

UCC3831 - CONTROLE DE POTÊNCIA PARA USB

www.sabereletronica.com.br

ANO 37 - Nº340
MAIO/2001
R\$ 6,90



ELETRÔNICA

TECNOLOGIA - INFORMÁTICA - AUTOMAÇÃO

FONTES CHAVEADAS INDUSTRIAIS

DSP

PARTE FINAL

**CONTROLADOR PARA
4 MOTORES DE PASSO
ATRAVÉS DO BARRAMENTO
I²C DO 8051**

**PROGRAMAÇÃO
DELPHI PARA
ELETRÔNICA
PARTE FINAL**

HAL214UA-E SENSOR HALL

ISSN 0101-6777



9770101671003

00340

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

Revista Saber Eletrônica
Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi

Diretor Técnico
Newton C. Braga

Conselho Editorial
Alexandre Capelli
João Antonio Zuffo
Newton C. Braga

Impressão
Revista produzida sem o uso de
fotólitos pelo processo de "pré-
impressão digital" por: W.ROTH
(11) 6436-3000

Distribuição
Brasil: DINAP
Portugal: ElectroLiber

SABER ELETRÔNICA
(ISSN - 0101 - 6717) é uma
publicação mensal da Editora Saber
Ltda. Redação, administração,
assinatura, números atrasados,
publicidade e correspondência:
R. Jacinto José de Araújo, 315 -
CEP: 03087-020 - São Paulo - SP -
Brasil. Tel. (11) 296-5333

Atendimento ao assinante:
Pelo telefone
(11) 296-5333,
com Luciana.

Matriculada de acordo com a Lei
de Imprensa sob nº 4764, livro A,
no 5º Registro de Títulos e
Documentos - SP.

Empresa proprietária dos direitos
de reprodução:
EDITORIA SABER LTDA.

Associado da ANER - Associação
Nacional dos Editores de Revistas e
da ANATEC - Associação
Nacional das Editoras de Publica-
ções Técnicas, Dirigidas e
Especializadas.

ANER

ANATEC
PUBLICAÇÕES ESPECIALIZADAS
www.anatec.org.br



www.sabereletronica.com.br
e-mail: rsel@edsaber.com.br

CAPA

FONTES CHAVEADAS INDUSTRIAIS.4

A intenção deste artigo é tentar passar algumas das experiências já vividas neste segmento e também responder perguntas tais como: "Quais são as arquiteturas básicas das fontes chaveadas? Como substituir ou dimensionar no projeto os componentes críticos? Linear, ou chaveada, qual tipo usar?"

ELETRÔNICA EMBARCADA

SONDA LAMBDA42

Neste artigo analisaremos seu princípio de funcionamento e o modo como é usada.

SOFTWARE

MINI-CURSO - PROGRAMAÇÃO DELPHI PARA ELETRÔNICA - Parte XIV17

Nesta edição finalizamos a série de artigos aplicando Delphi para Eletrônica, onde abordamos em um pequeno aplicativo aspectos fundamentais do estilo de programação orientada a objetos, um modelo de programação que tem muito a oferecer em termos de rendimento e qualidade.

INDÚSTRIA

TESTE DE SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA62

Descrevemos a montagem deste útil teste de semicondutores de potência. O circuito, que se baseia numa prova dinâmica simples, detecta se o componente está aberto, em curto ou apresenta fugas.

AUTOMAÇÃO

CONTROLADOR PARA 4 MOTORES DE PASSO ATRAVÉS DO BARRAMENTO I²C DO 805145

Os motores de passo são utilizados numa ampla variedade de aplicações onde se necessita de movimentos precisos, tais como em Automação, Robótica, Linhas de Produção, Manufatura e Montagem Industrial. Neste artigo descreveremos um sistema de controle de 4 motores de passo através do barramento I²C do microcontrolador 8051.

COMPONENTES

UCC3831- CONTROLE DE POTÊNCIA PARA USB38

CONHEÇA O FETKY49

LM291768

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.

FERRAMENTAS DE DESENVOLVIMENTO

HAL214UA-E: SENSOR HALL50

Os sensores de efeito Hall são cada vez mais usados em todos os tipos de aplicações eletrônicas, desde equipamentos de uso doméstico até em eletrônica embarcada e controles industriais. Veja neste artigo um sensor da ITT de uso bastante simples e que tende a se tornar popular.

CALCULANDO SHUNTS66

Um tipo de cálculo bastante comum em trabalhos de Eletrônica e que é ensinado (nem sempre) nas Escolas Técnicas, é o do *shunt* que expande a escala de um instrumento de bobina móvel na medida de correntes. Eis aqui uma boa oportunidade de aprender ou reciclar seus conhecimentos.

INSTRUMENTAÇÃO

NANOAMPÉRÍMETRO59

A maioria dos multímetros comuns não consegue medir com precisão correntes na faixa de poucos microampères, o que diz das correntes na faixa de nanoampères? O circuito apresentado pode empregar instrumento próprio ou excitar diretamente um multímetro, servindo como multiplicador de escalas de corrente e alcançando na faixa mais sensível um fundo de 100 nA.

HARDWARE

DSP - PARTE VI26

Nesta última parte da sequência vamos tratar do modo como podemos transformar sinais nos domínios de frequência e de tempo para usá-los na programação de DSPs. Daremos uma breve explicação do que é a "Transformada de Fourier" e de como ela é usada tornando-se um dos mais poderosos recursos para o processamento digital de sinais.

BARRAMENTOS EM MICROCOMPUTADORES-Parte II..54

Na edição anterior analisamos o que é um barramento e começamos a conhecer as principais características dos barramentos utilizados em tempos passados, bem como atualmente. Nesta edição damos continuidade ao assunto começando com o barramento ISA.

SERVICE

PRÁTICAS DE SERVICE69

SEÇÕES

TENDÊNCIAS DE MERCADO22

USA EM NOTÍCIAS23

ACHADOS NA INTERNET36

NOTÍCIAS40

FONTES CHAVEADAS INDUSTRIAIS



Alexandre Capelli

Durante estes últimos dez anos trabalhando como engenheiro de desenvolvimento de hardware e comissionamento de sistemas em campo, tive oportunidade de ter contato com dezenas de tipos de fontes chaveadas aplicadas em automação industrial. Desde fontes antigas (início da década de 70) pesando quase 20 kg, e que alimentavam os famosos NCs (Controles Numéricos), até pequenos conversores DC / DC de alguns gramas e que podem fornecer até 40 W de potência. Na mesma proporção, consultei inúmeros artigos (muitos deles excelentes) sobre controles PWM, conversores DC / DC, e "chaveamentos". Mesmo assim, encontrei situações em campo extremamente curiosas (e não raras também), que fugiram um pouco dessa "esfera" literária. A intenção deste artigo é tentar passar algumas dessas "experiências", e também responder perguntas tais como: "Quais são as arquiteturas básicas das fontes chaveadas? Como substituir ou dimensionar no projeto os componentes críticos? Linear, ou chaveada, qual tipo usar?"

Boa leitura !

QUAL TIPO DE FONTE UTILIZAR: LINEAR OU CHAVEADA?

Essa é uma questão delicada para o engenheiro ou técnico de desenvolvimento, e alguns fatores são fundamentais para a melhor escolha. O preço das fontes chaveadas vem caindo rapidamente nos últimos anos e, como regra geral, podemos afirmar que para qualquer circuito cujo consumo de energia é superior a 20 watts, a utilização da fonte chaveada é economicamente indicada. Claro que, além de vaga, essa informação não se aplica a todos os casos. Para estabelecer uma referência, a **tabela 1** mostra um comparativo entre os dois tipos de fontes. Com certeza cada aplicação tem seus pontos críticos, e isso deve mostrar para que lado a "balança" vai pender.

ARQUITETURAS BÁSICAS DAS FONTES CHAVEADAS

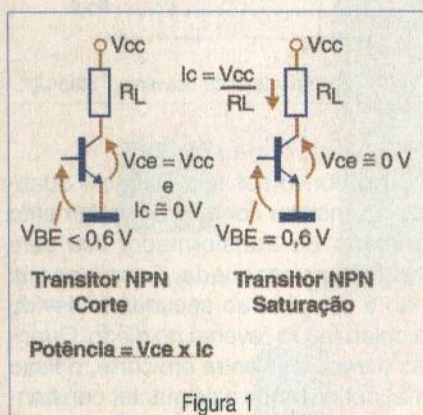
Após a análise crítica do projeto (EMI, preço por potência, dimensões mecânicas, etc.) e feita a opção pela fonte chaveada, resta saber: "Qual tipo de fonte chaveada utilizar?". Basicamente, podemos encontrar 6 tipos, no que se refere a etapa de potência:

Tabela I

	LINEAR	CHAVEADA
PRÓS	- Baixa EMI - Fácil projeto e montagem - Componentes bastante simples e usuais - Fácil manutenção - Funciona normalmente na ausência, ou com cargas muito pequenas - Grande isolamento galvânica	- Pequeno tamanho e peso em relação à potência - Alto rendimento - Sistema de proteção ultra-rápido - Dependendo da potência, menor custo - Grande rigidez mecânica
	- Grande peso e dimensões em relação à potência - Baixo rendimento - Alto custo, principalmente dos transformadores e capacitores	- Maior interatividade com os circuitos de controle - Alta EMI (necessidade de filtro)
CONTRAS	- Sem a etapa reguladora o ripple depende da carga - Grande dissipação de calor para altas potências	- Difícil projeto e montagem - Componentes críticos (transformadores e CI's de controle) não são tão usuais e fáceis de se encontrar no mercado - Dependendo da aplicação torna-se mais sensível à instabilidade de funcionamento - Difícil manutenção em relação a linear - Quando ocorrem danos, muitas vezes, o equipamento pode tornar-se não recuperável

Buck, Boost, Fly-back, Push-Pull, Half-Bridge, e Full-Bridge. Todas as seis configurações têm uma característica em comum e que, aliás, é a razão pela qual podemos considerar a fonte chaveada como um equipamento de alto rendimento: o funcionamento dos transistores nas regiões de corte e saturação.

Conforme podemos observar pela **figura 1** a potência dissipada por um transistor pode ser expressa pelo produto da tensão entre (coletor / emissor) e a corrente de coletor, isto é: $P_{total} = V_{ce} \times I_c$ (W).



Como o transistor funciona apenas como chave (em corte ou saturação), o produto da tensão V_{ce} pela corrente I_c será sempre baixo. Para que isso fique mais claro, basta lembrar que no

corte I_c é muito baixa (corrente de fuga), e na saturação V_{ce} é quase igual a 0 V, portanto, o produto entre essas grandezas também será baixo.

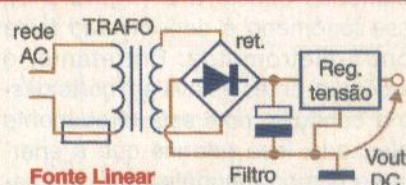
Ora, fisicamente, o que isso significa?

Como os transistores não consomem muita potência, a maior parte da energia flui para a carga, sendo ela pouco desperdiçada na forma de calor pela fonte.

Claro que não há uma fonte ideal, porém, se ela existisse, os transistores permaneceriam na temperatura ambiente, e 100% da energia seria transferida para a carga. Embora não seja possível construir tal fonte, a chaveada tem um rendimento muito maior que a linear, pois as etapas de potência das fontes lineares (muitas vezes) chegam a dissipar metade da energia na forma de calor em seus transistores, para provocar a queda de tensão necessária à carga.

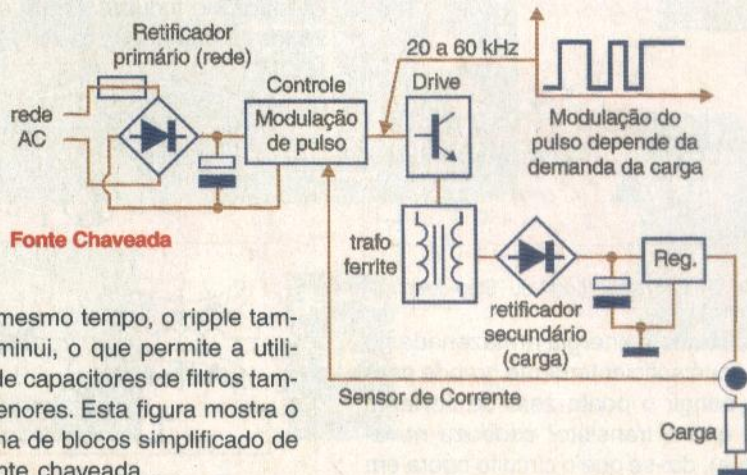
FONTE LINEAR E CHAVEADA

Denomina-se fonte linear àquela que opera com a frequência da rede elétrica (60Hz ou 50Hz). Nesse tipo de fonte temos basicamente quatro estágios: transformador abaixador, etapa retificadora, filtragem, e regulação. A figura ao lado



A fonte chaveada pode dissipar potências maiores, utilizando componentes de menores dimensões em relação a linear. Essa técnica é conhecida como modulação de pulso. As fontes chaveadas, através de um circuito inversor, alteram a frequência da rede para uma faixa entre 20 e 60 kHz.

