à caracterização completa das propriedades de radiação da antena (empiricamente adota-se a distância de $(2*d^2) / \lambda$ onde d é a maior dimensão física da antena em comprimentos de onda e λ é o comprimento de onda).

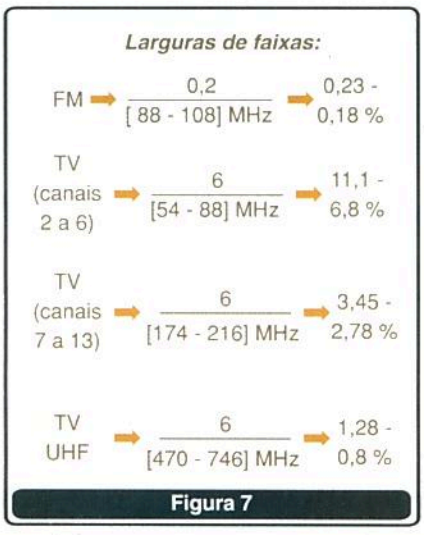


Figura 7

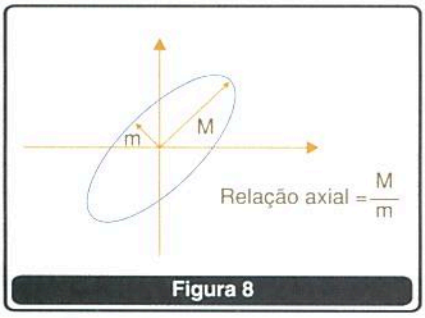


Figura 8

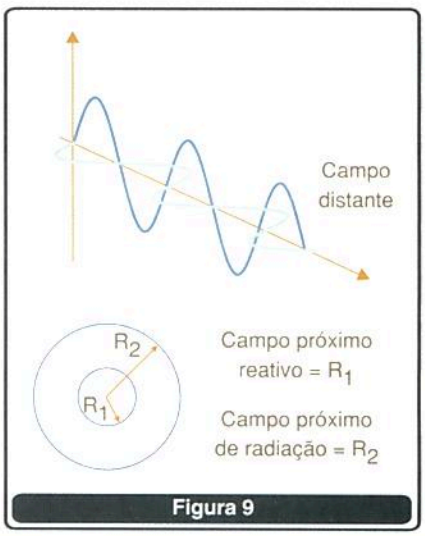


Figura 9

OS DESAFIOS TÉCNICOS DA TV GLOBO NA TRANSMISSÃO DE EVENTOS AO VIVO

Qual deve ser a engenharia envolvida na cobertura de eventos esportivos (como corridas de pedestres) com equipamentos de modulação digital?

Carlos Finni
Edson Moura
Daniel Domingues

As transmissões de eventos esportivos impõem desafios que somente podem ser vencidos com excelência devido à literal aplicação da engenharia de novas tecnologias.

O grande fator diferencial em uma transmissão, quer seja esportiva, quer seja jornalística, ou até mesmo de uma produção, é que ela seja realizada "ao vivo".

O termo transmissão 'ao vivo' é uma referência de que algo relevante está sendo exibido de forma instantânea por uma emissora de televisão, permitindo que milhões de pessoas que se encontram distantes do ponto de interesse tenham acesso a uma mesma informação, que está distante do ponto onde se encontram, simultaneamente ao desenrolar do acontecimento.

Um exemplo claro no nosso dia-a-dia é o que acontece em uma transmissão jornalística. Neste caso, uma transmissão "ao vivo", envolve uma complexa relação de coordenação e sincronia entre várias equipes.

Tudo começa quando a central de editoria do departamento de jornalismo recebe a informação de que existe um fato importante a ser mostrado/divulgado à comunidade através da TV. Neste momento, então, são acionadas duas frentes de trabalho: A primeira é da equipe de "Unidade Portátil de Jornalismo". Ela é composta por um repórter, um cinegrafista, um operador e um motorista. Esta equipe é responsável por fazer a melhor captação técnica e jornalística da situação em questão, e disponibilizar este conteúdo para a equipe de "Unidade Móvel de Jornalismo". Esta outra frente de trabalho é composta por um operador de sistema e um operador. A equipe é responsável por transmitir o produto disponibilizado pela equipe de Unidade Portátil de Jornalismo até a emissora.



Figura 1
Quando um repórter vai para a rua para realizar uma transmissão de um fato relevante para a comunidade, ele leva consigo toda uma estrutura de técnicos e sistemas que nos permite uma transmissão que chamamos de "ao vivo".

Este sinal, por sua vez, é recebido por equipamentos dedicados em algum ponto estratégico na cidade, e depois retransmitido para a emissora, que irá tratá-lo objetivando que mantenha a mesma qualidade de quando este foi inicialmente gerado. Então, esta informação que foi entregue à um centro de produção, será ilustrada com informações de caracteres e artes gráficas, permitindo que esse conjunto de informações seja transmitido até a casa dos telespectadores.

Do momento em que o cinegrafista capta as imagens e o som, até a chegada da informação até a casa dos telespectadores, esta passa por várias etapas de transmissão e recepção, fazendo com que modulações e demodulações aconteçam. A equipe de "Unidade Portátil de Jornalismo" entrega um sinal de vídeo composto e um sinal de áudio analógico para a equipe de UMJ "Unidade Móvel de Jornalismo", que entra com este sinal em um equipamento de radiotransmissão, comumente chamado de microondas.

Esses tipos de equipamentos modulam essa informação de áudio e vídeo em uma portadora analógica de FM com largura de banda de 20 MHz e podem serem selecionados para operarem na faixa de 2,5 GHz ou 7 GHz. Esta portadora é transmitida em uma antena direcional, preferencialmente de uma forma não refletida, até um ponto alto e estratégico da cidade, formando o que chamamos de enlace de microondas ou "link".

No caso da TV Globo, estes pontos estão no Pico do Jaraguá e na Avenida Paulista. Eles possuem equipamentos acoplados também a antenas direcionais, que recebem esta portadora analógica que contém o sinal original e as envia até a emissora propriamente dita através de um outro enlace de microondas, similar ao estabelecido entre a UMJ e os pontos estratégicos, mas que, por sua vez, é fixo. Depois de demodulado, este envio também pode ser feito através de fibras óticas, ou com enlaces que utilizam equipamentos com modulação digital.



Figura 2
As equipes que trabalham de forma conjunta para a realização de uma transmissão ' ao vivo'.



Figura 3
Centros estratégicos para a recepção de sinais, na cidade de São Paulo - com seus equipamentos de varredura e recepção de sinais.

Da transmissão jornalística 'ao vivo' para uma transmissão esportiva, também 'ao vivo', existem algumas diferenças dependendo do objetivo. No caso de um jogo de futebol, ao invés de uma equipe de "Unidade Portátil de Jornalismo", existe um caminhão adaptado com equipamentos de televisão, dotado para operar com até 20 câmeras, incluindo "switchers" de vídeo para a seleção de imagens, "mixers" de áudio e mais de 30 profissionais entre operadores de câmeras, técnicos, diretores de TV, operadores de áudio, operadores de sistemas, cinegrafistas,...

Mas o grande desafio que enfrentamos há anos é a transmissão de eventos esportivos ao vivo, como as corridas de pedestres. Ao contrário de quando é feito um enlace de transmissão por uma UMJ, onde a unidade está parada e existe tempo para que seja feito um perfeito alinhamento entre a antena de transmissão e a antena de recepção, mostrar e enviar informações através de uma unidade de transmissão em movimento em sinal de áudio e vídeo de um competidor, sem que haja qualquer tipo de interrupção, é um verdadeiro desafio.

Com experiência que data de 1982, as primeiras transmissões de corridas de pedestres, como a São Silvestre, eram feitas através de equipamentos que utilizavam modulação em UHF. Os pontos de recepção de sinais, que são uma etapa anterior ao pontos estratégicos de recepção de sinais, eram num total de cinco (isto para um percurso de 15 quilômetros), e era inevitável a instalação de várias câmeras no percurso, para serem utilizadas como uma forma de apoio durante a transmissão.

Este método era o mais eficaz que a tecnologia e criatividade permitiam, mas consumia uma grande quantidade de equipes e equipamentos, e era limitado pelas intempéries que um sinal modulado analogicamente tem como limites. Era imprescindível que houvesse apontamento constante da antena de transmissão da unidade móvel que ia a frente do corredor, para a antena do posto de recepção daquele trecho de cobertura, onde também era necessária a constante operação do posicionamento da antena para a melhor condição de recepção do sinal modulado.

Ruído, cancelamento por reflexão do sinal, e instabilidade de recepção eram constantes que tinham que ser transpostas.

Para melhorar esta situação de transmissão, foram adotados a partir de 1991, equipamentos de microondas com modulação em FM que operavam na faixa de 2,5 GHz. O princípio de operação era o mesmo que nas transmissões de modulação em UHF, o ganho neste caso foi na qualidade do tipo de equipamentos que estavam sendo empregados. Similares aos utilizados nas "Unidades Móveis de Jornalismo" hoje em dia, mas de uma geração anterior, estes equipamentos ofereceram um ganho em qualidade, mas sabíamos que ainda não havíamos chegado à fórmula ideal.

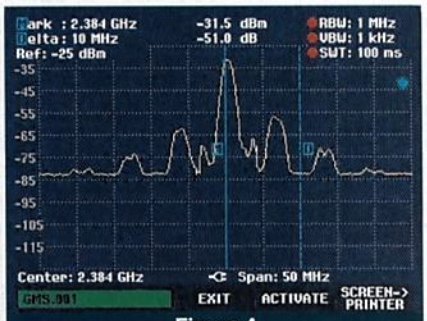


Figura 4
Portadora de um sinal modulado em FM com largura de banda de 20 MHz, na faixa de operação de 2,5 GHz. Diferente da modulação dos canais de transmissão de TV aberta, este sinal monoportadora tem o áudio modulado juntamente com o vídeo.

Portanto, apesar da solução aplicada, a TV Globo buscou a contratação de uma empresa estrangeira especializada neste tipo de transmissão esportiva. Foi, então, que de 1993 a 1999, contando com o suporte dessa empresa européia, passamos a operar com microondas na faixa de 2,0 GHz, mas com repetição via helicóptero.

Com este tipo de solução, tínhamos a seguinte estrutura: três unidades móveis equipadas com microondas na faixa de 2,0 GHz faziam a transmissão do sinal para dois helicópteros, sendo que um deles concentrando o recebimento de sinal

de duas destas unidades móveis. Estes helicópteros demodulavam o sinal e o modulavam novamente em FM numa portadora com 20 MHz de largura de banda, mas desta vez em uma faixa de freqüência de 7 GHz.

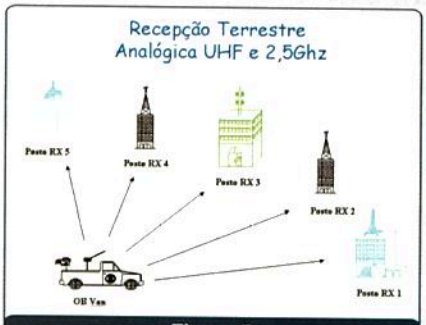


Figura 5
Unidade móvel transmitindo em movimento para os postos de recepção. Os postos de recepção enviam os sinais recebidos para os pontos estratégicos de recepção de sinais da emissora. O trabalho operacional de apontamento de antenas neste tipo de configuração é muito crítico.

Através de uma antena direcional, este sinal era transmitido do helicóptero para um dos pontos de recepção estratégicos da emissora, que tinha uma equipe de operadores, que operavam parábolas manualmente para o recebimento deste sinal. Nesta configuração, obtivemos uma grande redução de equipes envolvidas na transmissão, e simplificação do sistema de transmissão, o que aumentou a confiabilidade de engenharia para a produção do evento.