Com essa nova frequência, os principais componentes (trafo e capacitores de filtro) podem ser empregados em tamanho reduzido. Isso acontece porque, em alta frequência, o fenômeno de indução eletromagnética ocorre com maior facilidade, permitindo que o transformador seja construído com núcleo de ferrite (mais leve que o convencional de aço-silício), e em menor tamanho.



Ao mesmo tempo, o ripple também diminui, o que permite a utilização de capacitores de filtros também menores. Esta figura mostra o diagrama de blocos simplificado de uma fonte chaveada.

- Conversor buck

A primeira configuração do conversor da fonte (2º "bloco" da fonte chaveada) é o conversor abaixador de tensão. Ele é conhecido por "buck", ou *step-down*, pois, a tensão de saída (V_o) é menor do que a de entrada (E), proveniente do primeiro bloco da fonte (retificador da senóide e filtro).

A **figura 2 a** mostra o circuito simplificado, onde podemos entender a primeira parte do processo. Quando o transistor recebe um pulso positivo em sua base, ele passa para o estado de condução (saturação). Imediatamente uma corrente flui pela carga através do indutor, que armazena certa quantidade de energia na forma de campo magnético. O diodo está em corte devido a polaridade da tensão de entrada E (reversamente polarizado).

A segunda parte do processo ocorre quando o transistor passa ao estado de corte. Agora, como a corrente pelo indutor cessa, o colapso do seu campo magnético gera uma tensão de polaridade oposta a E (**figura 2 b**), esse fenômeno é denominado força contra-eletromotriz. Entretanto, o diodo que antes estava em corte passa a conduzir, pois está diretamente polarizado. Isso permite que a energia do campo magnético (armazenada no indutor) transforme-se em uma corrente elétrica circulante pela carga. O capacitor atua como filtro.

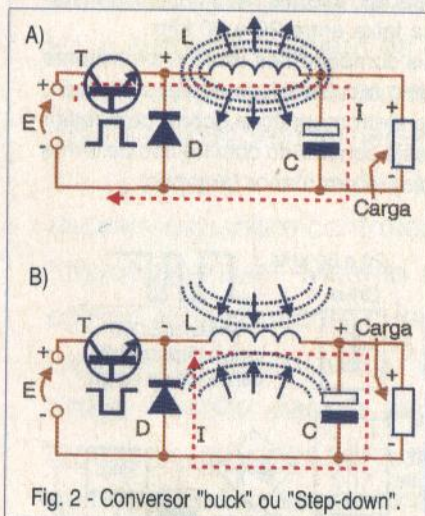


Fig. 2 - Conversor "buck" ou "Step-down".

Quando a energia armazenada no indutor é suficientemente grande para não atingir o ponto zero de corrente (até que o transistor conduza novamente), diz-se que o circuito opera em modo contínuo. Quando a corrente

atinge o ponto zero antes da nova condução, diz-se que o circuito é descontínuo. Para que haja uma melhor estabilidade entre a largura de pulso e a tensão eficaz de saída, o modo contínuo é mais indicado. As **figuras 3 a / 3 b** mostram as formas-de-onda do modo contínuo e descontínuo, respectivamente.

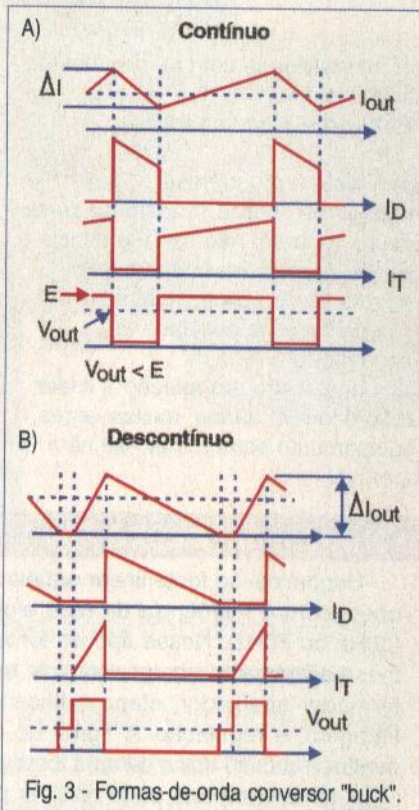


Fig. 3 - Formas-de-onda conversor "buck".

- Conversor boost

O conversor boost é um elevador de tensão, ou seja, $V_o > E$. Por essa razão ele também é conhecido por "step-up". Seu princípio de funcionamento é bem parecido com o "step-down", e baseia-se na energia armazenada no indutor, sendo sua polaridade a mesma da fonte (**figura 4 a**).

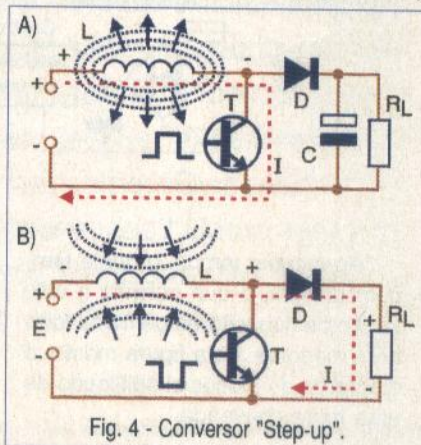


Fig. 4 - Conversor "Step-up".

Nesse instante não há corrente na carga por duas razões: o diodo está reversamente polarizado e, como o transistor está em saturação, $V_{ce} = 0V$. Na segunda etapa do processo (transistor em corte), a corrente no indutor tende a cessar (colapso do campo magnético) gerando uma força contra-eletromotriz, e que tem sua polaridade associada em série com a tensão de entrada E (**figura 4b**). O diodo passa a conduzir, e a tensão de saída é sempre maior que a entrada. Do mesmo modo que o *step-down*, esse circuito pode operar em modo contínuo ou descontínuo. As **figuras 5a / 5b** mostram as formas-de-onda dos modos contínuo e descontínuo, respectivamente.

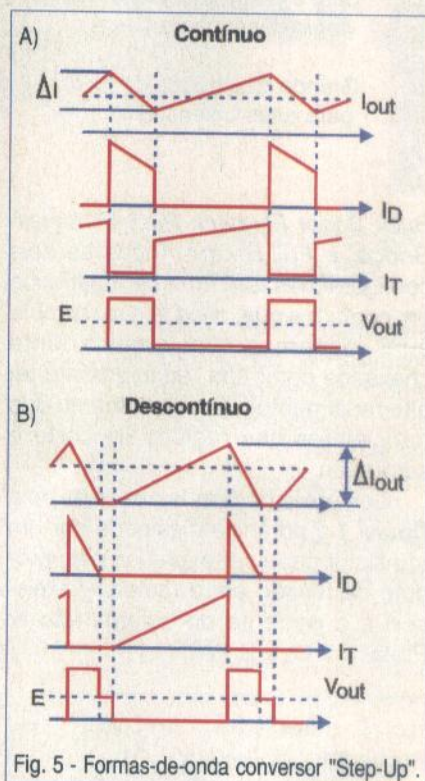
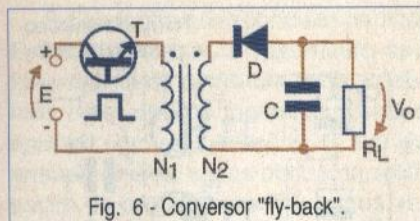


Fig. 5 - Formas-de-onda conversor "Step-Up".

- Conversor fly-back

No conversor tipo fly-back, quando o transistor conduz, o enrolamento primário do transformador fica com energia armazenada. Essa energia não é induzida ao secundário devido a polarização reversa do diodo. Quando o transistor entra em corte, o fluxo magnético tende a se manter constante no núcleo do trafo. Isso provoca uma f. c. e de polaridade inversa no secundário, fazendo com que o diodo entre em condução e, conseqüentemente, permite o fluxo de corrente pela carga (**figura 6**).



A tensão de saída desse circuito, em modo contínuo, é dada por

$$V_o = \frac{N_2 \cdot E \cdot \delta}{N_1 \cdot (1 - \delta)}$$

Onde:

$N_2 = n^\circ$ de espiras do secundário

$N_1 = n^\circ$ de espiras do primário

E = tensão de entrada (estágio retificador)

δ = ciclo de trabalho

- Conversor Push-Pull

O circuito *push-pull* é, provavelmente, um dos mais clássicos circuitos da etapa conversora das fontes chaveadas. A **figura 7** mostra uma fonte do início da década de 90 cuja configuração é em *push-pull*. Seu princípio de funcionamento é simples. Notem pelas **figuras 8a / 8b** que a lógica de controle envia dois pulsos simultâneos defasados de 180° às bases de T_1 e T_2 . Isso faz com que apenas um transistor conduza por vez. Como o transformador é alimentado através de um "tap" central, a corrente ora cir-

culará em um sentido, ora no sentido contrário do enrolamento primário. Além de evitar a saturação do núcleo, essa técnica facilita o processo de transferência de energia para o enrolamento secundário, onde, então, a tensão é retificada e filtrada.

A **figura 9** mostra as formas-de-onda típicas desse circuito.

Embora de concepção antiga, esse tipo de circuito ainda é bastante comum no ambiente industrial, e cabem duas observações importantes: A primeira delas refere-se ao ciclo de trabalho, pois ele deve ser ligeiramente menor que 0,5 para não permitir a condução simultânea dos transistores. A segunda é que os transistores devem suportar uma tensão V_{ce} maior que o dobro do valor da tensão de entrada.

- Conversor Half-Bridge

Uma variação do circuito *push-pull* é o *half-bridge* (meia-ponte).

Esse circuito utiliza-se do ponto médio da alimentação, através de um divisor capacitivo. A grande vantagem é que a tensão V_{ce} sobre os transistores cai pela metade.

O funcionamento é simples, e conforme observamos na **figura 10**, quando o transistor T_1 conduz, o capacitor C_1 (estando inicialmente carregado) se descarregará através do enrolamento primário do trafo. Quando T_2 conduzir,

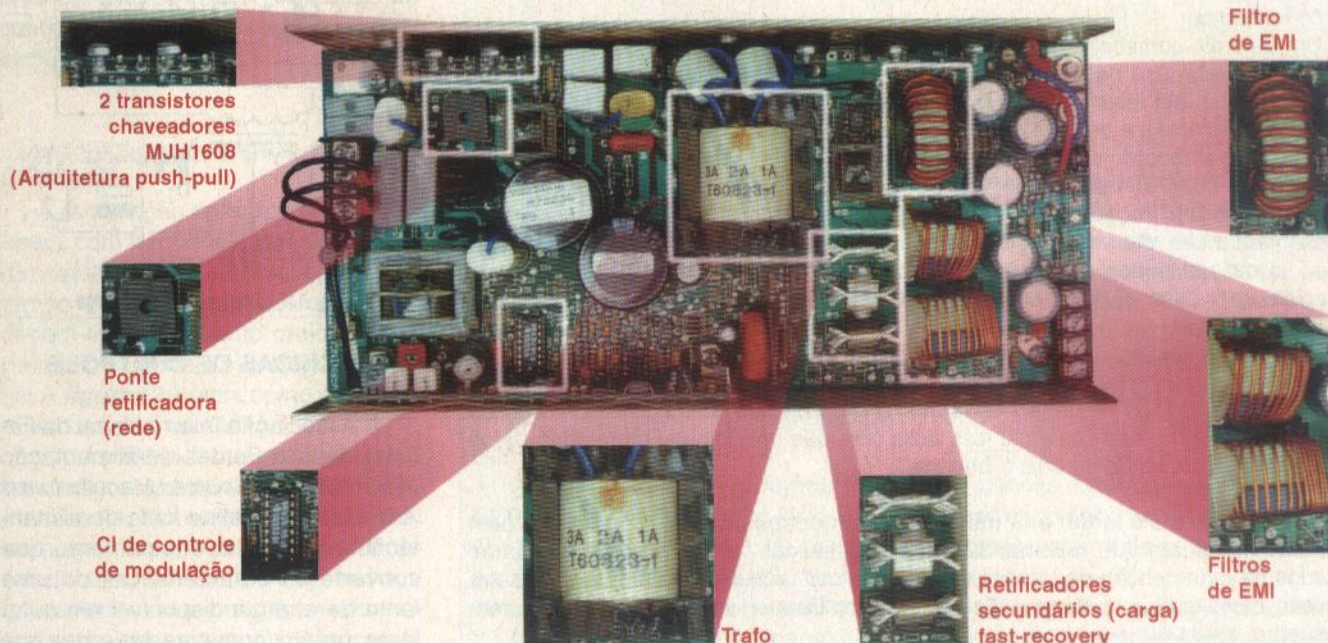
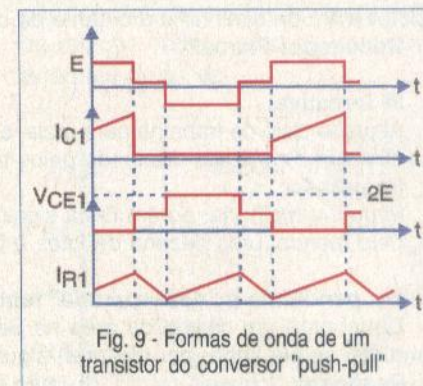
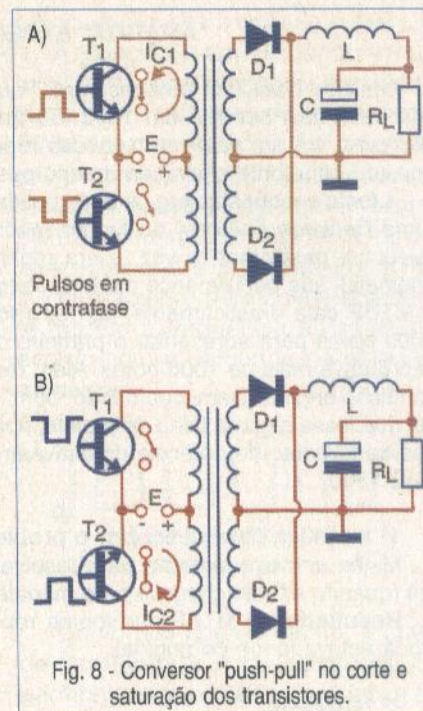


Fig. 7 - Fonte 250 W Deltron.

"AMARGA" EXPERIÊNCIA EM CAMPO

Um dos clássicos "desencontros" que experimentei com fontes chaveadas do tipo *push-pull* ocorreu em 1993. Eu trabalhava como engenheiro de campo na Siemens, em um setor de balanças rodoviárias. Esse sistema era bem simples, e possuía uma fonte chaveada do tipo *push-pull*.

A fonte em questão era de boa qualidade, e apresentava um grande MTBF (*Mean Time Between Failures*) ou tempo médio entre falhas. Porém, assim que a fonte quebrava pela primeira vez, e era reparada em nossa oficina (com componentes originais), sua performance mudava completamente, e para pior! Em primeiro lugar o MTBF caía drasticamente, isto é, a fonte que originalmente demorava mais de 8000 horas para apresentar o primeiro defeito, quando acontecia (e era reparada) não durava mais de 1000 horas. Além disso, ela esquentava ligeiramente acima da condição original. Bem, como todo "bom" engenheiro de campo, imediatamente pensei que fosse alguma falha de projeto, pois 95% dos defeitos eram devidos à queima dos transistores de potência do chaveamento do trafo. Os transistores eram do tipo MJE 13007.

1ª tentativa para descobrir o problema:

Minha primeira tentativa para resolver esse problema foi substituir os transistores (quando a fonte chegava para manutenção) por MJE 13009, tipo mais "robusto".

Resultado: O MTBF das fontes reparadas continuava baixo, e o rendimento ainda estava longe do original.

2ª tentativa:

Mudei o circuito aumentando um pouco os resistores de base e também os de coletor a fim de diminuir o montante de corrente pelo circuito.

Resultado: Piorou!!!

3ª tentativa:

Alterei o ciclo de trabalho para mais, e depois para menos do original. A intenção era diminuir a potência dissipada pelos transistores.

Resultado:

Pequena melhoria, porém nada significativa. Nem precisa dizer que experimentei, pelo menos, uma dezena de lotes e fabricantes de transistores diferentes.

4ª, penúltima e "desesperada" tentativa:

Liguei para um colega da área na Siemens da Alemanha, relatei o ocorrido, e perguntei se ele tinha (por ventura!) alguma idéia do que estava ocorrendo.

Resposta: "Ich weiß nicht!" (Eu não sei! em alemão)

5ª tentativa:

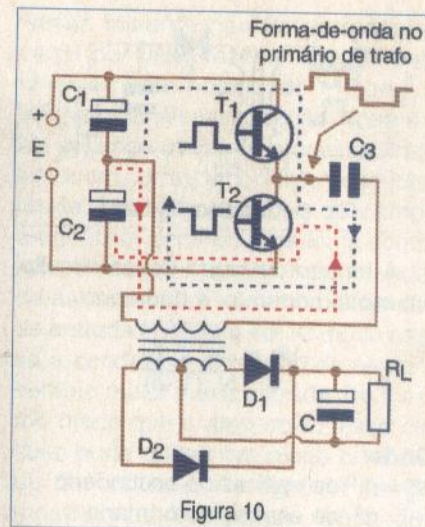
Um belo dia comecei a pensar se a troca dos transistores não deveria ser feita em determinada fase da lua, mas, quando me virei para pegar o calendário lunar, uma das fontes em teste estava sem o dissipador de calor (que era o mesmo para os dois transistores), e percebi que um dos transistores aquecia bem mais do que o outro. Retirei ambos do circuito e, "checando" com o multímetro, constatei que ambos estavam bons. Tive a feliz idéia de pegar alguns transistores no almoxarifado, e testá-los com um traçador de curvas. Foi aí que percebi que esses transistores apresentam muita diferença entre uma peça e outra, mesmo sendo do mesmo lote e tipo. Com um pouco de paciência escolhi dois que apresentavam curvas bem parecidas (par casado). Usei esses transistores em uma fonte danificada.

Resultado:

O MTBF voltou ao original, bem como o rendimento. Eu havia descoberto a solução! A fonte original tinha melhor desempenho porque já era fabricada com transistores "casados". Quando fazíamos o reparo, utilizávamos transistores do mesmo tipo, porém, não casados! Isso fazia com que um deles sempre conduísse mais que outro, levando os dois à queima.

Alguns anos mais tarde, e já trabalhando em outros projetos, deparei-me com inúmeras literaturas que recomendavam a substituição de transistores por pares casados na manutenção de fontes do tipo *push-pull*. Aliás, percebi que esse é um conceito muito antigo, e já era utilizado em amplificadores de áudio que também possuem a saída em *push-pull*.

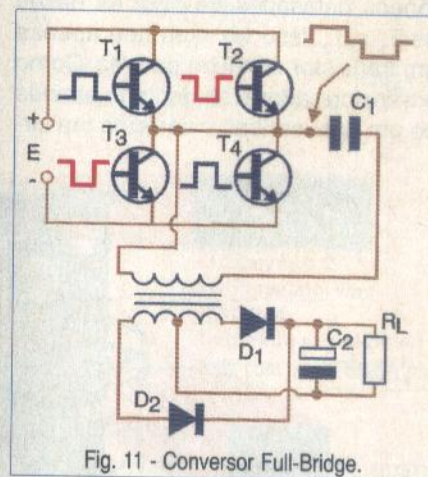
O que posso dizer? Bem, relatar esse fato me conforta, pois talvez ajude alguém que está passando por uma situação semelhante.



o capacitor C_2 , analogamente, também se descarregará via o enrolamento do trafo, porém, com a corrente no sentido oposto.

- Conversor Full-Bridge

Uma versão muito utilizada em fontes chaveadas de alta potência é a *full-bridge* (ponte completa). Esse circuito utiliza quatro transistores "chaveadores" (figura 11), ativados dois a dois em diagonal. Essa técnica é semelhante aos inversores de frequência monofásicos.



TÉCNICAS DE CONTROLE

A Associação Internacional de Fabricantes de Fontes-de-alimentação (*PSMA - Power Sources Manufacturers Association's*) define fonte-de-alimentação como: "Um equipamento que converte as características de uma fonte de energia disponível em outra fonte, porém, com características que seguem determinados requerimentos".

Estendendo esse conceito para as fontes chaveadas, e resumindo seu funcionamento como um todo, podemos dizer que as fontes chaveadas operam com uma tensão DC fixa de entrada (muitas vezes obtida da retificação da própria rede AC, outras vezes alimentando-se de tensões DC já existentes) e que apresentam em sua saída uma tensão DC também de valor fixo (ou não). Nesse processo, as chaves semicondutoras operam ora em corte, ora na saturação, e a tensão de saída depende do período e intervalo de condução do chaveamento.

“Mas, por que expor um conceito tão óbvio e elementar nessa altura do artigo?”

Aproveito a resposta como um relato de um erro conceitual a respeito de fontes chaveadas que cometi, inadvertidamente, por “anos a fio” em minha carreira.

Cerca de 80% das fontes chaveadas empregam o controle por largura de pulso (PWM) como “filosofia” de funcionamento. Pergunta: e os outros 20%, o que usam?

Bem, a “ignorância” dessa resposta (e até mesmo da pergunta!) foi a razão de alguns “tropeços” no projeto e comissionamento de circuitos e sistemas no meu trabalho.

Na verdade, basicamente, podemos ter quatro modos (filosofias) de controle: PWM, FM, Histerese, e “one-cycle”.

- Modulação por largura de pulso (PWM)

A modulação por largura de pulso opera com frequência constante, porém varia o ciclo de trabalho, isto é, o tempo em que os transistores permanecem ligados. Quanto maior o tempo, maior a potência entregue à carga. A **figura 12** mostra como podemos obter um sinal de PWM.

O amplificador operacional ligado na configuração de comparador (malha aberta, ou sem realimentação) compara um sinal de controle (modulante) com uma onda periódica (portadora), normalmente, no formato “dente-de-serra”. Os pontos de intersecção desses sinais determinam o ciclo de trabalho.

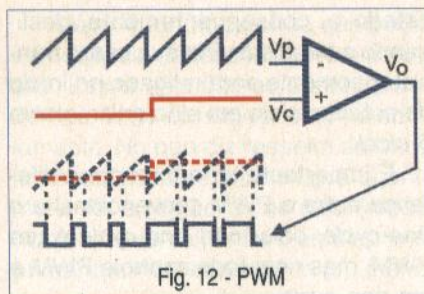


Fig. 12 - PWM

O sinal de controle pode ser extraído da própria necessidade de corrente da carga via um sensor de corrente (transformador de corrente, *shunt*, resistor de baixo valor em série com a carga, etc.). Caso a carga mantenha-se constante, então esse sinal será uma tensão DC também constante, e o ciclo de trabalho, conseqüentemente, ficará inalterado. Uma “dica” para o engenheiro de desenvolvimento é a consideração da análise espectral dos circuitos que operam com PWM, pois devido a modulação da portadora, podemos encontrar a presença de componentes contínuas em alta frequência (**figura 13**). Essa é a razão pela qual encontramos vários filtros de entrada e saída nas fontes chaveadas. As harmônicas de alta frequência podem ser consideradas EMI.

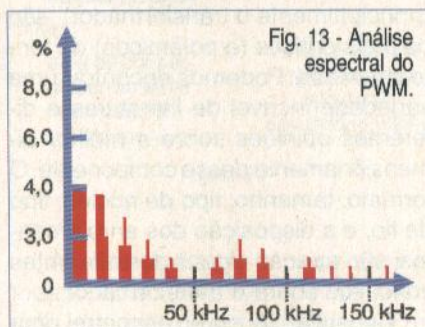


Fig. 13 - Análise espectral do PWM.

A EMI é outro capítulo interessante sobre fontes chaveadas. Quando essas fontes começaram a ser utilizadas (meados de 1960), normalmente, as especificações sobre EMI observavam apenas as frequências acima dos 1550 kHz. Como a frequência de chaveamento raramente ultrapassava os 20 kHz, isso não se tornava um problema.

Atualmente as especificações CE01 e CE03 das normas (MIL-STD-461) internacionais de EMI atentam para frequências desde os 30 Hz. Com essa nova preocupação, e o aumento da frequência de chaveamento para até 60 kHz, os conceitos sobre filtros tiveram que ser revistos.

- Modulação em frequência (FM)

A modulação em frequência é muito utilizada em conversores ressonantes, e sua principal vantagem sobre a PWM é a concentração das harmônicas próxima à frequência de chaveamento. A **figura 14** mostra um exemplo de modulação em FM onde podemos notar que a largura do pulso (ciclo de trabalho) permanece constante, porém a frequência aumenta de acordo com a demanda de potência da carga.

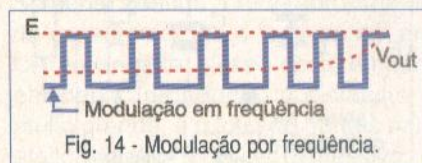


Fig. 14 - Modulação por frequência.