Em contrapartida, surgiram novos fatores que tornavam igualmente preocupante o desenrolar de uma transmissão, como o fator meteorológico. Em condições de forte chuva ou de "teto fechado", as aeronaves eram impedidas de decolar, o que nos remetia para o sistema de recepção via postos como uma alternativa de redundância. Isso sem contar que os custos de vôo dos helicópteros são altos.

Com este passo que havíamos dado, ganhamos em melhorias de aplicações, porém tínhamos que buscar em pesquisas e desenvolvimento a tecnologia para uma solução, e estávamos certos que ainda não dispúnhamos da solução ideal.



Figura 6
Exemplo de transmissão com sistema analógico com repetição via helicóptero.

A ANÁLISE DAS ALTERNATIVAS ATÉ ENTÃO UTILIZADAS

Esta linha de tempo demonstra claramente uma evolução onde as etapas de transmissão terrestre eram analógicas na faixa 2,5 ou até mesmo em UHF, e expõe as dificuldades que se pode prever em uma transmissão móvel com modulação analógica como problemas de desvanecimento do sinal por multipercurso: onde o eco pode gerar o cancelamento do sinal, a presença de ruído causada por obstrução física de árvores, pontes, passarelas e túneis, o uso intensivo de mão-de-obra e equipamentos (pois a necessidade de visada para a recepção do sinal é determinante), e no caso com a repetição via helicópteros ainda temos as condições meteorológicas como um fator determinante, pois não é difícil imaginar que em condições de tempo ruim que uma aeronave como o helicóptero (que não possui instrumentação para vôos sem visual), não pudesse decolar para permitir a transmissão do evento.

Além de todos estes fatores podemos somar ainda a ocupação do espectro de São Paulo como um complicador, pois os microondas com modulação FM que operam na faixa 2,3 GHz~2,5 GHz de freqüência e têm canais com a largura de 20 MHz, são utilizados largamente na aplicação de transmissão para jornalismo em todas as emissoras, o que significa que cada dia mais somos obrigados a conviver com compartilhamento de canais e/ou interferências. Tivemos, então, a necessidade de buscar alternativas, voltando-nos então para a utilização de equipamentos com modulação digital COFDM.

MICROONDAS COFDM PORTÁTEIS EM EVENTOS ESPORTIVOS

A partir de 2000, mas contando também com o "Know How" e parceria de uma empresa americana, passamos a trabalhar com microondas terrestres na faixa de 2,5 GHz, mas com a modulação COFDM, e com equipamentos de codificação e decodificação de áudio e vídeo no padrão MPEG-2.

O que muda com este tipo de recurso para estas aplicações é a possibilidade de realizar uma transmissão utilizando as vantagens da modulação digital e a compressão do sinal de áudio e vídeo, de maneira a ter uma cobertura mais eficiente refletindo em custo e qualidade. Podemos resumir isto como a aplicação de equipamentos portáteis digitais disponíveis no mercado na cobertura de eventos como maratonas, corridas de bicicletas e corridas de pedestres.

Primeiramente, devemos definir que, para a utilização da modulação digital, torna-se inevitável a realização da compressão das informações de áudio e vídeo a serem transmitidas. Neste caso, há inicialmente a conversão da informação de áudio e vídeo para uma amostragem digital, que nos sugere uma simples conversão do domínio analógico para manuseáveis bytes. Com isso fica fácil implementar técnicas de compressão como, por exemplo, a codificação em MPEG-2.

O princípio de compressão ou redução da razão de bits do MPEG-2, é obtida através da exploração da redundância temporal e da exploração da redundância espacial. Em ambos os casos o objetivo é eliminar as informações redundantes contidas nos sucessivos quadros a serem transmitidos de forma que estes possam ser recuperados utilizando-se da menor taxa de bits possível. Esta razão fundamental permite que na modulação digital COFDM sejam empregados maiores fatores de cor-

reção para a recuperação do sinal original.

Agora é importante conceituar que o COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é especificado pelo DVB-T (*Digital Video Broadcast Terrestrial*) como um sistema de modulação digital que pode operar com 2 K ou 8 K subportadoras, ou seja é multiportadoras, utilizando-se de FEC (*Forward Error Correction*) com relações de correção de ½, 2/3 e ¾ que permitem que a informação de dados dos símbolos a serem gerados tenham a sua informação repetida em uma certa razão como um fator de proteção para a recuperação quando o sinal for demodulado.

O DVB-T ainda define o GI (*Guard Interval*) que pode ser de ¼, 1/8, 1/16 e 1/32, onde cada modulação de um símbolo é transmitida por um período total do símbolo que não é maior que o período do símbolo ativo mais sua proteção temporal (GI). Nesta normalização, são especificadas as possibilidades de modulação nos formatos QPSK, 16QAM e 64QAM. As larguras de bandas são configuráveis em 6 MHz, 7 MHz e 8 MHz, sendo esta última empregada por nós em transmissões digitais.

O **COFDM** é um sistema de modulação bem adequado para esse tipo de aplicação, uma vez que usa uma grande quantidade de subportadoras, que são ortogonais entre si, cada uma carregando uma pequena parte da taxa de dados codificados. Estas componentes carregam precisamente as informações de amplitude e fase de cada subportadora. Onde a baixa taxa de dados por subportadora (que é caracterizada pelo embaralhamento dos *bytes* para garantir que na recepção, os erros recebidos estejam uniformemente distribuídos), reduz a susceptibilidade ao multipercurso e somada à adição do intervalo de guarda (que torna nula as interferências que caiam dentro destes períodos de inter-símbolos), dá a robustez necessária para este tipo de aplicação.

Podemos pontuar, então, que as principais características que fazem com que a modulação COFDM tenha um bom desempenho são: a ortogonalidade entre as subportadoras que integram o sinal, o uso da codificação no canal, e a adição do intervalo de guarda a cada período de símbolo, ou seja, para cada subportadora. Devemos lembrar ainda que para complementar a alta eficiência espectral deste sistema ele utiliza apenas uma largura de até 8 MHz por canal.

Com o domínio das vantagens oferecidas com a modulação COFDM, passamos a nos dedicar ao planejamento de transmissão digital, onde análise do percurso (que é dominar a topologia da região de cobertura, conhecendo todos os seus detalhes físicos e espectrais), o conhecimento profundo da performance do sistema de transmissão e recepção a ser utilizado (o que seria a realização de testes de bancada), e a definição do compromisso de qualidade x robustez, que é adequar a qualidade de compressão do sinal de áudio e vídeo com a versatilidade de combinação de proteção permitidas na modulação COFDM.

Com isto, foi possível definir o 'conceito' de transmissão, que é objetivar a menor quantidade de postos de recepção de sinais valendo-se da estrutura de operação já existente na emissora. Isto significa que mesmo com três unidades móveis transmitindo os sinais captados para um mesmo posto de recepção (que pode ser um lugar de uso eventual), é possível que eles sejam multiplexados e transmitidos a um lugar que é uma base já estabelecida de recepção que, por sua vez, entregaria o sinal ao centro de produção, que é o local onde são disponibilizados os sinais para a exibição no ar. Efetivamente, isto quer dizer que temos mais de uma opção de sinais chegando à emissora de forma constante, o que viabiliza uma possibilidade de produção muito melhor.

Assim, podemos destacar como pontos importantes na aplicação da modulação COFDM em eventos esportivos que têm uma melhor ocupação do espectro, a resistência do sistema a interferência de multipercurso, a possibilidade de poder dimensionar o compromisso qualidade x robustez, e a portabilidade, pois estes equipamentos estão cada vez menores e com mais melhorias de implementações, como até canais de dados. Devemos mencionar inclusive a imunidade a ruído e a redução na operação de *trackeamento*, por não necessitarmos de visada para o recebimento e boa recuperação do sinal, permitindo uma grande 'continuidade' no sinal a ser recebido, como pontos de vantagem nesta modulação digital.

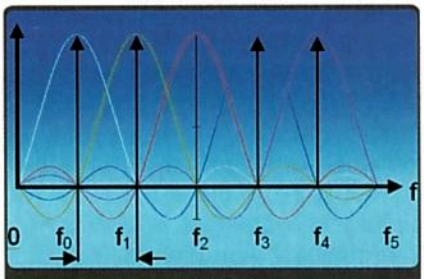


Figura 7
No sinal COFDM o espectro de freqüências produzido por uma subportadora modulada não interfere nas componentes que caem nas freqüências das outras sub-portadoras. Isto é definido pela ortogonalidade entre subportadoras.

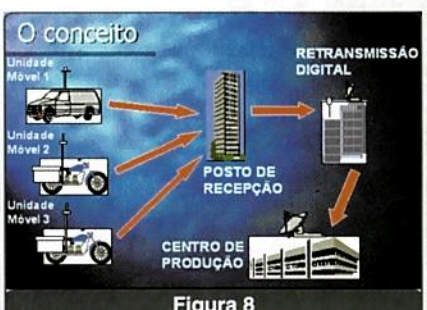


Figura 8
O Conceito - Estudo da topologia de transmissão do evento

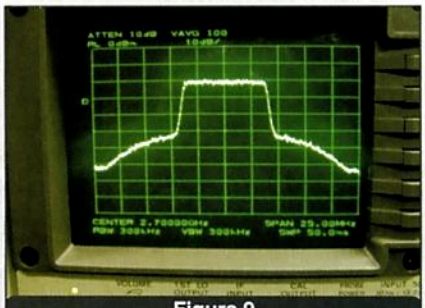


Figura 9
Ser digital não garante eficiência – A intermodulação sobre as subportadoras é uma distorção causada na etapa de amplificação.

Mas ser digital não garante eficiência: devemos, portanto, tomar certos cuidados na etapa de amplificação, pois um mau dimensionamento pode causar *clipping* do sinal e/ou a intermodulação nas subportadoras, provocando distorção da constelação do sinal em cada subportadora, aumentando assim a taxa de erro de bit em cada subportadora. Outro item de atenção é a linearidade do receptor, onde deve-se conhecer o *range* dinâmico do equipamento bem como seu ruído de fase.

Não podemos esquecer do efeito *Cliff*, que, ao contrário do sistema de modulação analógica que permitia que fosse visto o sinal desvanecendo dando uma resposta visual imediata de operação com o sinal recebido, este efeito determina o *threshold* de operação do seu receptor, ou seja, quando o valor de taxa de erro do sinal recebido for maior que o aceito na sua etapa de decodificação, ele cortará o sinal de áudio e vídeo de saída.

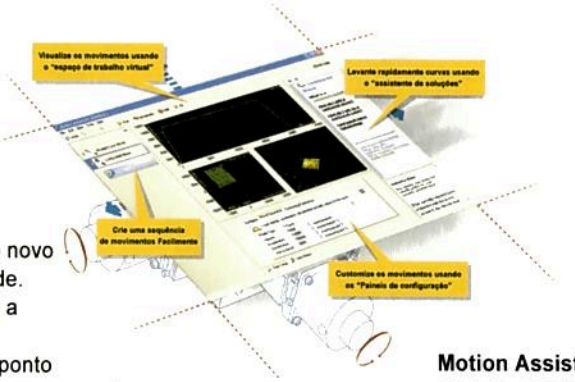
CONCLUSÃO

A elaboração da análise para a realização da transmissão de um evento esportivo prima pelo estudo e domínio dos recursos a serem utilizados. Não podemos esquecer de que, da mesma forma que se tem um plano de freqüências para a utilização com os padrões de modulação analógica, devemos ter para o digital, pois apesar do alto desempenho destes tipos de sistemas, e da utilização de filtros estreitos e eficientes, a coordenação dos canais de freqüência e análise espectral podem definir o sucesso de uma transmissão

A pesquisa e o desenvolvimento trabalhado pela TV Globo provê as mais diferentes possibilidades e recursos para permitir o aprimoramento da qualidade das transmissões no dia-a-dia.