Como dito anteriormente, a grande vantagem é a concentração de harmônicas próximas a frequência de chaveamento (**figura 15**), e a principal desvantagem é a não linearidade da relação entre o sinal de controle e a tensão de saída.

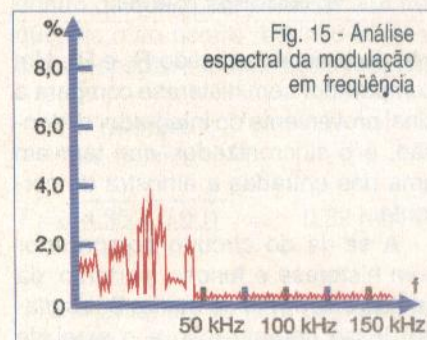


Fig. 15 - Análise espectral da modulação em frequência

- Modulação por limite de corrente (Histerese)

A modulação por limite de corrente (ou histerese) varia tanto o ciclo de trabalho (largura de pulso), como a frequência do sinal de controle.

A fonte com modulação por histerese comporta-se como uma fonte de corrente constante. Uma vez estabelecidos os limites máximos e mínimos da corrente, o chaveamento varia em função desses limites. A **figura 16** mostra as formas-de-onda típicas desse circuito. Obviamente, esse tipo de fonte é indicado onde as variações de corrente são mais críticas do que as de tensão.

O diagrama de blocos do controlador com histerese é mostrado na **figura 17**. Notem que o circuito retira uma amostra da tensão de saída atra-

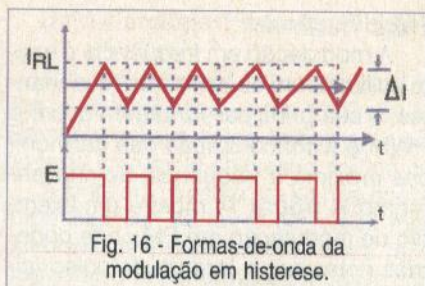


Fig. 16 - Formas-de-onda da modulação em histerese.

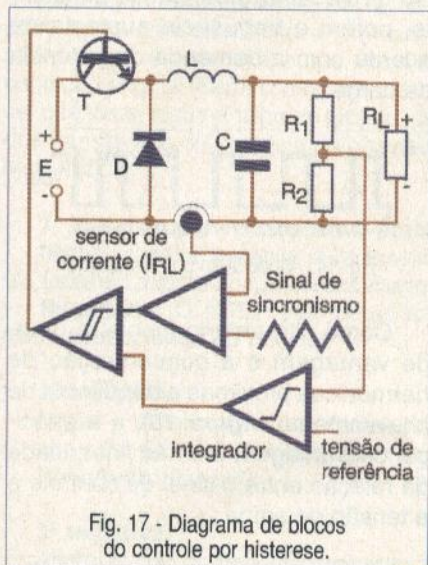


Fig. 17 - Diagrama de blocos do controle por histerese.

vés do divisor de tensão R_1 e R_2 . Um comparador com histerese compara o sinal proveniente do integrador de tensão, e o sincronizador, que tem em uma das entradas a amostra de corrente.

A saída do circuito comparador com histerese é função, portanto, da tensão e corrente de saída. O resultado dessa comparação é o sinal de controle para o chaveamento dos transistores.

Um problema a ser "gerenciado" com esse circuito é a demora para encontrar o ponto de estabilidade (resposta dinâmica lenta).

- Controle "one-cycle"

O controle "one-cycle" é um controle por largura de pulso, porém com uma diferença do PWM convencional: o controle é feito ciclo a ciclo, sendo o instante da comutação determinado por uma integração da tensão aplicada aos transistores. O sinal integrado é comparado com a referência (**figura 18**), e enquanto não atingi-la, o transistor fica ligado. Quando os valores se igualam (integrador e referência), o capacitor do circuito integrador é descarregado mudando o comparador de

estado e, conseqüentemente, desligando o transistor. Por sua vez, o transistor somente será religado no início do próximo ciclo em sincronismo com o clock.

É importante ter em mente a diferença entre o PWM convencional e o *one-cycle*, pois todo *one-cycle* é um PWM, mas nem todo controle PWM é um *one-cycle*.

Algumas das vantagens do circuito *one-cycle* sobre o PWM convencional são: maior imunidade a ruídos, não necessita de rampa externa para a comparação, melhor resposta dinâmica devido ao seu comportamento antecipativo em relação a variações na tensão de entrada e demanda da carga.

COMPONENTES TÍPICOS

Eu não sei dizer se os melhores termos para os componentes da fonte chaveada são "típicos", ou "críticos", pois com exceção dos componentes passivos, todos os demais merecem uma atenção especial do desenvolvedor. Os componentes magnéticos (principalmente o transformador) são os mais críticos (e polêmicos) da fonte chaveada. Podemos encontrar uma variedade incrível de literaturas e diferentes opiniões sobre o melhor dimensionamento desse componente. O formato, tamanho, tipo de núcleo, tipo de fio, e a disposição dos enrolamentos, são apenas alguns dos diferentes conceitos sobre o transformador.

Consultando a *web* encontrei uma das frases mais inteligentes sobre o assunto. A frase em questão é de um dos maiores especialistas brasileiros em Eletrônica de Potência, e também professor da Unicamp, engenheiro José Antenor Pomilio, que diz:

"... Assim, este dimensionamento e construção estão mais para a arte do que para a ciência..."

Bem, como estamos aqui para propor soluções (e não problemas) temos uma "dica" muito boa para o dimensionamento de fontes chaveadas, e que será vista no final deste artigo. Antes, porém, vamos a um pequeno resumo dos principais conceitos dos componentes críticos:

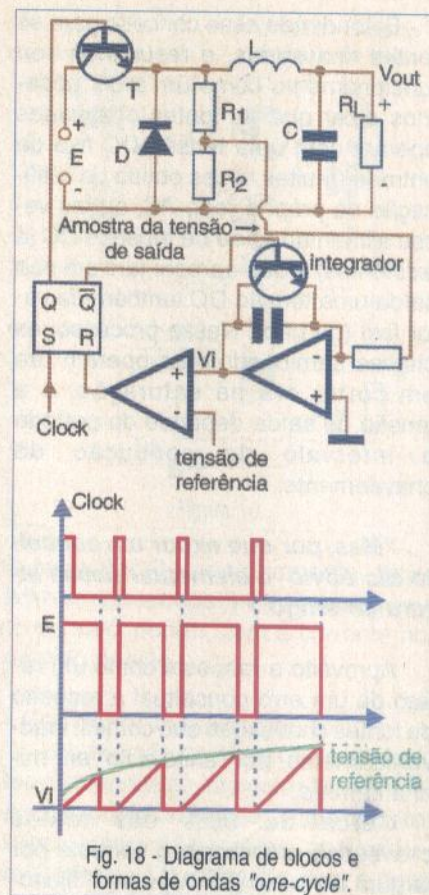


Fig. 18 - Diagrama de blocos e formas de ondas "one-cycle".

Transformadores

- Núcleos

O núcleo ideal deve apresentar resistência nula, densidade de campo magnético (B) não saturável, e elevada permeabilidade (capacidade de "conduzir" o campo magnético). Eis aqui a primeira "balança" na escolha do núcleo, pois a característica de não saturação implica em não utilizar núcleo (núcleo de ar). Claro que isso seria inviável, pois o número de espiras seria muito grande e de fio fino, isso acrescentaria componentes resistivas e capacitivas parasitas em um nível inaceitável. Por outro lado, podemos circular maior corrente colocando enrolamentos com poucas espiras e fios grossos (baixa capacitância, e baixa resistência parasita), mas isso também causaria um elevado nível de corrente, e grande volume e peso do trafo (exatamente tudo o que não se deseja em uma fonte chaveada!).

"Qual é o núcleo ideal" ?

A principal característica do núcleo do transformador de uma fonte-de-ali-

mentação chaveada é a capacidade de trabalhar com altas frequências (no mínimo 60 kHz), sem apresentar grandes perdas. Os núcleos de ferro laminado e aço-silício já “caem fora” logo de cara, pois apresentam boa permeabilidade apenas para baixas frequências (20 kHz no máximo). Atualmente, os materiais mais utilizados como núcleos são os ferrites, pois apresentam elevada permeabilidade, e uma curva de histerese com pequena área (**figura 19**). Embora com baixo valor de B (0,3 T e 0,5 T), as duas características anteriores atribuem baixas perdas em altas frequências. Outra grande vantagem do ferrite é sua grande resistividade em relação aos materiais metálicos. O ferrite, com resistividade aproximada de 100 kΩcm, evita o surgimento das correntes parasitas de Foucault.

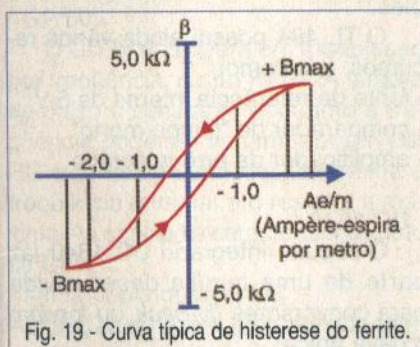


Fig. 19 - Curva típica de histerese do ferrite.

Os formatos mais comuns para o núcleo são EE, EI, e toroidal (**figura 20**). Os núcleos EE e EI, por apresentarem valores mais altos de B, são utilizados em fontes de maior potência. Os toroidais são mais compactos, e muitas vezes utilizados como núcleos de transformadores de pulso, e filtros de EMI.

- Enrolamentos

Assim como a geometria do núcleo do trafo influencia no rendimento, a disposição dos enrolamentos também.

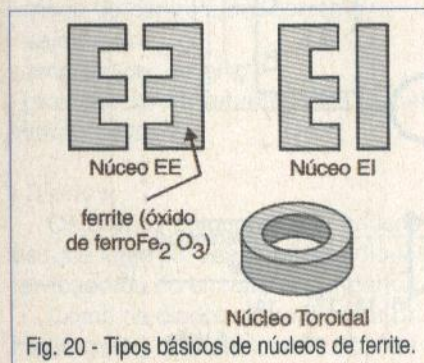


Fig. 20 - Tipos básicos de núcleos de ferrite.

Além da forma-de-onda quadrada, a frequência da tensão sobre o trafo é alta. Esses dois fatores acentuam as perdas, tanto no núcleo como no enrolamento. No que diz respeito ao enrolamento, pode-se afirmar que quanto maior for a região de contato (mecânico obviamente!) entre o enrolamento primário e o (s) secundário (s), menor será o montante de perda.

A **figura 21 a** mostra o enrolamento primário enrolado na sua totalidade e, então, sobre ele o secundário. Notem que a área de contato mecânico entre eles é apenas A_1 . Na **figura 21b** o enrolamento primário é feito de modo alternado com o secundário, isto é, ora um, ora outro. Podemos notar agora que área de contato para a mesma quantidade de espiras é o dobro. Com certeza, este trafo apresentará menos perda que o primeiro.

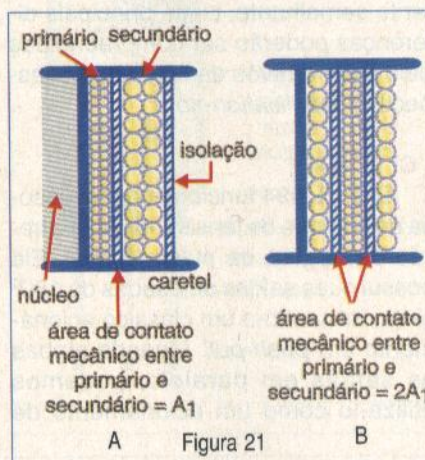


Figura 21

Afirmar que essa técnica elimina toda a perda não é verdade, pois nem toda a parcela de perda é devida a resistência parasita dos fios dos enrolamentos. O efeito pelicular (*Skin effect*) também é um dos vilões.

O efeito pelicular é mais significativo para altas frequências. Devido ao grande campo elétrico no interior do condutor (gerado pela alta frequência) a corrente é “empurrada” para a superfície, deixando o interior do condutor do cabo (fio) e provocando aquecimento e, conseqüentemente, maiores perdas.

Uma das soluções para esse problema é a utilização do “fio Litz”. Esse condutor é formado por vários fios isolados entre si, sendo a soma de todas as seções transversais adequadas à corrente e frequência de trabalho. Uma outra solução (e que o leitor já deve

ter observado em alguns trafos de fontes chaveadas) é a utilização de fitas condutoras no lugar de fios. Essas fitas são de cobre e, geralmente, podem ser vistas do lado de fora do trafo.

Apenas como curiosidade, o efeito pelicular (embora mais expressivo em altas frequências) também ocorre em baixas frequências. Esse é um dos motivos pelo qual, em certas etapas da transmissão de energia elétrica (60 Hz), ocorre a retificação e transmissão por milhares de Kilômetros em CC. Somente quando a rede aproxima-se do consumidor ela é “convertida” em CA novamente. Nesse caso, embora em baixa frequência, a distância é muito grande, e o total de perdas pelo efeito peculiar torna-se expressivo.

A expressão do efeito pelicular é

$$f = \sqrt{\frac{4,35 \cdot 10^3}{F}}$$

Onde:

f = dimensão do raio do condutor dentro da qual, para determinada frequência, não ocorre redução expressiva da secção condutora (em metros).

Por exemplo:

Para 30 kHz

$$f = \sqrt{\frac{4,35 \times 0,001}{30000}} = 0,32 \text{ mm}$$

Portanto, um fio com diâmetro de 0,64 mm pode ser utilizado nessa frequência.

Resumindo e, a “grosso modo”, podemos dizer que: quanto ao núcleo, utiliza-se EE ou EI para grandes potências, e toroidal para pequenas.

Quanto ao enrolamento, a regra geral é proporcionar o melhor contato mecânico entre as áreas dos enrolamentos primário e secundário (s). Caso a frequência de chaveamento seja muito alta (acima de 30 kHz), e quando possível, utilizar “fio Litz”.

Essas duas “regras” práticas devem diminuir as perdas no trafo da fonte. Para quem desenvolve ou trabalha com aplicação e comissionamento, talvez essa “dica” ajude.

Circuitos integrados dedicados ao controle das fontes chaveadas

Atualmente podemos encontrar uma grande variedade de circuitos

integrados para controle de fontes chaveadas no mercado. Quanto a arquitetura, os que operam no modo tensão (controle do valor médio da tensão na carga) predominam no mercado. Como vimos anteriormente, entretanto, também podemos encontrar alguns tipos que operam no controle de corrente da carga. Quanto ao controle, a grande maioria opera por largura de pulso (PWM), porém também temos os de controle por frequência e histerese.

Esses dois últimos não são tão comuns quanto o PWM.

“Como posso escolher o melhor CI para o meu projeto de fonte chaveada”?

Em primeiro lugar o CI deve ser compatível com a arquitetura da etapa de potência da fonte. Uma vez definida a etapa de potência, a escolha passa a ser função da quantidade de recursos que a fonte deve apresentar. Por exemplo, caso a arquitetura da potência seja em *push-pull*, obrigatoriamente, o CI deve ter duas saídas de controle defasadas de 180° cada, visto que somente assim será possível polarizar adequadamente os dois transistores utilizados nessa “topologia”. Por outro lado, caso a potência escolhida seja do tipo *fly-back*, o CI pode ter apenas uma saída, pois nessa arquitetura utilizamos um único transistor chaveador. Claro que apenas o número de saídas do CI em função do circuito de potência (além de óbvio) não é parâmetro suficiente para a devida escolha. Cada desenvolvedor terá de analisar as necessidades da fonte, principalmente dos recursos de proteção e tipo de controle (corrente ou tensão) sobre a carga.

A seguir vamos apresentar um pequeno resumo dos CI's mais utilizados no mercado. Cabe lembrar que a abordagem é superficial, e deve servir apenas como “caminho das pedras” ao leitor. Para obter informações precisas sobre cada CI, o ideal é a consulta dos “*applications-notes*” dos fabricantes. Os principais deles são: National, Motorola, Analog Devices, e Texas.

De uma forma genérica, qualquer CI que não apresentar, no mínimo, as seguintes características, já pode ser

considerado ultrapassado.

- Oscilador programável (f maior ou igual 500 kHz)
- PWM linear com *duty cycle* de 0 a 100%
- Amplificador de erro, e referência de tensão integrada
- Inibição por subtensão
- Corrente de saída maior que 100 mA
- Opção por saída simples ou dupla
- Recurso de “*soft start*”
- Limite digital de corrente
- Capacidade de sincronismo com outros circuitos osciladores.

Os CI's mais utilizados como controle são: TL 494, UC 1840, UC 1524 (esse CI pertence a família 2524, e UC 3524), GP 605, e MC 34262. Abordaremos como exemplo o funcionamento interno do TL 494, pois os demais apresentam modo de operação bastante semelhante, cujas principais diferenças poderão ser compreendidas pelo leitor através da consulta do respectivo “*application-note*”.

- CI TL 494

O CI TL 494 funciona com a filosofia de controle de tensão na carga através da largura de pulso (PWM). Ele possui duas saídas defasadas de 180° cada, tornando-o um clássico acionamento em *push-pull*. Ligando ambas as saídas em paralelo, podemos utilizá-lo como um acionamento de

“topologias” de um único transistor (*buck*, *fly-back*, etc.).

A **figura 22** mostra o diagrama interno do TL 494.

A obtenção de PWM é feita da maneira clássica, isto é, uma onda dente-de-serra é formada por oscilador interno, cuja frequência é determinada por um par RC externo (pinos 5 e 6). A comparação da tensão da onda dente-de-serra e o sinal de controle (contínuo pino 4) disparam a lógica de controle (portas lógicas + *flip-flop*) que, por sua vez, ativam os transistores de saída (Q₁ e Q₂) defasados de 180°. Caso o sinal de controle de saída (pino 13) esteja em nível alto, as saídas operam com a defasagem de 180° (*push-pull*), caso esteja em nível zero ambas serão atuadas simultaneamente. Essa técnica permite a utilização de CI tanto com saída dupla como simples.

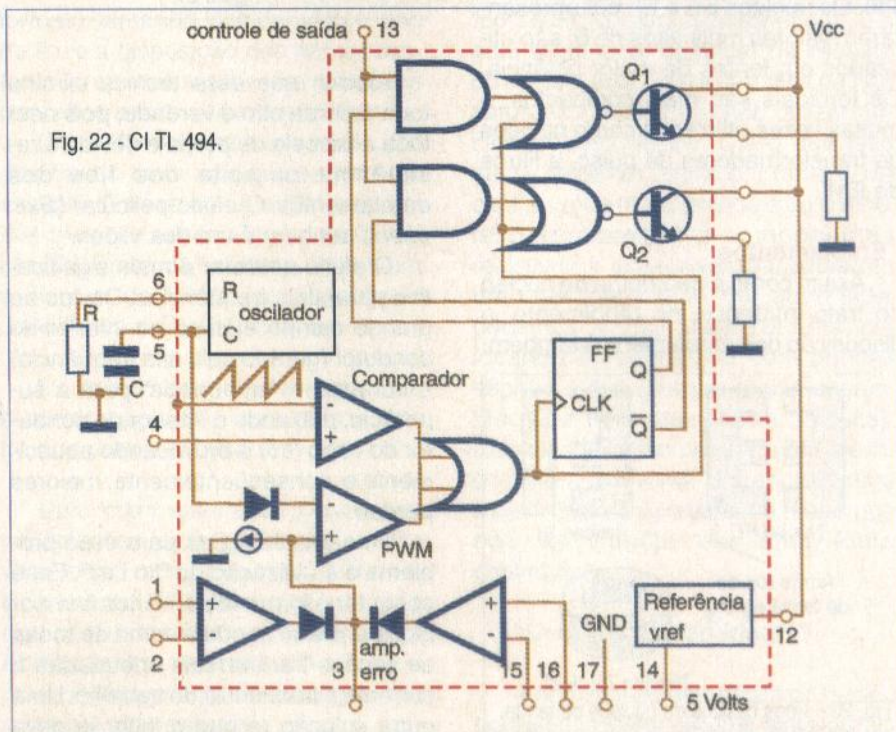
O TL 494 possui ainda vários recursos, tais como:

- fonte de referência interna de 5 V
- comparador de “tempo morto”
- amplificador de erro integrado

- UC 1840

O circuito integrado UC 1840 faz parte de uma família desenvolvida para conversores *fly-back*, ou *forward* (chave única).

As principais características desse CI são:



- operação em frequência fixa por RC externo
- gerador de rampa com inclinação variável
- auto-inicialização de funcionamento
- referência interna
- proteção contra sub e sobretensão, incluindo desligamento e religamento programáveis.

- UC 1524 (UC 1524 A, 2524, e 3524)

- Essa família de CI's é bastante comum em fontes chaveadas industriais, e seus principais recursos são:
- recurso de desligamento das saídas (*shut-down*)
 - acionamento duplo (*push-pull*) ou simples
 - corrente de saída até 200 mA, e 60V
 - controle em modo PWM
 - frequência limite 500 kHz
 - fonte interna de 5 V +/- 1%

- GP 605

- O CI GP 605 opera em modulação por frequência, e não PWM. A largura de pulso é constante enquanto a frequência pode ser variada por um par RC externo. O capacitor determina a frequência mínima, e o resistor a máxima. As principais características desse CI são:
- saída dupla ou simples
 - proteção de sobre e subtensão integrada
 - "shut-down"
 - "soft-start"
 - fonte interna de 5 V.

- MC 34 262

O CI MC 34 262 foi projetado para operar como pré-conversor, e sua utilização mais indicada é como controlador do fator de potência (unitário) na entrada de um conversor CC/CC ou CC/CA (*figura 23*).

Principais características:

- operação como elevador de tensão
- modo de controle por corrente
- saída única
- amplificador de erro
- proteção contra sobretensões (zener interno de 36 V)

- Diodos

Os últimos componentes "críticos" de uma fonte chaveada são os diodos retificadores do circuito secundário.

Como os diodos do retificador primário (rede) operam em 60 Hz, eles

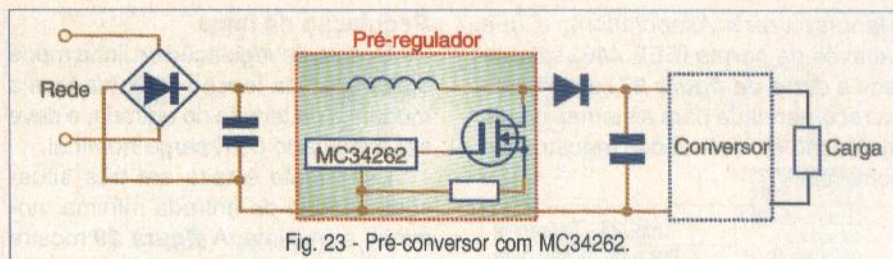


Fig. 23 - Pré-conversor com MC34262.

podem ser do tipo convencionais, mas a frequência secundária pode variar desde 20 até 60 kHz. Nesse caso os retificadores devem ser rápidos, ou seja, "fast recovery" (recuperação rápida). Outra "dica" interessante ao desenvolvedor é que esses diodos podem ser encontrados encapsulados dois a dois no formato TO-220 (*figura 24*). Essa técnica permite a otimização do tamanho da fonte.

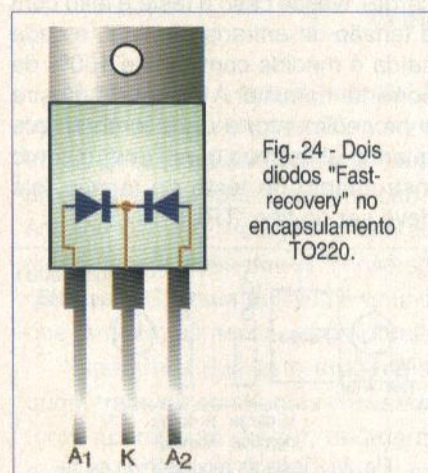


Fig. 24 - Dois diodos "Fast-recovery" no encapsulamento TO220.

ANÁLISE CRÍTICA DA PERFORMANCE DE UMA FONTE CHAVEADA

Os grandes usuários de fontes chaveadas, principalmente os ligados a área de informática, deram origem a uma entidade internacional que estabeleceu limites e parâmetros de qualidade à energia fornecida por essas fontes. A entidade é a CBEMA (Computer Business Equipment

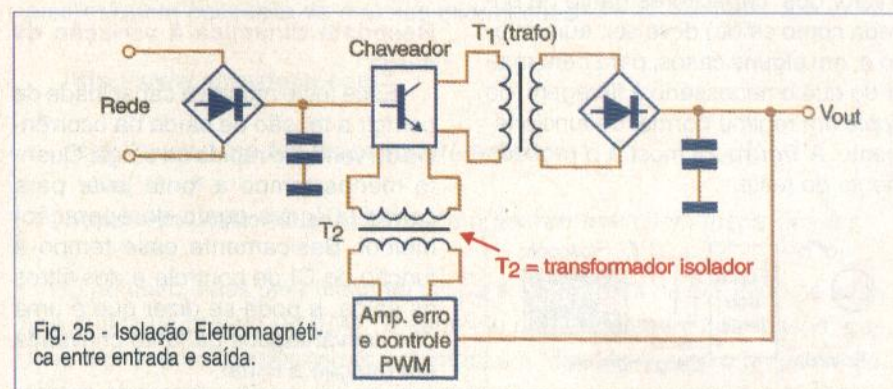


Fig. 25 - Isolação Eletromagnética entre entrada e saída.