Construa Aplicações de Controle de Movimento Rapidamente



Utilizando o NI Motion Assistant seu sistema de movimento funcionará rapidamente, otimizando o tempo no desenvolvimento.

Projete sua aplicação de controle de movimento usando o novo NI motion assistant e seu sistema rodará em tempo recorde. Considerado de fácil manuseio, esse software lhe ajudara a desenvolver rapidamente, uma sequência de movimentos pré-definidos podendo ser desde um movimento ponto a ponto até contornos complexos utilizando vários eixos. Ganhe tempo usando o "espaço de Trabalho virtual" identificando problemas antes de executa-ló. Após a definição de sua sequência de movimento no NI MOTION ASSISTANT, coverta automaticamente sua aplicação gerando o código Gráfico para o software NI LabVIEW ou a sintaxe usada no o "NI Measurament Studio", Visual Basic, C/C++ e LabWindowns/CVI.

Motion Assistant trabalha em conjunto com as seguintes controladoras

Produto	Barramento	Eixos	Tipo de motor
NI 7344	PCI,PXI,	4	Stepper,Servo
NI 7342	PCI	2	Stepper,Servo
NI 7334	PC, PXI	4	Stepper

ni.com/info

Crie sua Aplicação de controle de movimento hoje mesmo!
Para fazer o Dowload da versão de avaliação, visiti ni.com/info e digite brffhw.

NATIONAL INSTRUMENTS
55 11 3262-3599

LITERATURA TÉCNICA

OFERTA! 10% de desconto

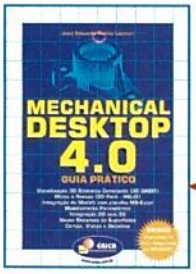












TÍTULO / AUTOR	R$ c/desc.	
ANALISE DE PONTOS DE FUNÇÕES - Guilherme / Carlos / Renato	45,90	ANALISE DE SISTEMAS
ANALISE RELACIONAMENTO DE SISTEMAS - Felipe Nery R. Machado	67,50	ANALISE DE SISTEMAS
DATAMING - Luis Alfredo V. Carvalho	54,90	ANALISE DE SISTEMAS
ERWIN 4.0 - MODELAGEM DE DADOS - Adilson Silva Lima	58,50	ANALISE DE SISTEMAS
ESTRUTURAS DE DADOS FUNDAMENTAIS - Silvio L. Pereira	52,20	ANALISE DE SISTEMAS
METODOLOGIA E PROJETO DE SOFTWARE - Carlos / Fabio / Alex	47,70	ANALISE DE SISTEMAS
METODOLOGIA P/ DESENV DE PROJ DE SIST - Jayr F. de Oliveira	33,30	ANALISE DE SISTEMAS
PROJETOS E DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS - Nelson P. da Silva	33,30	ANALISE DE SISTEMAS
TECNOLOGIA E PROJETO DE DATA WAREHOUSE - Felipe Machado	65,70	ANALISE DE SISTEMAS
AUTOMAÇÃO APLICADA - PLC - João Marcelo Georgini	49,50	AUTOMAÇÃO
AUTOMAÇÃO E CONTROLE DISCRETO - Silveira / Santos	53,10	AUTOMAÇÃO
AUTOMAÇÃO ELETROPNEUMÁTICA - Bonacorso / Noll	36,90	AUTOMAÇÃO
AUTOMAÇÃO HIDRÁULICA - ED. REV. ATUAL. - Arivelto Bustamante Fialho	59,40	AUTOMAÇÃO
AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL - ED. REV. ATUAL. - Ferdinando Natale	52,20	AUTOMAÇÃO
AUTOMAÇÃO PNEUMÁTICA - Arivelto Bustamante Fialho	64,80	AUTOMAÇÃO
ESTUDO DIRIGIDO DE ACCESS 2000 - Fernando B. Miguel	42,30	BANCO DE DADOS
ESTUDO DIRIGIDO DE ACCESS 2000 AVANÇADO - Fernando B. Miguel / J. Manzano	42,30	BANCO DE DADOS
ESTUDO DIRIGIDO DE ACCESS XP - Fernando / Sandra Miguel	45,90	BANCO DE DADOS
ESTUDO DIRIGIDO DE SQL - José A. Manzano	29,70	BANCO DE DADOS
FUNDAMENTOS DE BANCOS DE DADOS - William Pereira Alves	78,30	BANCO DE DADOS
MYSQL SERVER - VERSÕES OPEN SOURCE 4.X - Adilson Silva Lima	81,00	BANCO DE DADOS
ORACLE 8 - SQL, PL / SQL E ADMINISTRAÇÃO - Eduardo M. Terra Morelli	77,40	BANCO DE DADOS
ORACLE 91 FUNDAMENTAL-SQL,PL SQL E ADM - Eduardo M. Terra Morelli	87,30	BANCO DE DADOS
POSTGRESQL - CONCEITOS E APLICAÇÕES - Denise Lemes F. Neves	40,50	BANCO DE DADOS
POSTGRESQL - TÉCNICAS AVANÇADAS - Alvaro Pereira Neto	60,30	BANCO DE DADOS
PROJETO DE BANCO DE DADOS - Machado / Mauricio Abreu	64,80	BANCO DE DADOS
SQL SERVER 2000 - ESTRUTURA E IMPLEM. - João Carlos / Renata Leão	76,50	BANCO DE DADOS
SQL SERVER 2000 - FUNDAMENTAL - Eduardo M. Terra Morelli	92,70	BANCO DE DADOS
3DS MAX 4.2 - UTILIZANDO TOTALMENTE - João Carlos da Silva	117,00	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
ACCURENDER 3-MAQUETES ELETR EM AUTOCAD - R.Marques / M. G. Alves	43,20	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
AUTOCAD 2004 - FUNDAMENTOS 2D & 3D - Elia Yathie Matsumoto	88,20	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
AUTOCAD 2004 - TEORIA E PRÁTICA 3D - Arivelto Bustamante Fialho	72,00	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
AUTOCAD 2004 - UTILIZANDO TOTALMENTE - Roquemar / Lourenço Costa	100,80	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
AUTODESK INVENTOR 8 - PROTÓTIPOS MEC. - José E. C. Lazzuri	52,20	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
AUTODESK LAND DEVELOPMENT SUITE 3 - Eduardo Tumkus	60,30	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
AUTOLISP 2002 - LIMP. PROG. DO AUTOCAD - Elia Yathie Matsumoto	37,80	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
CORELDRAW 11 - DESCOB. E CONQUISTANDO - William Pereira Alves	73,80	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
ESTUDO DIRIGIDO DE AUTOCAD 2004 - Claudia Campos	45,90	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
ESTUDO DIRIGIDO DE AUTOCAD 2004 AVANÇADO - Claudia Campos	49,50	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
ESTUDO DIRIGIDO DE COREL DRAW 10 - Lanevalda Primo	45,90	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
ESTUDO DIRIGIDO DE COREL DRAW 11 - Lanevalda Primo	45,90	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
ESTUDO DIRIGIDO DE PHOTOSHOP 6.0 - Lanevalda Primo	40,50	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
ESTUDO DIRIGIDO DE PHOTOSHOP 7 - Lanevalda Primo	40,50	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
LAYOUT DE PÁGINA COM PAGEMAKER 7.0 - Fausto de Paschoal	64,80	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
MAQUETE ELETRÔNICA - Roberto Renyi	48,60	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
MECHANICAL DESKTOP 4.0 - GUIA PRÁTICO - José E. C. Lazzuri	48,60	COMPUTAÇÃO GRÁFICA
SOLIDWORKS 2004 - PROJETO E DESENVOL. - Edilar Predabom / Bocchese	88,20	COMPUTAÇÃO GRÁFICA

TÍTULO / AUTOR	R$ c/desc.	
ANALISE DE CIRCUITOS EM CC - Romulo O. Albuquerque	40,50	ELETRÔNICA
CIRCUITO EM CORRENTE ALTERNADA - Romulo O. Albuquerque	52,20	ELETRÔNICA
CIRCUITO EM CORRENTE CONTINUA - Lourenço / Cruz / Salomão	61,20	ELETRÔNICA
CIRCUITOS DIGITAIS - ESTUDE E USE - Lourenço / Cruz / Salomão	64,80	ELETRÔNICA
CIRCUITOS ELÉTRICOS - COR CONT E COR ALT - Otávio Markus	63,00	ELETRÔNICA
DISPOSITIVO SEM. DIODOS E TRANSISTORES - Marques / Cruz / Salomão	70,20	ELETRÔNICA
DISPOSITIVO SEM. TIRISTORES E USE - José Luiz A. de Almeida	36,90	ELETRÔNICA
ELEMENTOS DE ELETRÔNICA DIGITAL - Capuano / Idoeta	73,80	ELETRÔNICA
ELETRICIDADE CIRCUITOS EM CORR ALTERNADA - Otávio Markus	51,30	ELETRÔNICA
ELETRICIDADE CIRCUITOS EM CORR CONTÍNUA - Marco / Markus	45,90	ELETRÔNICA
ELETROMAGNETISMO FUNDAMENTOS E APLIC - William Cesar Mariano	45,90	ELETRÔNICA
ELETRÔNICA : ELETRICIDADE - COR CONTINUA - José Aiub / Enio Filoni	40,50	ELETRÔNICA
LABORATÓRIO DE ELETRICIDADE / ELETRÔNICA - Capuano / Maria Marino	64,80	ELETRÔNICA
PRATICANDO ELETRICIDADE - Eduardo Cruz	45,90	ELETRÔNICA
SISTEMAS ANALÓGICOS CIRCUITOS C/ DIODOS - Otávio Markus	64,80	ELETRÔNICA
TEORIA E DESEN. PROJ. DE CIRCUTOS ELETR. - Cipelli / Markus / Sandrini	76,50	ELETRÔNICA
A CONVERSAÇÃO DA ENERGIA - Luiz Donizete Clementino	36,90	HARDWARE
CADERNO DE ATIVIDADE INST. ELÉTR. PRÉDIAIS - Cavalin / Cervelin	45,90	HARDWARE
CENTRAIS E APROVEITAM. HIDRELÉTRICOS - Gilio A. Simone	52,20	HARDWARE
INSTALAÇÕES ELÉTRICAS PREDIAIS - Cavalin / Cervelin	73,80	HARDWARE
MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA - Gilio A. Simone	37,80	HARDWARE
MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS - Gilio A. Simone	37,80	HARDWARE
PROJETOS DE INSTALAÇÕES ELÉTR PREDIAIS - Lima	58,50	HARDWARE
TRANSFORMADORES - TEORIA E EXERCICIOS - Gilio A. Simone	70,20	HARDWARE
MANUAL PRÁTICO DO SEU PC - Valter Lima	36,90	HARDWARE
MONTAGEM E MANUT E CONFIG. COMPUT. - Edson D'Avila	52,20	HARDWARE
MONTANDO E CONF PCS COM INTELIGÊNCIA - Renato R. Paixão	64,80	HARDWARE
MONTE SEU PC COM INTELIGÊNCIA - Renato R. Paixão	83,70	HARDWARE
ACESS 2000 & VBA - SOLUÇÕES E APLICAÇOES - Renato Ibrahim Haddad	83,70	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
ACESS XP & VBA - SOLUÇÕES RÁPIDAS E INT - Renato Ibrahim Haddad	44,10	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
ALGORITMOS - LÓGICA P/ DESENV. PROGRAM. - Manzano / Jayr Oliveira	55,80	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
APLICAÇÕES EM V. BASIC 6 - BCO DE DADOS - Adilson Silva Lima	54,90	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
AUT. COML COM VB NET. C# E DELPHI 6 - Claudenir C. Andrade	58,50	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
BTO - OTIMIZAÇÃO DE TECN. DE NEGÓCIOS - Leonardo Molinari	45,00	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
C++ ANSI (ISO/IEC 14882:1998) PROG. DE COMP. - Jose A. Manzano	67,50	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
C++ BUILDER 6-DESENVOLVA APL.P/ WINDOWS - William Pereira Alves	83,70	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
CALCULE COM MATHCAD - Marcelo Nitz / Galha	50,40	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
CONHECENDO E TRAB. COM VISUAL BASIC 6.0 - Côrtes / Scherr	64,80	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
DELPHI 6 - DESENVOLVENDO APLICAÇÕES - Cristos C. Vozikis	53,10	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
DELPHI 6 APLICAÇÕES AVANÇADAS DE BANCO - William Pereira Alves	87,30	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
DELPHI 6 CLIENTE SERVIDOR C/ FIREBIRD - Bastiaan Pieter / Marcelo Fra	81,90	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
DELPHI 6 CONTAS A PAGAR E A RECEBER - Francisco Marcelo	70,20	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
DELPHI 6 TÓPICOS AVANÇADOS - Marcos S. Ferreira	64,80	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
DELPHI 6+INTERBASE 6 - Bastiaan / Stella	58,50	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
DELPHI 7 APLIC AVANÇADAS BANCO DE DADOS - William Pereira Alves	71,10	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
DESENV. APLIC. DE BCO. DE DADOS P/ PALM OS - William Pereira Alves	55,80	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO
ESTUDO DIRIGIDO ALGORITMOS - José A. Manzano / Oliveira	45,90	LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO

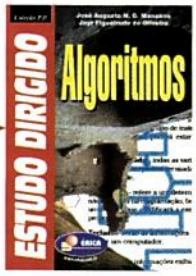


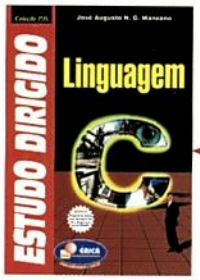












TÍTULO / AUTOR	R$ c/desc.
ESTUDO DIRIGIDO DE C++ BUILDER 6 - José A. Manzano	42,30
ESTUDO DIRIGIDO DE DELPHI 6 - José A. Manzano / S. Mendes	62,10
ESTUDO DIRIGIDO DE DELPHI 7 - José A. Manzano / S. Mendes	60,30
ESTUDO DIRIGIDO DE DELPHI 7 AVANÇADO - José A. Manzano / Sandro	53,10
ESTUDO DIRIGIDO DE LINGUAGEM C - ED REV. - José A. Manzano	42,30
ESTUDO DIRIGIDO DE TURBO PASCAL - José A. Manzano / Yamatumi	45,90
ESTUDO DIRIGIDO DE VISUAL BASIC 6. 0 - José A. Manzano	42,30
INICIANDO NO VISUAL BASIC 6.0 - José R. Varela	83,70
JAVA 2 - ENSINO DIDÁTICO - DESENV .E IMP - Sérgio Furgeri	73,80
JAVA 2 & BANCO DE DADOS - Marco Aurélio S. Thompson	41,40
LÓGICA DE PROGRAMAÇÃO - ENSINO PRÁTICO - João Alexandre Magri	45,00
LÓGICA DE PROGRAMAÇÃO OS PRIM PASSOS - Kotani / Souza / Ucci	63,00
LÓGICA ESTRUTURADA PARA PROGR. COMP. - José A. Manzano	36,90
MATLAB 6.5 - FUNDAM DE PROGAMAÇÃO - Elia Yathie Matsumoto	71,10
PALM OS E WINDOWS CE-DESEN. APLICAÇÕES - William Pereira Alves	52,20
PROGRAMANDO EM C# COM. NET FRAMEWORK - Antonio Carlos Barbosa	47,70
PROGRAMANDO EM TURBO PASCAL 7-ED.VER. - José A. Manzano / Yamatumi	72,90
SIMULINK 5 - FUNDAMENTOS - Elia Yathie Matsumoto	43,20
SISTEMA COML. INTEG. COM DELPHI 7 - RELAT. - Carlos A. J. Oliviero	84,60
SISTEMAS COML. INTEGRADO COM DELPHI 7 - Carlos A. J. Oliviero	112,50
TESTE DE SOFTWARE - Leonardo Molinari	48,60
TRABALHANDO C/ BD NO V. BASIC 6.0 - Ijauí F. da Silva	33,30
TURBO PASCAL 7 - COM E FUNÇÕES - ED VER - Roberto Rinaldi	83,70
UML - GUIA PRÁTICO E DESCOMPLICADO - Alexandre Veloso Matos	40,50
VB. NET - PLATAFORMA PROFISSIONAL - José Carlos C. Cavalcanti	92,70
CNC PROGR. DE COMANDOS NUMÉRICOS - Sidnei Domingues da Silva	64,80
ELEMENTOS DE MÁQUINAS - ED.VER. ATUALIZ - Sarkis Melconian	72,00
ELEMENTOS FINITOS - Avelino Alves Filho	73,80
MECÂNICA TÉCNICA E RESIST DOS MATÉRIAS - Sarkis Melconian	72,90
USINAGEM EM ALTÍSSIMAS VELOCIDADES - Sandvik / Diversos	44,10
CONECTANDO O PIC - RECURSOS AVANÇADOS - David / Nicolas	78,30
DESBRAVANDO O PIC - AMPL. E ATUALIZADO - David J. de Souza	55,80
LABORATÓRIO MICROCONTROLADORES 8051 - Denys Emílio C. Nicolosi	43,20
MICROCONTROLADOR 8051 - DETALHADO - Denys Emílio C. Nicolosi	52,20
MICROCONTROLADORES HC908Q - Fábio Pereira	61,20
MICROCONTROLADORES PIC - PROG EM C - Fábio Pereira	71,10
MICROCONTROLADORES PIC - TÉCNICAS AVAN. - Fábio Pereira	71,10
CRIE PLANILHAS INTELIGENTES C/ EXCEL 2003 - Renato / Paulo Haddad	77,40
ESTUDO DIRIGIDO DE EXCEL 2000 - José / André Manzano	45,90
ESTUDO DIRIGIDO DE EXCEL 2000 AVANÇADO - José / André Manzano	49,50
ESTUDO DIRIGIDO DE EXCEL XP - André Luiz / Marcelo A.	45,90
ESTUDO DIRIGIDO DE EXCEL XP AVANÇADO - André / José Manzano	45,90
ESTUDO DIRIGIDO DE MS OFFICE EXCEL 2003 - André Manzano	42,30
ESTUDO DIRIGIDO DE POWERPOINT 2003 - André Manzano	45,00
ESTUDO DIRIGIDO DE MS OFFICE WORD 2003 - André / Maria Izabel Manzano	36,90
ESTUDO DIRIGIDO DE POWERPOINT 2000 - José / André Manzano	42,30
ESTUDO DIRIGIDO DE POWERPOINT XP - André Manzano	40,50
ESTUDO DIRIGIDO DE WORD 2000 - André / Maria Manzano	42,30
ESTUDO DIRIGIDO DE WORD XP - André / Maria Izabel Manzano	42,30

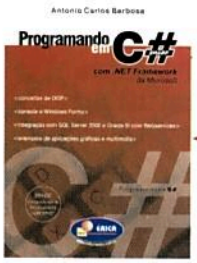
LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO

MECÂNICA

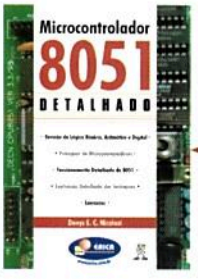
MICROCONTROLADOR

OFFICE











TÍTULO / AUTOR	R$ c/desc.
ESTUDO DIRIGIDO DE WORD XP AVANÇADO - André Manzano / Martinez	42,30
INFORMÁTICA - POWERPOINT 2000 - ACESS 2000 - Mario Gomes da Silva	59,40
INFORMÁTICA - POWERPOINT 97 - ACCESS 97 - Mario Gomes da Silva	51,30
INFORMÁTICA - POWERPOINT XP - ACCESS XP - Mario Gomes da Silva	57,60
INFORMÁTICA - TERM BÁS. WIN 98 - WORD 2000 - Mario Gomes da Silva	61,20
INFORMÁTICA - TERM BÁS. WIN 98 - WORD 2000 - Mario Gomes da Silva	59,40
INFORMÁTICA - TERM BÁSICA WIN ME-WORD XP - Mario Gomes da Silva	64,80
INFORMÁTICA - TERM BÁSICA WIN XP-WORD XP - Mario Gomes da Silva	59,40
INFORMÁTICA - TERM BÁSICA, WINDOWS 2000 - Mario Gomes da Silva	64,80
INFORMÁTICA - TERM BÁSICA, WINDOWS ME - Mario Gomes da Silva	58,50
INFORMÁTICA - TERMBÁSICA WINDOWS XP - Mario Gomes da Silva	64,80
INFORMÁTICA - TERMIN BÁSICA WINDOWS 98 - Mario Gomes da Silva	49,50
OPENOFFICE. ORG. - VERSÃO 11 EM PORTUGUÊS - Jose A. Manzano	39,60
GERENCIAMENTO DE REDES COM WINDOWS XP - Francisco Carlos Baddini	51,30
MONTAGEM DE REDES LOCAIS - Marcelo M. Hayama	27,90
PROJETOS PARA REDES METROPOLITANAS - Gasparini / Barrella	64,80
PROTOCOLOS E APLICAÇÕES P/ REDES COMP - Claude Falbriard	47,70
REDES "CISCO CCNA" - FAÇA CERTIFICAÇÃO - Lindeberg B. de Sousa	71,10
REDES BANDA LARGA - Milano / Falbriard	61,20
REDES DE COMPUTADORES DA ETHERNET - Moraes / Cirone	64,80
REDES DE COMPUTADORES DADOS E VOZ - Lindeberg B. de Sousa	85,50
TCP/IP BÁSICO & CONECTIVIDADE EM REDES - Lindeberg B. de Sousa	30,60
TELECOMUNICAÇÕES - CABEAMENTO ESTRUT - Soares / Silva / Boscato	62,10
TRABALHANDO EM REDES - Fabiano Marques Vieira	54,90
VPN - IMPLEM. SOLUÇÕES C/ WINDOWS 2000 - Eduardo Bellincanta Ortiz	62,10
VPN - IMPLEM. SOLUÇÕES COM LINUX - Ortiz / Ed'Wilson	40,50
ESTUDO DIRIGIDO DE RED HAT LINUX 7.1 - José A. Manzano	49,50
ESTUDO DIRIGIDO DE WINDOWS XP - João / André Manzano	43,20
SISTEMAS OPERACIONAIS - FUNDAMENTOS - Pedro L. Côrtes	45,90
WINDOWS 2000 SERVER - Francisco Carlos Baddini	64,80
WINDOWS 2003 SERVER - ADM. DE REDES - Marco Aurélio S. Thompson	73,80
WINDOWS SERVER 2003 - IMPLE E ADM. - Francisco Carlos Baddini	73,80
ADMINISTRAÇÃO DE SISTEMAS DE INFORMAÇÃO - Antonio Vico Mañas	58,50
EDMS - GERENC. ELETRÔNICO DE DOC. TÉCNICOS - Roquemar de Lima Baldam	35,10
GED - GERENCIAMENTO ELETR DE DOCUMENTOS - Baldam / Valle / Cavalcanti	43,20
SISTEMAS DE INFORMAÇÃO - Jayr F. de Oliveira	70,20
SISTEMAS DE INFORMAÇÃO - UM ENFOQUE DIN - Boghi / Shitsuka	59,40
SISTEMAS DE INFORMAÇÃO VERSUS TECNOL. - Jayr F. de Oliveira	31,50
TIC TECNOLOGIAS DA INFORMAÇÃO E DA COM. - Jayr F. de Oliveira	83,70
UMA REFLEXÃO DOS IMPACTOS DA TECNOLOGIA - Jayr F. de Oliveira	54,90
COMUNICAÇÕES MÓVEIS - TECN . E APLICAÇÕES - Paulo Sérgio M. Bernal	43,20
COMUNICAÇÕES ÓPTICAS - José Antonio J. Ribeiro	91,80
PROJETOS DE SISTEMAS DE RÁDIO - Sanches / Miyoshi	104,40
PROPAGAÇÃO DAS ONDAS ELETROMAGNÉTICAS - José Antonio J. Ribeiro	81,00
SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES - Marcelo Sampaio de Alencar	63,00
TELECOMUNICAÇÕES - CONVERGÊNCIA DE REDES - Vicente Soares Neto	52,20
TELECOMUNICAÇÕES - EVOLUÇÃO & REVOLUÇÃO - Antonio Martins Ferrari	64,80
TELECOMUNICAÇÕES - TRANSMISSÃO E RECEP - Alcides T. Gomes	70,20
TELEFONIA E CAB DE DADOS - Valter Lima	45,00