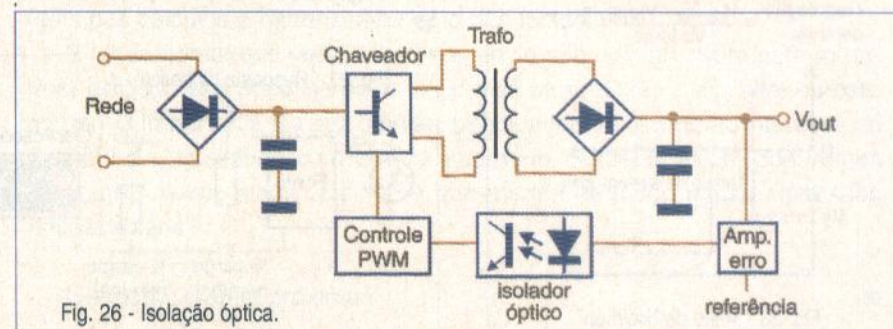
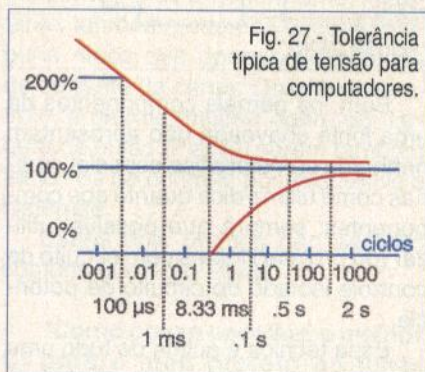


Fig. 26 - Isolação óptica.

Manufacturer's Association), e que (através da norma IEEE 446) estabelece a curva da **figura 27** como "prática recomendada para sistemas de alimentação em aplicações industriais e comerciais".

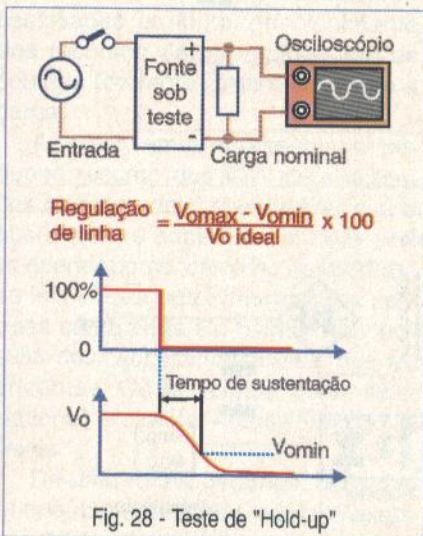


As principais características de "performance" de uma fonte chaveada são "hold-up", regulação de linha, regulação de carga, resposta dinâmica, isolamento, e EMI. Vamos fazer uma breve explanação sobre cada uma delas:

Tempo de sustentação da tensão de saída (hold-up)

O teste de "hold-up" determina o intervalo de tempo no qual a saída da fonte é capaz de manter a corrente nominal na ocorrência da interrupção da alimentação (CC ou CA) em um tempo maior que 1/2 ciclo (8,33 ms).

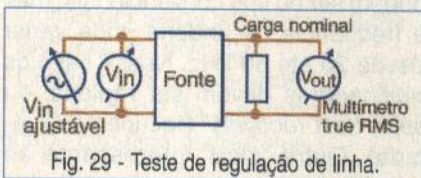
Caso o desempenho observado não atenda as características exigidas, o valor dos capacitores (tanto de entrada como saída) deve ser aumentado e, em alguns casos, para bem maior do que o necessário à filtragem do ripple em regime normal de funcionamento. A **figura 28** mostra o procedimento do teste.



Regulação de linha

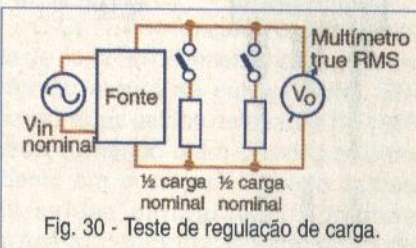
O teste de regulação de linha mede a alteração da tensão de saída face a mudança de tensão de entrada, e deve ser executado com carga nominal.

Esse teste é feito em três situações: tensão de entrada mínima, nominal, e máxima. A **figura 29** mostra o procedimento.



Regulação de carga

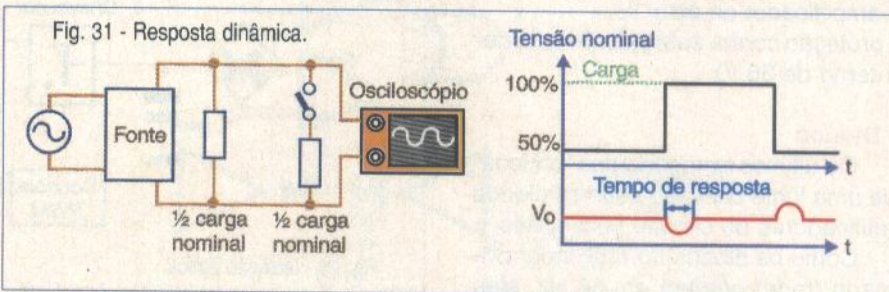
O teste de regulação de carga mede a alteração da tensão de saída face a mudança da carga (corrente da carga). Nesse caso o teste é feito com a tensão de entrada nominal, e cada saída é medida com 50% e 100% da corrente nominal. A **figura 30** mostra o procedimento, e cabe lembrar que quando utilizamos o multímetro como instrumento de teste de tensão, ele deve ser do tipo "TRUE-RMS".



Resposta dinâmica à variação de carga

Esse teste mostra a capacidade de corrigir a tensão de saída na ocorrência da variação rápida da carga. Quanto menos tempo a fonte levar para corrigi-la (novo ponto de operação) melhor. Basicamente esse tempo é função do CI de controle e dos filtros de saída, e pode-se dizer que é uma das desvantagens da fonte chaveada em relação a linear.

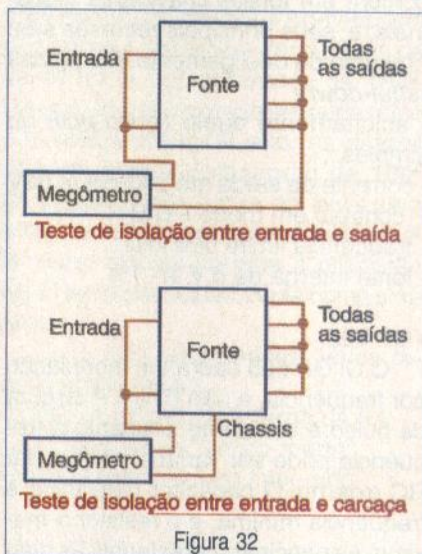
A **figura 31** mostra o procedimento.



Teste de isolamento

Esse teste reflete o quão segura a fonte é para o usuário contra transitórios provenientes da rede (raios, por exemplo). Ele deve ser feito com tensão AC (50 ou 60 Hz) e verifica a isolamento entre entrada e saída, e entrada e chassis.

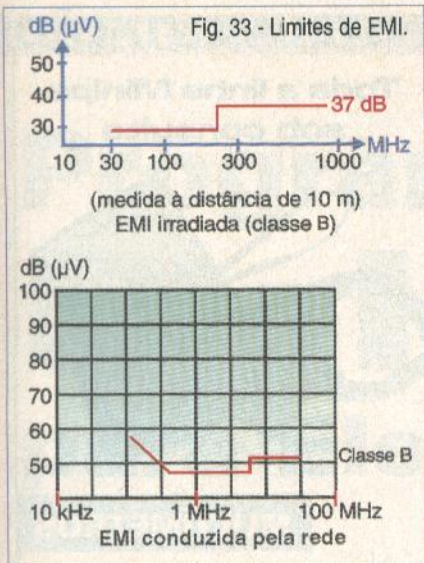
Para não danificar os circuitos internos da fonte, esse teste deve ser realizado com as entradas e saídas em curto-circuito (**figura 32**).



Interferência Eletromagnética (EMI)

O principal órgão fiscalizador internacional de EMI é a FCC, e estabelece normas para frequências desde os 10 kHz até 1 GHz. Como as fontes chaveadas estão dentro da norma CISPR 11 classe B, os limites em consideração estão entre 150 kHz e 30 MHz (**figura 33**). Os testes de EMI para as fontes chaveadas devem contemplar duas naturezas de EMI: EMI irradiada, e EMI conduzida pela rede.

Em ambos os casos o instrumento utilizado para isso é o analisador de espectro, porém para a EMI conduzida pela rede o analisador deve ter o acessório LISN (Line Impedance Stabilization Network), **figura 34**.

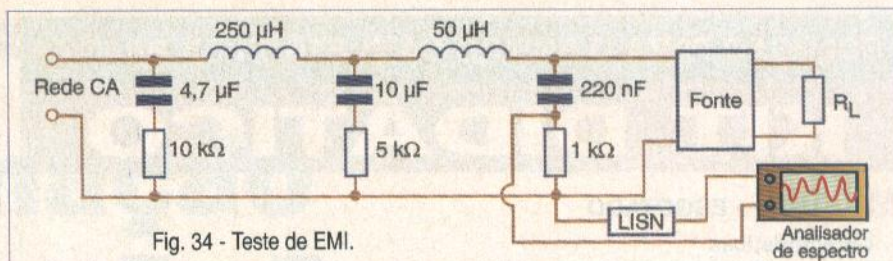


As posições das antenas e os procedimentos de teste da EMI são normalizados, e temos várias empresas no mercado especializadas na emissão do laudo desses testes.

Para quem necessitar maiores informações, os números 333, 334 e 335 da revista Saber Eletrônica abordam os assuntos de EMI e Analisadores de Espectro.

Várias são as maneiras de diminuir a EMI no projeto de uma fonte chaveada, sequer algumas delas:

- utilizar supressores de dv/dt (*snubbers*), e di/dt (indutores)
- fontes confinadas em caixas metálicas (gaiola de *Faraday*)
- placa de circuito impresso com trilhas sem ângulos agudos (menores que 90°)
- blindagem na periferia da PCI ligada a caixa metálica (chassis)
- utilização de filtros conforme **figura 35** (contra EMI conduzida pela rede).



CONCLUSÃO

Muitas vezes o que chamamos de conversor DC/DC é, na essência, uma fonte chaveada. A **figura 36** mostra um pequeno “conversor DC/DC” de 40 W, da Ericsson. Esse conversor, internamente, possui todos os circuitos de uma fonte chaveada com exceção da primeira etapa retificadora, pois sua entrada (38 a 72 Vcc) já é preparada para tensões contínuas. Um exemplo típico de utilização desse “conversor DC/DC” é alimentando a CPU de máquinas CNC, e sua entrada é oriunda de uma pré-fonte contínua de 56 Vcc, que também alimenta outros circuitos da máquina.

Esperamos que este artigo tenha proporcionado algumas “dicas” para quem trabalha com fontes chaveadas. Claro que não temos a pretensão de (com apenas um artigo), abordarmos todos os “casos” e “soluções” para esse equipamento. Mas, como sempre fazemos, os três *sites* abaixo devem auxiliar quem necessita de maiores informações:

<http://www.smpstech.com>

<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor>

<http://www.national.com> (entrar em **search**: *switchers made simple*)

O primeiro deles será bastante útil para os usuários da QS 9000 na análise crítica de projeto (FMEA), o segundo para treinamento de "bases" gerais, e o terceiro (conforme prometemos) é a "dica" final para o projetista de fontes chaveadas. Esse *site* da National possui alguns softwares bastante úteis nos cálculos e dimensionamento das fontes.

É fundamental que você, leitor, nos envie sua opinião sobre este (e outros) artigos. Isso pode ser feito via *e-mail* através de nosso *site*, ou pelo correio. O importante é a sua opinião, principalmente quanto ao interesse do assunto e a qualidade com que foi abordado. Somente assim poderemos fazer uma revista ainda melhor, e que atenda de modo mais amplo suas necessidades.

Obrigado, e até a próxima !



Fig. 36 - Conversor DC/DC Ericsson de 40 W.

A SOLUÇÃO PARA O ENSINO DA ELETRÔNICA PRÁTICA

KIT DIDÁTICO

MK-906 - ESGOTADO

Características

300 experiências, divididas nos seguintes grupos: Circuitos Básicos (Introdução aos Componentes), Blocos Eletrônicos Simples (Utilizados na Construção de Circuitos mais Complexos), Circuitos de Rádio, Efeitos Sonoros, Jogos Eletrônicos, Amplificadores Operacionais, Eletrônica Digital, Contadores, Circuitos de Computadores e Circuitos de Testes e Medidas.

- Alguns componentes e o *proto-board* são pré-montados.
- Conectores simples em terminais espirais.
- Alimentação: 6 pilhas (1,5 V)
- Dimensões: 340(L)x239(P)x58(A)mm

Contém LEDs, *Display*, Fotorresistor, Alto-falante, Antena, Transformador, Capacitor Variável, Potenciômetro, Chave, Teclas, *Proto-board*, Circuitos Integrados (NAND, NOR, Contador, Decodificador, *Flip-Flop*, Amplificador de Áudio), Transistores, Diodos, Capacitores, *Trimpot*, Fone de Ouvido e Resistores.

Acessórios: Manual de Experiências + Conjunto de componentes e Cabos.



MK-118 R\$ 99,00 + desp. de envio

Características:

- Conjunto de 118 experiências.
- Alimentado por pilhas.
- Algumas das experiências: Rádio AM, Ventilador Automático, Sirene de Bombeiro, Som de Fliperama, Telégrafo, Farol Automático e muito mais.
- Dimensões 280(L)x190(A)mm

Contém: Circuitos Integrados (musical, alarme, sonoro e amplificador de potência), Capacitores Eletrolíticos, Cerâmicos, Resistores, Variável, Fotorresistor, Antena, Alto-falante, Microfone, Lâmpadas, Chave comum e Telégrafo, Transistores PNP e NPN, Amplificador de Alta Frequência, Base de montagens, Hélices e Barra de Ligação.

Acessórios: Manual de experiências ilustrado.



MK-904 R\$ 619,00 + desp. de envio

Características

500 experiências, com circuitos eletrônicos e programação de microprocessadores, divididas em 3 volumes:

Hardware - Curso de Introdução: Introdução aos componentes, Pequenos Blocos Eletrônicos, Circuitos de Rádio, Efeitos Sonoros, Jogos Eletrônicos, Amplificadores Operacionais, Circuitos Digitais, Contadores, Decodificadores e Circuitos de Testes e Medidas. - Curso avançado: Aprimoramento dos conhecimentos adquiridos na etapa anterior, dividida nos mesmos grupos.

Software - Curso de Programação: Introdução ao Microprocessador, Fluxograma de Programação, Instruções, Formatos e Programação.

- Conectores simples em terminais espirais.
- Alimentação: 6 pilhas (1,5 V)
- Dimensões: 406(L)x237(P)x85(A)mm.

Contém:

LEDs, *Display* de 7 segmentos, Fotorresistor, Fototransistor, Alto-falante, Antena, Transformador, Capacitor Variável, Potenciômetro, Chave, Teclas, Microprocessador com LCD, Teclado, *Proto-board*, Circuitos Integrados (NAND, NOR, Contador, Decodificador, *Flip-Flop*, Temporizador, Amplificador de Áudio e Operacional), Transistores, Diodos, Capacitores, Fone de Ouvido e Resistores.

Acessórios: Manual de Experiências (3 volumes) + Conjunto de Componentes e Cabos para Montagem



Ampla rede de Assistência Técnica no País

Compre agora e receba via SEDEX - LIGUE JÁ pelo telefone:
(11) 6942-8055 - SABER MARKETING DIRETO.

ESCOLAS

MATERIAL ADEQUADO À NOVA LDB - PREÇOS ESPECIAIS PARA MAIS DE 10 PEÇAS.

INSTRUMENTAÇÃO

Toda a linha Minipa
sob consulta



MULTÍMETROS

ALICATES AMPERÍMETROS

PROGRAMADORES E TESTADORES

INSTRUMENTOS PORTÁTEIS

INSTRUMENTO DE BANCADA

ACESSÓRIOS

INSTRUMENTOS PARA TELECOMUNICAÇÕES

ENVIAMOS PARA TODO O
TERRITÓRIO NACIONAL - FAÇA
SUA COTAÇÃO POR: E-MAIL:
vendas.saberpublicidade@edsaber.com.br
OU FAX (11) 218-3366 E (11) 294-
0286 - PEDIDO MÍNIMO R\$ 1.400,00



SABER MARKETING DIRETO
(23 ANOS VENDENDO
À DISTÂNCIA)

Programação Delphi para Eletrônica

Eduardo Divino Dias Vilela
eddv@mailbr.com.br

Finalizando esta série de artigos veremos nesta lição alguns detalhes a respeito do código do componente desenvolvido na última lição, bem como o editor de imagens do Delphi que será utilizado para criar um arquivo de recursos – o ícone do nosso componente TLCD e, por fim, veremos alguns outros tópicos que podem ser somados à ferramenta Delphi, de forma a se ter várias possibilidades de um sistema eletrônico/PC completo, útil para supervisão, controle e aquisição.

A tarefa de se escrever um componente não é algo muito rotineiro, pois além de ser trabalhosa, não se trata apenas de algoritmo: requer um conhecimento maior a respeito do funcionamento do ambiente Delphi.

Entretanto, é algo que deve ser alcançado, pois ao se alcançar este ponto, a ferramenta Delphi é muito melhor compreendida e até mesmo 'desmistificada', uma vez que a filosofia da mesma já está em parte assimilada. Observe a figura 1.

Como vimos na lição passada, existem algumas seções que são criadas pelo *expert* que não foram comentadas, e constituem o esqueleto do componente.

PRIVATE

Esta palavra-chave indica que a parte do código declarado nesta seção não será visível fora desta unidade (a unidade que declara a classe). A maior utilidade do uso do *private* é

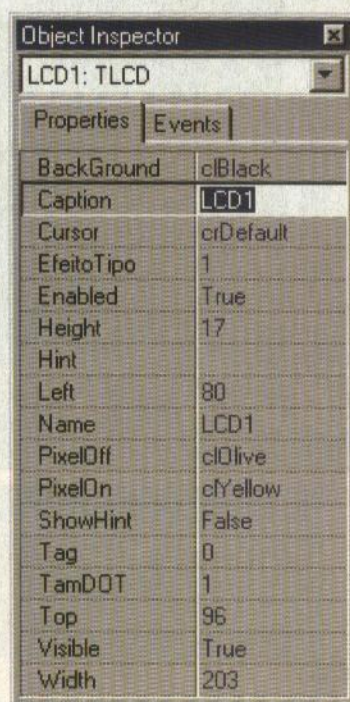


Fig. 1 – Itens 'Published'.

porque todo código declarado nesta seção está 'escondido' do usuário do componente. Assim, é possível ao criador do componente fazer uma melhora no algoritmo de um procedimento sem que esta alteração afete o código já escrito pelo usuário do componente. Eis o encapsulamento.

PROTECTED

Neste caso, o código definido na seção é protegido apenas parcialmente: ele é visível dentro da unidade que declara a classe (como no caso do

private), e mais: é visível em todas as classes herdeiras dela, entretanto, não é visível na *unit* que utiliza a classe.

Exemplo: na classe TLCD, a *procedure* 'Decodificador' é visível dentro de toda a *unit* LCD, e será visível em qualquer outra *unit* que defina uma classe herdada da LCD. Contudo, na *unit* do *form* do projeto da aula passada, a *procedure* 'Decodificador' não é visível.

PUBLIC

Todos os objetos, variáveis e procedimentos declarados nesta seção são públicos, isto é, eles poderão ser acessados por qualquer código interno ou externo a esta unidade. Deste modo, a parte pública identifica a interface a tempo de execução de nosso componente.

É importante notar que as declarações públicas não aparecerão no Object Inspector; para que apareçam, é necessário declarar em *published* – veja logo a seguir.

A importância desta seção é muito grande, e merece ser projetada com cuidado quando se está projetando um componente.

Quando são projetados componentes, devem ser considerados cuidadosamente quais métodos e propriedades devem ser públicos.

Se o código está correto, isto permitirá a alteração das estruturas de dados e métodos internos do componente sem ter que alterar a parte pública da interface, que continuará

sendo a mesma para o usuário do componente.

PUBLISHED

As propriedades declaradas nesta seção são 'publicadas' no Object Inspector. Isto é, elas definem a interface em tempo de projeto do componente. Uma propriedade que geralmente aparece nesta seção é o 'Caption'.

Outro detalhe importante é como as propriedades publicadas são alteradas. No código do componente, existe a linha que declara a propriedade TamDOT informando seu tipo (inteiro) e informando também que o valor deve ser lido da variável interna FtamDOT (**read**), e para a escrita (**write**) utiliza-se o procedimento SetTamDOT. É através do procedimento que são testados os limites válidos da variável - validação.

ÍCONE DO COMPONENTE

Para finalizar o componente, falta criar o ícone que o representará na paleta de componentes. Quando não se especifica um ícone, o Delphi provê uma imagem padrão, entretanto, o si-

gnificado visual obtido com um desenho que represente bem o componente é excelente. Na figura 2 é ilustrado o editor de recursos gráficos.

Para tanto, utilizaremos o Image Editor, um editor para arquivos de imagens (ICO, CUR e BMP - ícones, cursores e *bitmap*) e também arquivo de recursos (RES e DCR-Arquivo de

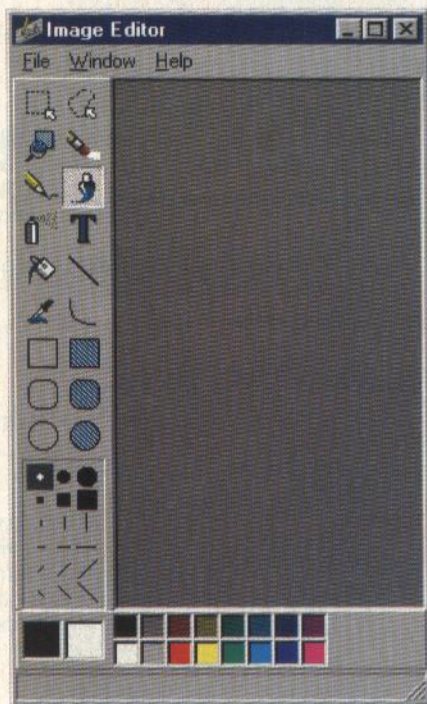


Fig.2 - O editor de recursos gráficos.

recursos para componentes) que pode conter um dos três tipos anteriores. Utilizaremos o arquivo do tipo RES - este arquivo pode conter vários outros tipos de recursos que, quando compilados, podem ser agregados a um programa executável. Para resolver o nosso problema, que é gerar um ícone para o componente, basta criar um arquivo DCR (menu **File/New...**) com uma imagem bitmap, com as seguintes características: tamanho 24x24 e 16 cores (veja figura 3). No menu **File/New...** cria-se o arquivo DCR vazio, e para acrescentar a imagem, deve-se clicar com o botão direito do mouse sobre a janela vazia do DCR, e escolher a opção **New/Bitmap** no menu "pop-up" que aparece.

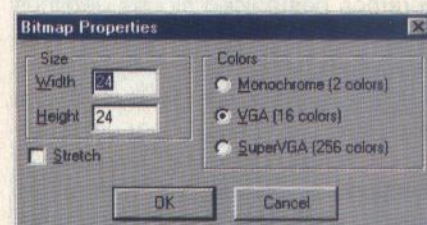


Fig.3 - Propriedades do *bitmap* do componente.

Após inserir um *bitmap* do DCR, é mostrada a tela (matriz) de edição da imagem, semelhante ao programa Paint, do Windows, a partir daí é criar o desenho, pixel a pixel. Veja a fig. 4.

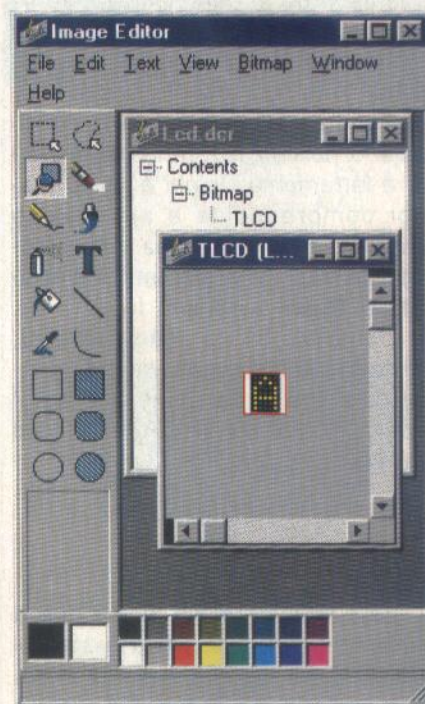


Fig.4 - Editando o ícone.

```
unit LCD;
```

```
interface
```

```
uses
```

```
Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs;
```

```
type
```

```
TLCD = class(TGraphicControl)
```

```
private
```

```
    { Private declarations }
```

```
protected
```

```
    { Protected declarations }
```

```
public
```

```
    { Public declarations }
```

```
published
```

```
    { Published declarations }
```

```
property TamDOT :integer read FtamDOT write SetTamDOT;
```

```
...
```

```
end;
```

```
...
```

Esqueleto do código.