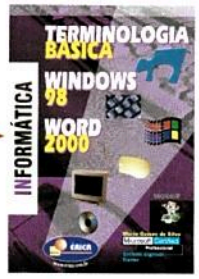
OFFICE

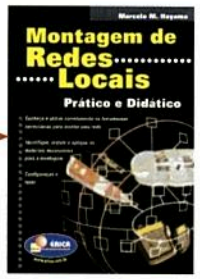
REDES

SISTEMAS OPERACIONAIS

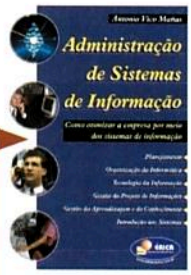
TECNOLOGIA DA INFORMAÇÃO

TELECOMUNICAÇÃO













SABER MARKETING DIRETO

REMETEMOS PELO CORREIO PARA TODO O BRASIL

Preços válidos até 10/09/2004

ELETRÔNICA

Par de Dispositivos para Comuta ão Sincronizada Lan ado pela International Rectifier

Destinado a aplicações em conversores DC/DC, o par formado por um dispositivo de controle e uma chave sincronizada consegue uma eficiência até 84,5% em conversores DC/DC de 90 A e uma unidade de 4 fases, operando em 750 kHz.

Em 400 kHz num sistema de 150 A, os novos dispositivos alcançam uma eficiência de 87% com 8 fases.

O primeiro dispositivo do par é o IRF6691 DirectFETKy que integra um diodo Schottly e um MOSFET sincronizado com uma Rds(on) típica de 1,2 mOhms com 10 V de Vgs.

O segundo dispositivo é o IRF6617 DirectFET HEXFET, um MOSFET de controle que tem um produto resistênciao-ligado pelo pela carga de comporta de apenas 87 mOhms x nC com Vgs de 4,5 V.

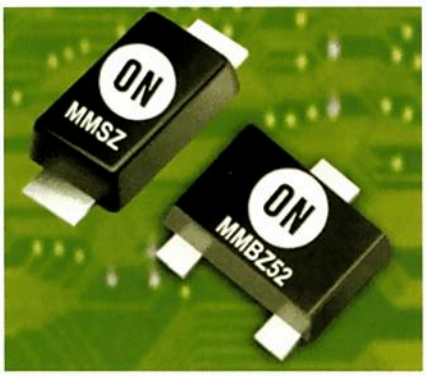
Mais informações sobre esses componentes podem ser obtidas em: www.irf.com



Diodos de Potência Suportam Surtos de 225 W

Os diodos MMBZ52xxELT1/T3, BZX84CxxET1/T3, MMSZ46xxET1/T3, MM3ZxxET1/T3, MMSZxxET1/T3 e MMSZ52xxET1/T3 possuem uma capacidade de manuseio de surtos com pico de potência de 225 W. Esses dispositivos possuem proteção contra ESD de acordo com a norma IEC1000-4-2 Nível 4.

Operando com tensões de 2,4 a 91 V, os diodos são disponíveis em invólucros SOT23, SOD0123 e SOD-323. Mais informações na ON Semiconductor em www.onsemi.com.



Nova Família de Amplificadores Operacionais de 2 Estágios da Microchip.

A família de amplificadores operacionais MCP62x5 tem faixa de temperaturas industriais extendida para -40 oC a +125 oC e entradas/saídas rail-to-ral.

Osganhos x faixa passante dos dispositivos dessa nova familia são de 12 MHz, 5 MHz e 10 MHz. Essa nova família de componentes e indicada para aplicações em sensores, automotiva, instrumentação, industrial e equipamentos alimentados por baterias.

O MCP6275 tem um ganho x faixa passante de 20 MHz e pode operar com tensões de 2 a 5,5 V e corrente de alimentação de 165 uA. O MCP6285 tem um ganho x faixa passante de 5 MHz e opera com tensões de 2,2 a 5,5 V drenando uma corrente de alimentação de 450 uA. O MCP6295 tem um ganho x faixa passante de 10 MHz e opera com tensões de 2,4 V a 5,5 V drenando 1 mA.



Novo Amplificador de RF de Potência Para Aplica ões em WLAN 80211b/g

A Fairchild Semiconductor (www.fairchildsemi.com) apresentou o RMP A2453, um amplificador de potência de RF de alta performance para redes locais WLAN na faixa de 2,4 a 2,5 GHz. O amplificador é otimizado para apresentar uma excelente linearidade tornando-o ideal para aplicações em redes 802.11 b/g.

O novo amplificador linear de RF tem como principais características uma EVM de 2,5% com saída de 18 dBm, operação com 3,3 V, detector de potência integrado com faixa dinâmica de 20 dB.

Dentre as aplicações sugeridas estão os roteadores WLAN, pondos de acessos, placas adaptadoras e circuitos USB.

Texas Redefine Projetos Para Aplica ões Móveis com Três DSPs de Baixa Potência e Ferramentas de Desenvolvimento

Os novos DSPs TMS320C5509A, C5507 e C5503 possuem USB integrada e uma potência standbay 114 vezes menor que os equivalentes em aplicações portáteis.

Os três novos DSPs da Texas maximizam a durabilidade das baterias e reduzem os cursos em aplicações portáteis.

Com uma potência de apenas 0,12 mW na condição standby eles possuem a menor potência de operação de cerne e memória, da ordem de 58 mW em 108 MHz. Além disso estãoi disponíveis com diversas opções de SRAM, com valores de 64 kB, 128 kB e 256 kB)

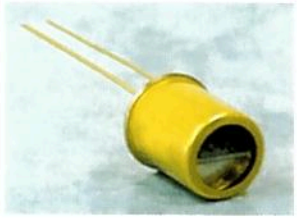
Mais informações podem ser obtidas em www.ti.com.



Conjunto Laser/Driver de Alto Desempenho

Módulo da LaserDiode (www.laserdiode.com) reune num único componente o diodo laser e o circuito de excitação para aplicações pulsantes. O módulo LHCVD emite em 850 ou 905 nm com larguras de pulso estreitas e alta potência.

O dispositivo é fornecido em invólucro TO-5 e emite pulsos de 10 a 50 ns com níveis de potência na faixa de 5 a 100 W. A tensão de alimentação mínima é 15 V.



Redes de Resistores de Filme Fino Vishay

A Vishay expandiu sua série ORN e MPN de redes de resistores de filme de alta precisão para aplicações de 0,01% em invólucros SOT23 e SOIC de 8 pinos.

As duas novas redes d eresistores de precisão possuem precisão de 0,01% e são indicadas para aplicações em amplificadores de precisão, divisores de tensão de precisão e pontes.

O TCR é de apenas +/- 2 ppm/oC com grande estabilidade para montagem em superfície. As relações de divisão vão de 1:1 a 1:100 tornando-o aplicáveis em grande quantidade de circuitos. Nove faixas de valores indo de 500 ohms a 100 k ohms estão disponíveis.

Mais informações podem ser obtidas em: www.vishay.com

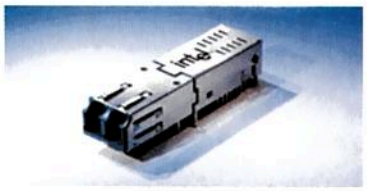


Transceivers Aceleram Sistemas de Fibras Óptocas

Destinados a operar em links ópticos em adaptadores de barramento (HBAs) e módulos RAID, os transceivers ópticos TXN31015 e TXN31115 da Intel, suportam velocidades de transferências de dados de 4 Gbits/s em canais de fibras ópticas.

Os novos dispositivos são ideais para apicações que exigem velocidades maiores do 1 ou 2 Gbits/s mas inferiores a 10 Gbits/s.

Mais informações podem ser obtidas na Intel, www.intel.com.







SOLUÇÕES PRÁTICAS COM O LM139/239/339

Os comparadores de tensão podem ser usados numa infinidade de combinações resultando, conseqüentemente, em circuitos práticos de grande utilidade. O profissional deve estar preparado para saber empregá-los, pois eles possibilitam resolver pequenos e grandes problemas na indústria, instalações comerciais e residenciais, ou mesmo no trabalho de campo. Exemplos de circuitos práticos com o LM139/239/339 são dados neste artigo.

Newton C. Braga

O circuito integrado LM139/239/339 consiste de quatro comparadores de tensão independentes em invólucro DIL, com a pinagem vista na **figura 1**.

A diferença entre os três tipos está na faixa de temperaturas de trabalho, sendo as características elétricas aproximadamente as mesmas. Assim, para a maioria dos casos, os circuitos que mostramos neste artigo funcionarão com qualquer um dos tipos. Vale acrescentar que eles foram retirados do *Application Note AN-74* da National Semiconductor, que inclui muitas outras aplicações práticas para essa família de comparadores de tensão.

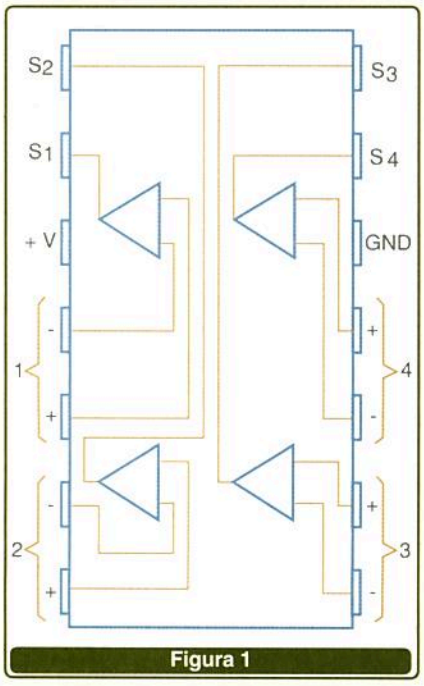


Figura 1

DETECTOR DE PASSAGEM POR ZERO

Em muitas aplicaç es que envolvem o controle de circuitos a partir da rede de energia, o detector de passagem por zero é um elemento fundamental. Isso ocorre no caso dos controles de potência por ângulo de fase que fazem uso de TRIACs e outros tiristores ou dispositivos de potência. Em outras palavras, um detector de passagem por zero ou "*zero crossing detector*" nada mais é do que um circuito que produz um pulso de saída quando uma tensão alternada aplicada à sua entrada passa pelo ponto de zero volt.

O circuito que faz uso de apenas um comparador de tensão, é ilustrado na **figura 2**.

O sinal de saída desse circuito é uma onda quadrada que corresponde ao sinal senoidal aplicado à entrada. Isso significa que ele também pode ser usado para tornar retangular um sinal senoidal. Sua histerese é muito baixa, menor do que 10 mV, e a fonte de alimentação não precisa ser simétrica.

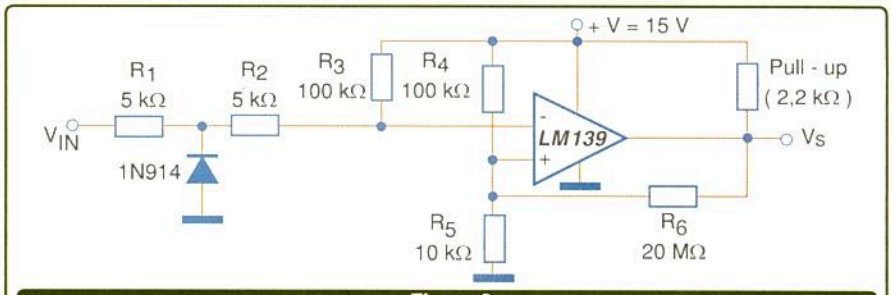


Figura 2

AMPLIFICADOR PARA FOTODIODO

Um sensor para fotodiodos pode ser empregado em acopladores pticos, *encoders* e outras aplicações do mesmo tipo. O circuito, **figura 3**, fornece um sinal retangular quando o sensor é excitado.

O ganho é determinado por R_3 (que pode ser alterado) e o circuito não necessita de fonte de alimentação simétrica.

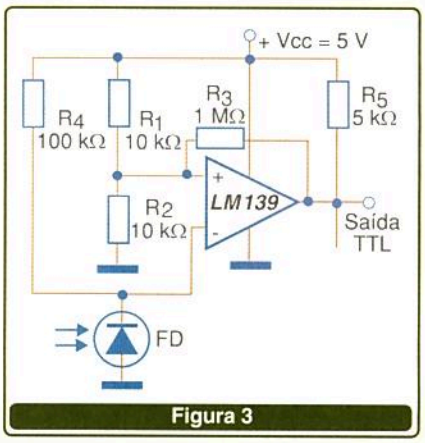


Figura 3

OSCILADOR COM CICLO ATIVO CONTROLADO

Há certas aplicações em que se necessita gerar um sinal retangular cujo ciclo ativo não seja exatamente 50%. Se bem que existam soluções usando circuitos integrados como o 555, 4093 e outros, pode ser que em um determinado momento o circuito integrado que o leitor tenha em mãos seja justamente o LM139 ou outros da mesma família.

A solução é exibida no circuito da **figura 4,** e a freqüência de operação é dada basicamente por C_1 e pelo ajuste dos dois *trimpots*.

Os dois *trimpots* irão justamente determinar o ciclo ativo, controlando o tempo de saída no nível alto e o tempo no nível baixo. O oscilador nada mais é do que uma configuração de relaxação e a freqüência pode alcançar alguns megahertz.

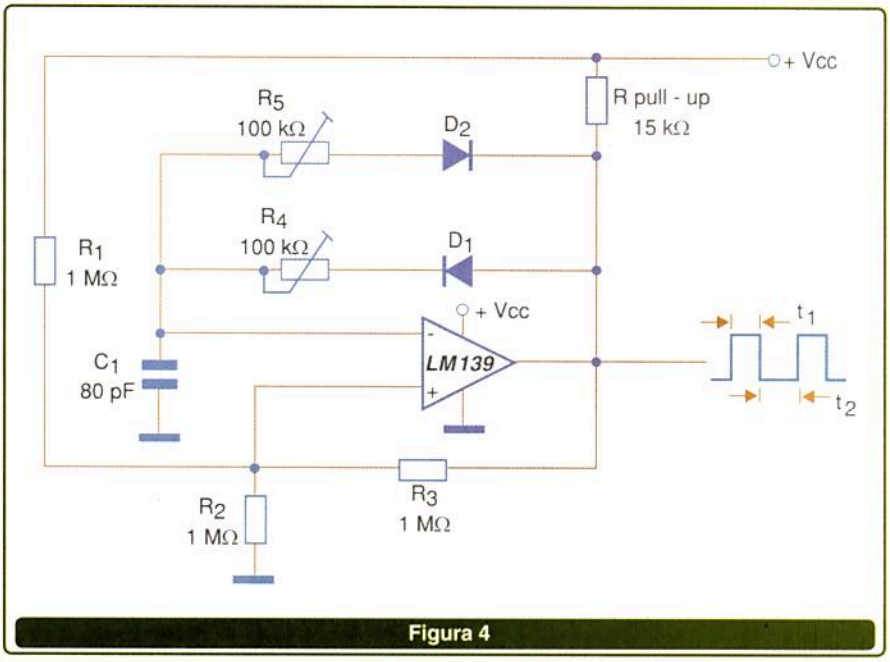


Figura 4

MONOESTÁVEL

É possível também elaborar um multivibrador monoestável em torno de um comparador de tensão entre os quatro disponíveis no LM139. O circuito em questão é mostrado na **figura 5**.

Um pulso negativo de entrada fará com que a saída vá ao nível alto e assim permaneça por um intervalo de tempo que dependerá do valor de C_2.

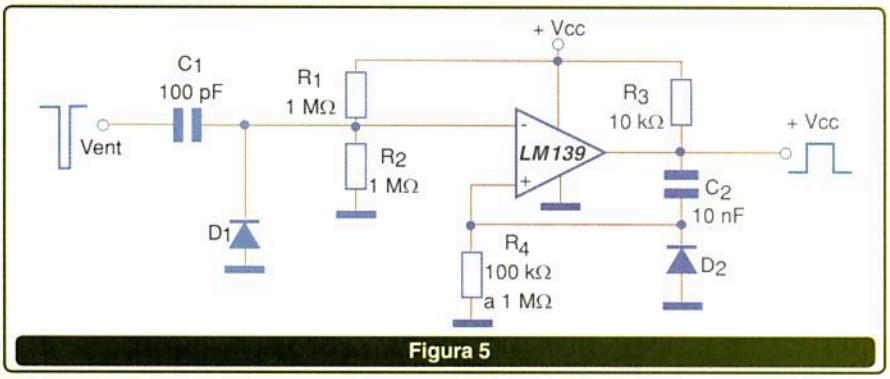


Figura 5

MODULADOR DE LARGURA DE PULSO

Uma outra aplica ão interessante e que pode ser implementada com o LM139, o modulador de largura de pulso. Não preciso dizer que se trata de configura ão de grande utilidade no controle de motores. Na **figura 6** temos o circuito que faz uso de apenas um comparador e tem sua freqüência basicamente determinada pelo capacitor C_1.

O resistor R_c determina a sensibilidade ao sinal de modulação, podendo ser alterado conforme a aplicação. Veja que esse circuito atua sobre o ciclo de geração do sinal em um oscilador de relaxação, modificando assim a tensão de referência do divisor formado por R_2 e R_3.

Ademais, é importante observar que o sinal de saída é retangular e que o circuito não precisa de fonte de alimentação simétrica. Valores para o capacitor estão na faixa de 1 nF a 100 nF.

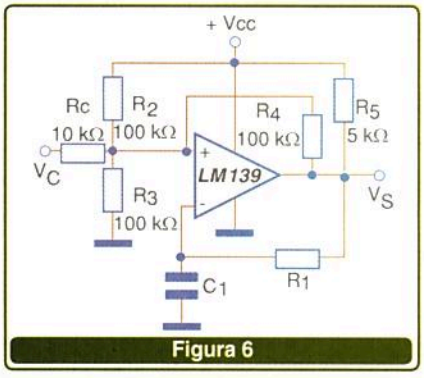


Figura 6

www.sabermarketing.com.br

Nova loja virtual!

SPYFONE - micro-transmissor

Um micro-transmissor secreto de FM, com microfone ultra-sensível e uma etapa amplificadora que o torna o mais eficiente do mercado para ouvir conversas à distância. De grande autonomia funciona com 4 pilhas comuns e pode ser escondido em objetos como vasos, livros falsos, gavetas, etc. Você recebe ou grava conversas à distância, usando um rádio FM, de carro ou aparelho de som.

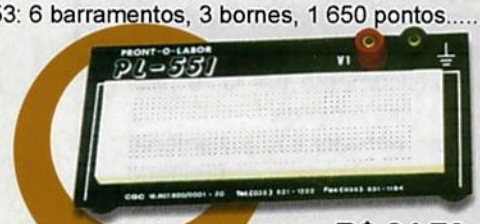


R$ 49,50

Matriz de contatos PRONT-O-LABOR

A ferramenta indispensável para protótipos.

PL-551M: 2 barramentos, 550 pontos..... **R$ 21,70**
PL-551: 2 barramentos, 2 bornes, 550 pontos..... **R$ 24,70**
PL-552: 4 barramentos, 3 bornes, 1 100 pontos..... **R$ 43,80**
PL-553: 6 barramentos, 3 bornes, 1 650 pontos..... **R$ 69,80**



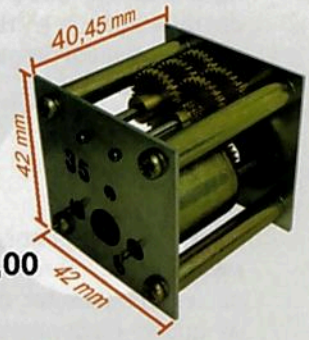
R$ 24,70

Ponta Redutora de Alta Tensão R$ 55,00

KV3020 - Para multímetros com sensibilidade 20 KW/VDC.
KV3030 - Para multímetros c/ sensib. 30 KW/VDC e digitais.
As pontas redutoras são utilizadas em conjunto com multímetros para aferir, medir e localizar defeitos em altas tensões entre 1000 V DC a 30 KV-DC, como: foco, MAT, "Chupeta" do cinescópio, linha automotiva, industrial etc

Mini caixa de redução

Para movimentar antenas internas, cortinas, robôs e objetos leves em geral. Alimentação 6 V, 35 rpm (sem carga), torque de 1,2 kgf.cm e potência de 1,8 W



R$ 54,00

Monte seu próprio robô S-CARGO OWI-936K

O S-Cargo é um robô que altera sua direção através de comandos sonoros. Não acompanha baterias



R$ 308,00

Conjunto CK-10

Para confecção de placas de circuito impresso

Contém: placa de fenolite, cortador de placa, caneta, perfurador de placa, percloreto de ferro, vasilhame para corrosão, suporte para placa

R$ 42,00



Mini-Furadeira

Furadeira indicada para: Circuito impresso, Artesanato, Gravações etc.
12 V - 12 000 RPM
Acompanha 1 broca
Broca avulsa:.....**R$ 2,70**



R$ 38,00

*Nos preços não está incluido o valor do frete que será calculado dependendo da localidade e do tipo de envio (Encomenda ou Sedex)
Preços válidos até 10/08/2004

+ de 260 livros técnicos
Kits - Produtos - Revistas

Compre pelo site www.sabermarketing.com.br
ou fone (11) 6195-5330

LM4667
AMPLIFICADOR "BOOMER" DE 1,3 W

As comunica es m veis e os aparelhos alimentados por bateria exigem amplificadores de áudio com características especiais. São amplificadores comutados de alta eficiência que devem ter recursos para rejeitar os ruídos de alimentação gerados pelo setor digital do equipamento.

As ind strias de semicondutores estão, cada vez mais, incluindo em suas linhas de produtos dispositivos que atendam a estas necessidades como, por exemplo, o amplificador da National que descrevemos neste artigo.

O circuito integrado LM4667 consiste em um amplificador Boomer de Alta Eficiência com 1,3 W de potência de saída. Trata-se de um amplificador comutado que não precisa de filtro e tem o diagrama de blocos ilustrado na **figura 1**.

A eficiência deste amplificador é muito alta chegando aos 86% com uma saída de 1 W em alto-falante de 8 ohms com alimentação de 5 V. Com alimentação de 3 V e 100 mW de saída em 8 ohms, sua eficiência é da ordem de 74%.

A configuração interna deste CI elimina a necessidade de filtros LC de saída, como ocorre na maioria dos amplificadores comutados, e além disso ele exige poucos componentes externos, o que é importante em aplicações compactas.

A faixa de tensões de operação vai de 2,7 V a 5,5 V e ele ainda possui o modo "shutdown" em que o circuito entra num estado de baixo consumo. O ganho é selecionável externamente e pode ser de 6 dB ou 12 dB. Inclui-se ainda a proteção contra curto-circuito,

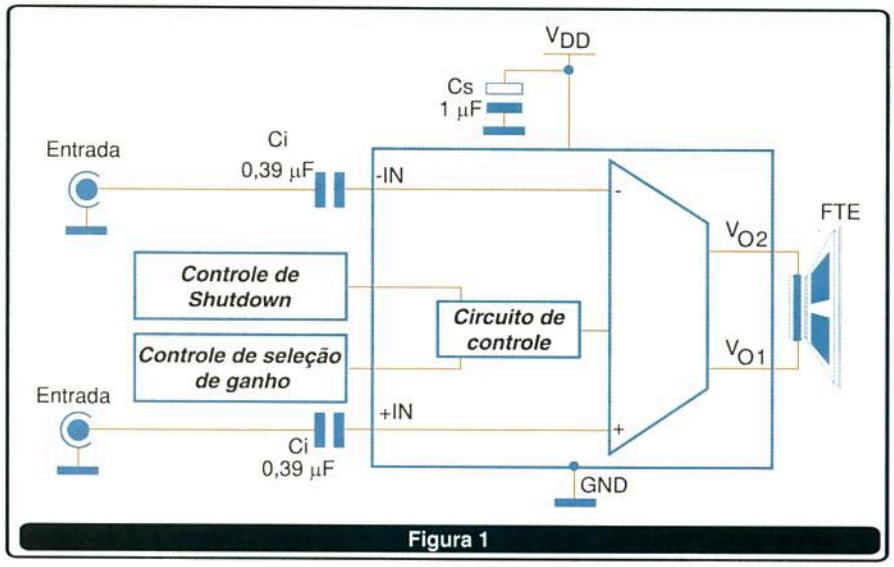


Figura 1

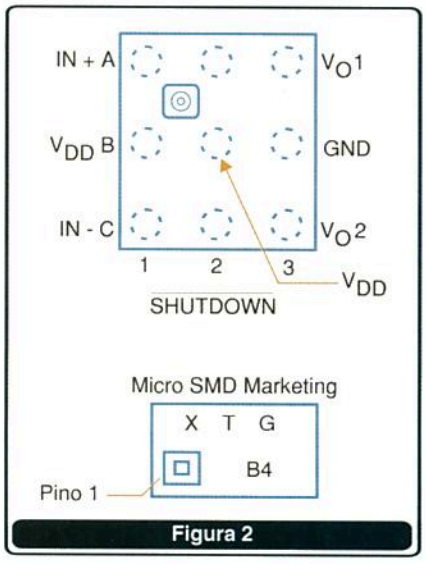


Figura 2

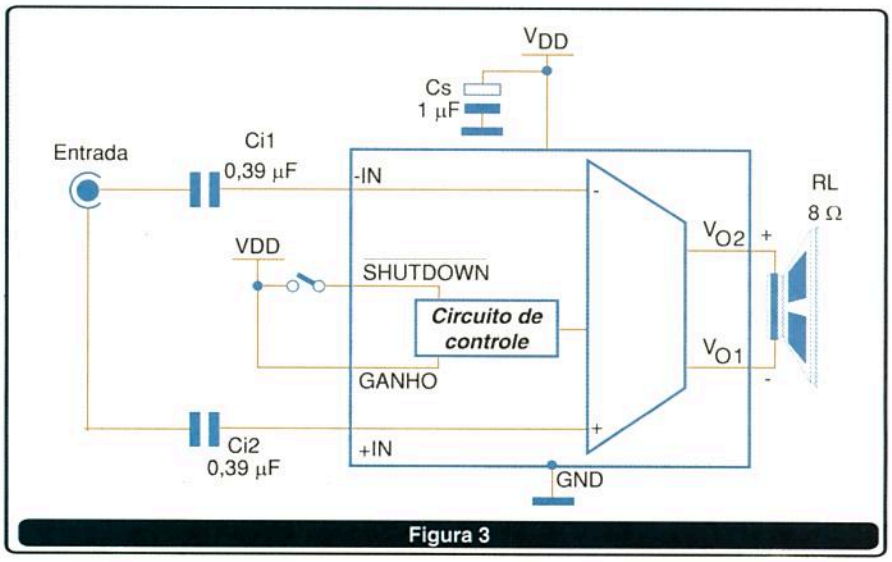


Figura 3

e um sistema de supressão do estalido quando ele é ligado ou desligado.

O LM4667ITL e o ITLX vêm em invólucro SMD de 9 pinos com a pinagem mostrada na **figura 2**.

Na **figura 3** temos uma aplicação para entrada simples com a configuração de baixo ganho. Observe que apenas 3 capacitores são necessários como elementos externos.

A configuração de entrada simples com seleção de ganho é exibida na **figura 4**.

Destaques:

- Não precisa de filtro de sa da.
- Tem ganhos selecionáveis de 6 dB e 12 dB.
- Tempo de liga ão rápido de 5 ms (tip).
- Poucos componentes externos.
- Circuito anti "pop-up" e "click".
- Modo shutdown.
- Prote ão contra curto-circuito .
- Dispon vel em inv lucro SMD .

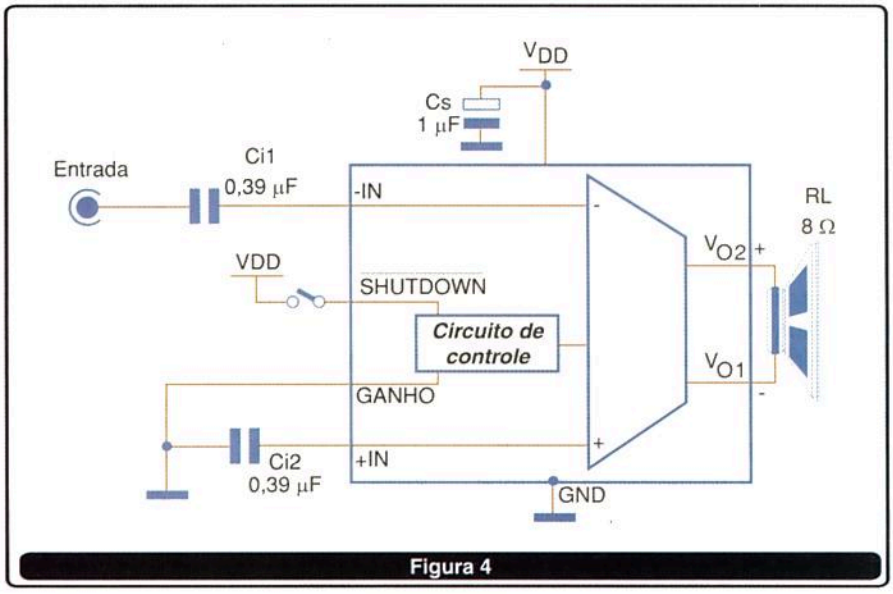


Figura 4

REGULADOR DE TENSÃO LDO PARA 150 mA

LP3987 - NATIONAL SEMICONDUCTOR

O circuito integrado LP3987, da National Semiconductor, consiste em um regulador de tensão com baixa queda de tensão (LDO) em tecnologia CMOS para correntes até 150 mA.

Na **figura 1** temos uma aplicação típica desse circuito integrado que é fornecido em invólucro SMD-5.

A tensão de saída é fixa e ele pode operar com tensões de entrada de 2,7 a 6,0 V.

Dentre as aplicações indicadas, estão aquelas alimentadas por bateria.

O dispositivo possui um *sleep MODE* para reduzir a corrente de consumo durante os período de espera, e com isso prolongar a durabilidade da bateria.

Destaques:

· Operação estável com capacitor cerâmico ou tântalo de alta qualidade.

· Habilitação controlada por lógica.

· *Shutdown* térmico e limitação de corrente em caso de curto-circuito.

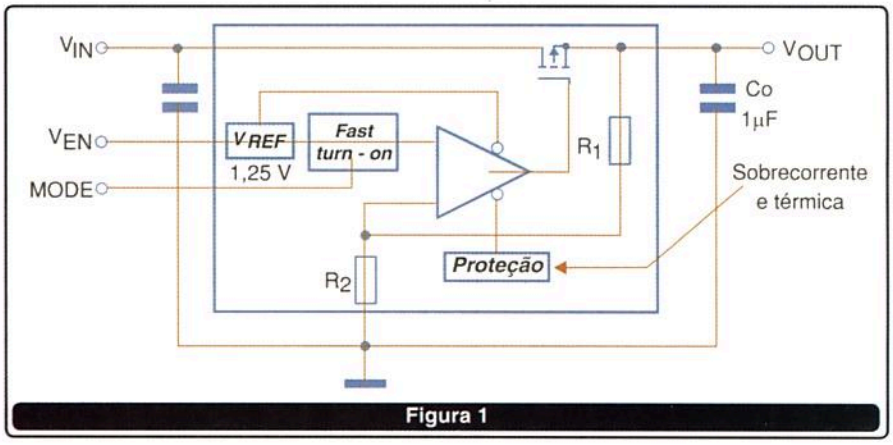


Figura 1

Características:

· Tensão de entrada de 2,7 a 6,0V

· Corrente de saída de 150 mA

· Queda máxima de tensão com carga de 150 mA: 100 mV

· PSRR de 50 dB em 10 kHz

· Recurso *Sleep MODE*

· Proteção contra sobretemperatura e sobrecorrente

Aplicações:

· Equipamentos portáteis CDMA e GSM

· Câmeras digitais

· SRAM de *Backup*

· Alimentação de microprocessadores e DSPs.

Mais informações em: www.national.com

CHAVES ANALÓGICAS QUÁDRUPLAS DE ALTA PERFORMANCE

ISL43240 - INTERSIL

O circuito integrado ISL43240, da Intersil (www.intersil.com), consiste de quatro chaves SPDT analógicas CMOS projetadas para operarem com fontes de alimentação simples de 2 a 12 V, ou com fontes simétricas de +/-2 V a +/- 6 V.

Suas aplicações-alvo incluem equipamentos alimentados por bateria, os quais podem beneficiar-se do baixo consumo do dispositivo.

Esse consumo é de apenas 5 mW e a corrente de fuga máxima é da ordem de 5 nA, no máximo.

A resistência Rds (on) é de apenas 5 ohms e a velocidade de comutação elevada, alcançando o *ton* um valor de 52 ns e o *toff* de 40 ns.

O dispositivo pode ser usado como SPDT quádrupla ou ainda como um multiplexador de 2:1 quádruplo ou 4:1 simples, mesmo como um multiplexador diferencial de 2 canais.

Na **figura 1** temos as configurações para os dois tipos de invólucros disponíveis para este componente.

Destaques:

· Quatro chaves SPDT independentes
· Consumo ultrabaixo: < 5 µW
· Compatível com lógicas TTL e CMOS
· Baixa carga de injeção: 5 pC (máx)
· Casamento de resistências Rds (on) entre os canais: < 1 ohm.

Aplicações:

· Equipamentos alimentados por bateria
· Sistemas de comunicação
· Equipamento de teste
· Equipamento médico
· Chaveamento de áudio e vídeo
· Circuitos de uso geral.

A Intersil fornece o *Application Note* AN557 e o *Technical Brief* TB363 para mais informações sobre o uso deste tipo de dispositivo.

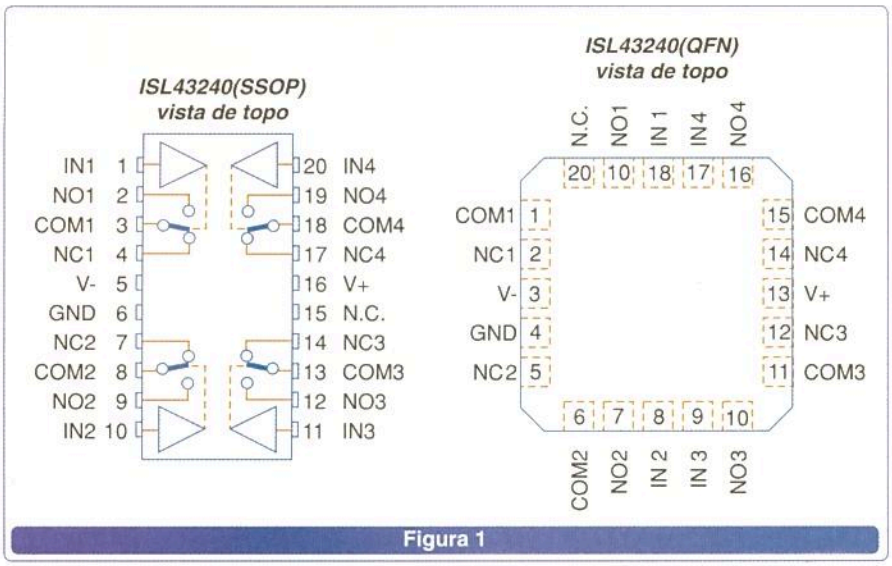


Figura 1

AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA DE BAIXO RUÍDO PARA 155 Mbps

MAX3657 - MAXIM

O MAX3657 da Maxim é um préamplificador de transimpedância para receptores operando com sinais até 155 Mbps. O baixo ruído e a baixa dissipação tornam esse componente ideal para redes ópticas passivas (PON) em classe B ou Classe C.

O circuito possui uma ruído referido à entrada de 14 nA, uma faixa passante de 130 MHz e uma sobrecarga de entrada de 2 mA. Pode-se obter um "jitter" muito baixo sem a necessidade de capacitores externos de compensação.

O dispositivo opera a partir de uma fonte de +3,3 V, consumindo apenas 76 mW de potência. O componente é fornecido em invólucro TO-46 com um fotodiodo. Na **figura 1** temos um circuito típico de aplicação para este componente.

O componente inclui ainda um monitor de corrente média para o foto-sensor.

O MAX3657 tem uma sensibilidade óptica de - 36 dBm (0,9 A/W), o que excede às exigências de classe C PON.

Destaques:

· Ruído referido à entrada de 15 nA
· Ganho de transimpedância de 54 k ohms
· Faixa passante típica de 130 MHz
· Dissipação típica de 76 mW
· Alimentação a partir de fonte simples de 3,3 V.

Na **figura 2** mostramos um diagrama funcional deste circuito integrado.

Conforme podemos ver por este diagrama, o dispositivo possui um amplificador de transimpedância onde é aplicado o sinal. Por sua vez, este sinal é convertido em tensão para ser aplicado a um amplificador de tensão.

Na saída, encontramos um *buffer* que é projetado para alimentar uma carga diferencial de 200 ohms.

Temos ainda um circuito de cancelamento de DC que utiliza um feedback de baixa freqüência para remover a componente contínua do sinal de entrada. Esse recurso posiciona o sinal no centro da característica do amplificador, onde ela é linear.

O circuito de cancelamento DC é compensado internamente não necessitando de capacitores externos.

O monitor de foto-corrente é um outro bloco existente neste circuito integrado.

Mais informações: www.maxim-ic.com.

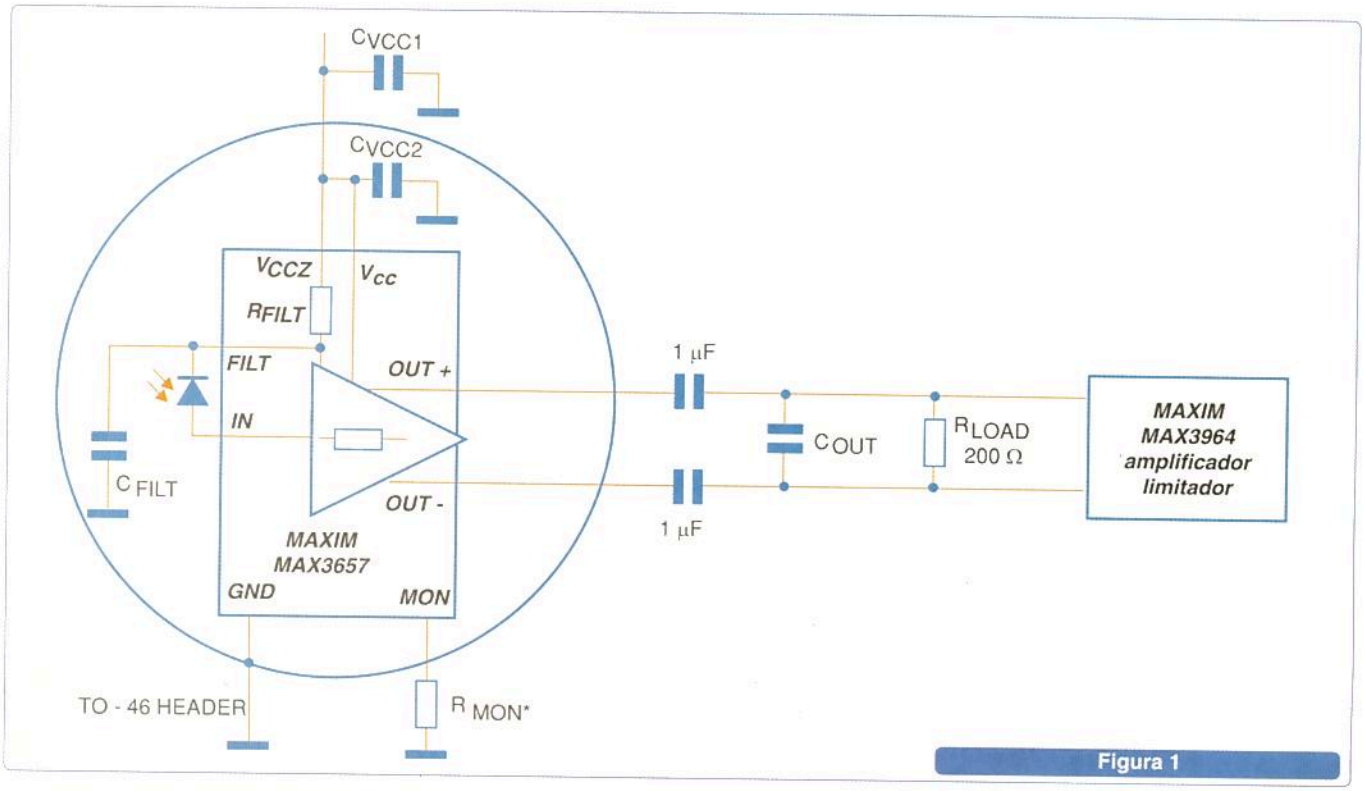


Figura 1

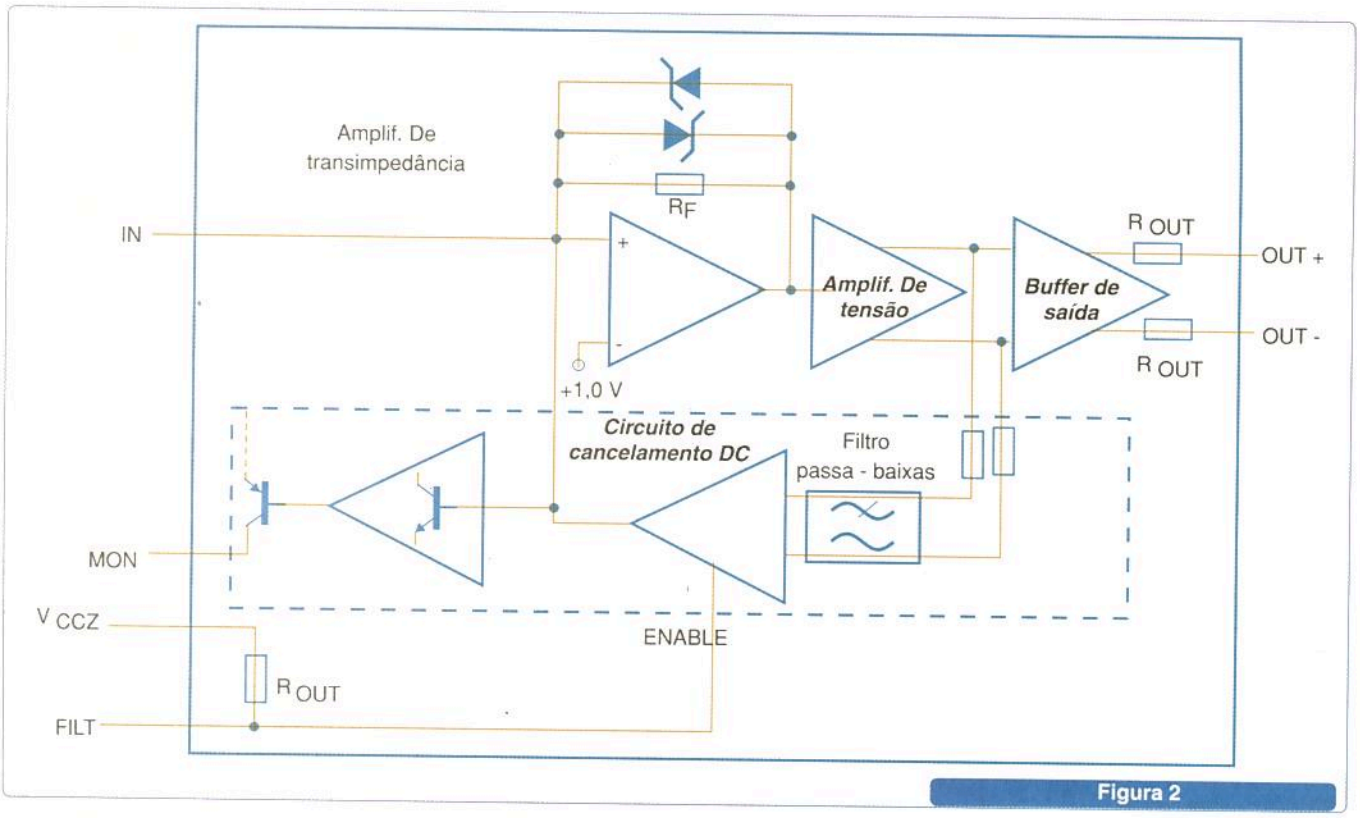


Figura 2

Pode me chamar de Centro Cultural.



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

Não importa qual a sua idade ou gosto, aqui a informação e a diversão estão garantidas. São mais de 1.500 títulos trazendo cultura, lazer e entretenimento em cada uma das 32 mil bancas de revistas espalhadas pelo Brasil. É só entrar, comprar e aproveitar. Banca de Revistas, bem-vindo ao maior Centro Cultural do Brasil.

Banca de Revistas
Tudo para encantar você.

CaliaAssumpção

NADA MELHOR PARA CONTROLAR UM SEW DO QUE OUTRO SEW.



Quem quer mais precisão, segurança, economia de energia e melhor desempenho nos equipamentos SEW usa a nossa Linha Eletrônica. São conversores de freqüência, servoconversores, sistemas descentralizados e muito mais, desenvolvidos para as mais diversas aplicações. Feitos sob medida, trabalham em perfeita harmonia. Garanta o sucesso do seu projeto. Use equipamentos SEW com a Linha Eletrônica SEW.

0800-7700496 www.sew.com.br

SEW EURODRIVE

SOLUÇÃO EM MOVIMENTO