Após finalizar a arte, deve-se salvar o arquivo com o mesmo da *unit* que define o componente, obviamente com a extensão DCR. A seguir, é só instalar (ou reinstalar) o componente, tendo o cuidado de copiar não só a *unit* que define o componente como também o arquivo DCU com o ícone do componente, para a pasta de componentes instalados que você já deve ter criado.

Se for instalar pela primeira vez, proceda como de costume, entretanto, se você já tiver instalado o componente sem o seu ícone 'personalizado', faça da seguinte forma: copie o arquivo DCU para junto do arquivo PAS do componente, e tente instalar o componente mais uma vez. O Delphi irá dar um aviso indicando que o componente já está instalado, e mostrará a janela da figura 5 - ou algo parecido, dependendo da versão - onde um dos itens é a *unit* do componente. Selecione-a e clique no botão **Remove** e depois clique em **Add** para acrescentar novamente. Ao ser acrescentada, o Delphi irá encontrar também o arquivo DCU que especifica a imagem do componente, e associará a mesma assim que o código do componente seja compilado novamente através

do botão **Compile**, respondendo afirmativamente à pergunta feita. Após isso, feche esta janela respondendo afirmativamente a respeito de salvar o código compilado. Pronto, o ícone já deverá estar na paleta de componentes. Na figura 6 é mostrado o TCLD instalado.

LINKS DELPHI

Como uma extensão desta última lição, sugiro alguns bons *sites* a respeito de Delphi.

Existem vários *links* nacionais e internacionais sobre Delphi, entretanto, estes três se destacam pela quantidade e qualidade de material - são eles: o Delphi Super Page, o Torry e o UNDU.

Estes três *sites* possuem vasto material, que vai desde artigos técnicos abordando um determinado problema e a implementação da solução, "dicas", jornal eletrônico, componentes para todos os fins, grupos de discussões, material para *download* (arquivos de ajuda, correções do Delphi, etc), aplicações completas com código fonte, *links* para outras páginas, enfim, uma quantidade de informação

muito grande e útil para aqueles que querem se aventurar como autodidatas.

Torry: www.torry.net

Undu: www.undu.com

Delphi Super Page: sunsite.icm.edu.pl

Vale a pena visitar estes *sites*, mas reserve um bom tempo para isso, pois tem muita coisa interessante. Compensa até mesmo criar uma biblioteca de "dicas" e artigos: não serão raras as vezes em que ela poderá gerar uma preciosa economia de tempo.

OUTRAS APLICAÇÕES

Existe uma variedade muito grande de tecnologias que podem empregar o Delphi, de forma a se tirar proveito dos recursos visuais e da facilidade de programação da linguagem. Apenas para mencionar algumas, tem-se várias interfaces:

- Porta USB, para transferência rápida de dados
- Interface MIDI para tratamento de sinais analógicos (A/D e D/A)
- Interfaces IEEE 488/GPIB comuns em dispositivos de automação
- Interface I²C da Philips
- Barramento RS-485
- Interconexão com placas de instrumentação virtual (National Instruments)
- Implementação de protocolos de rede TCP/IP (componentes nativos)
- Controle de malhas em Open-Loop, Simple Closed-Loop, Controle PID e Controle Fuzzy
- Filtros Digitais
- etc...

Futuramente, estes temas poderão ser focalizados em projetos práticos, em artigos publicados nesta revista, ou mesmo como resultado do concurso de projetos eletrônicos envolvendo Delphi.

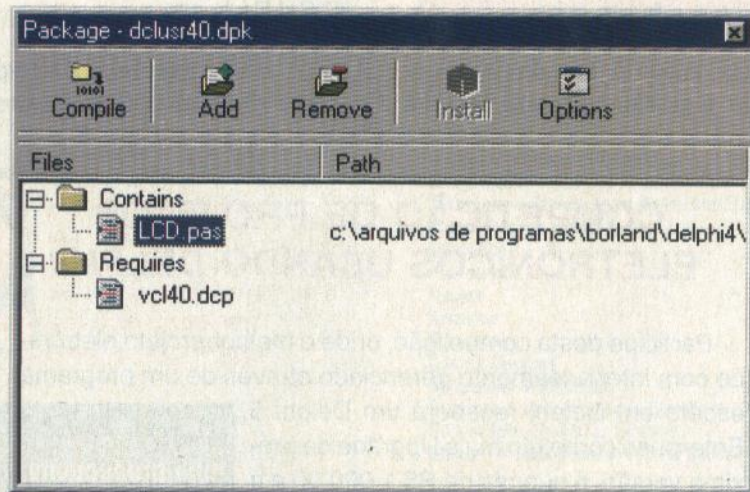


Fig.5 - Pacote do usuário.

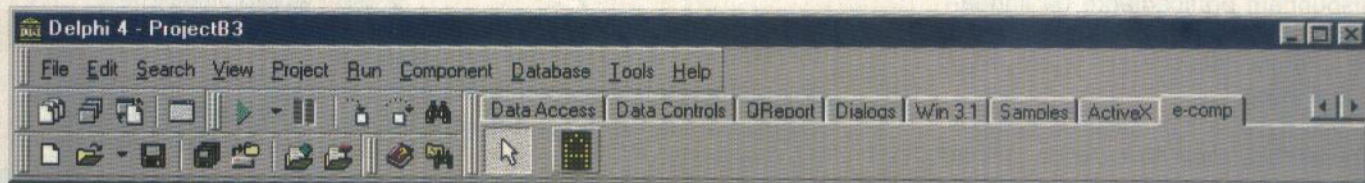
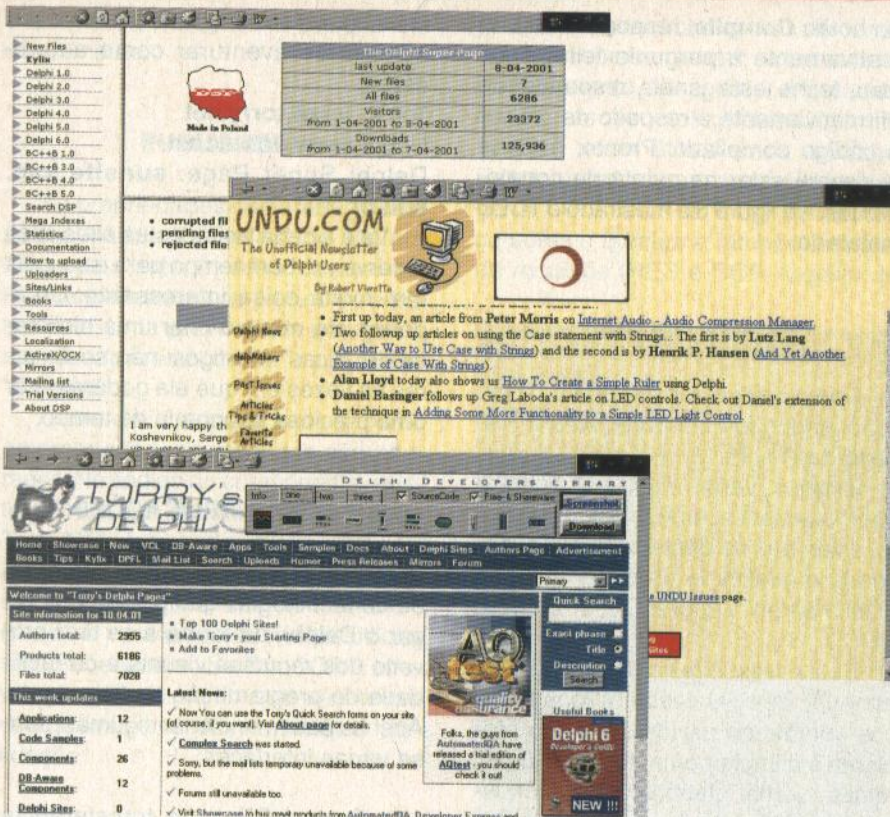


Fig. 6 - A barra de componentes com o TCLD instalado



KYLIX - DELPHI PARA LINUX

Até o momento estudamos e aplicamos o Delphi para a plataforma Windows, sistema este que vem dominando o mercado de PCs, mas já faz um bom tempo que o Linux vem crescendo, destacando-se por ser um sistema muito estável e de graça. Isto está elevando o número de usuários corporativos do Linux como servidor de dados e, graças ao sistema de código aberto, ele está em constante evolução e aumento de operabilidade, o que tem contribuído para difundir-lo entre os usuários não-corporativos. E neste estágio de evolução, a Borland acaba de lançar o Kylix – a primeira ferramenta de programação visual para o Linux, o que pode gerar uma revolução na comunidade Linux, pois para se fazer algo para este ambiente, até o momento os programadores dispunham praticamente da linguagem C, sem nada de visual, o que torna a tarefa de programar muito mais trabalhosa.

No Kylix, a biblioteca de componentes VCL, que no caso do Delphi implementa as funções para se trabalhar no ambiente Windows, foi substituída pela CLX, que realiza funções semelhantes no Linux. Assim, a interface permanece igual, mesma linguagem (Object Pascal) e ambiente visual, o que torna fácil e rápida a migração para a ferramenta.

É importante considerar o Kylix, pois muita coisa pode mudar a partir de agora, e geralmente perceber uma

mudança antes dela ocorrer é muito útil.

CONCLUSÃO

Com esta lição finalizamos a continuação da série de artigos aplicando Delphi à Eletrônica, onde abordamos em um pequeno aplicativo aspectos fundamentais do estilo de programação orientada a objetos, um modelo de programação que tem muito a oferecer em termos de rendimento e qualidade, encerrando por construirmos o nosso primeiro componente. A partir de agora, o leitor já tem bastantes subsídios para desenvolver suas próprias interfaces e aplicativos realmente funcionais, para resolver um determinado problema, ou simplesmente para melhor controlar um sistema eletrônico, tratando de forma adequada um dos bens mais valiosos destes tempos: a informação.

Aos inúmeros leitores que nos enviaram e-mails, agradecemos as sugestões e incentivos.

Sempre que possível, foi, é, e será um prazer ajudá-los.

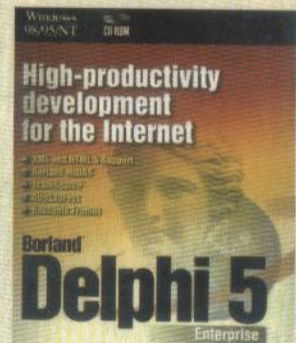
"Um homem vale pelo que pensa, pensa pelo que sabe e sabe pelo que lê" Rui Barbosa

Obs: Não deixe de participar da competição de projetos.

COMPETIÇÃO DE PROJETOS ELETRÔNICOS USANDO DELPHI

Participe desta competição, onde o melhor projeto eletrônico com interfaceamento gerenciado através de um programa escrito em Delphi receberá um Delphi 5 Enterprise completo mais Upgrade da próxima versão, a quantia de R\$ 1.000,00 e a publicação na revista Saber Eletrônica.

Inscreva seu projeto até o dia 11 de junho/2001 preenchendo o formulário em nossa home page www.sabereletronica.com.br/competicao. Os projetos deverão ser entregues até 10 de agosto/2001.



Instituto Monitor: de longe, a melhor opção para sua carreira.

**Mais de 5 Milhões de alunos
já se matricularam no
Instituto Monitor, em seus
62 anos de existência, e
constataram que aprender é
muito fácil e acessível!**

O Instituto Monitor coloca à disposição do aluno uma estrutura nota dez: bons professores, bons materiais de estudo e o melhor atendimento.

Nossos cursos são ministrados a distância: você escolhe a melhor hora e lugar para aprender, sem compromissos com horários ou transporte.

**Não é preciso freqüentar aulas.
Qualquer pessoa pode estudar!**



**Peça catálogos
informativos, grátis e
sem nenhum
compromisso por carta,
telefone, fax, e-mail ou
pessoalmente em
nossos escritórios.**

Visite nosso site:
www.institutomonitor.com.br

Curso de

Eletrônica

Estudando Eletrônica você passa a conhecer melhor o mundo em que vivemos, onde ela está presente em todos os setores. O progresso vertiginoso da Eletrônica está sempre requerendo, cada vez em maior número, profissionais altamente qualificados para projetar, desenvolver e manter os diferentes sistemas eletrônicos. O Instituto Monitor emprega métodos próprios de ensino aliando teoria e prática. Isto proporciona um aprendizado eficiente que habilita o profissional em eletrônica a enfrentar os desafios do dia-a-dia, através de lições simples, acessíveis e bem ilustradas.

Curso de

Chaveiro

Imagine quantas pessoas estão precisando, neste exato momento, fazer cópias de chaves, descobrir ou mudar segredos de fechaduras, abrir carros, residências ou cofres... O curso de Chaveiro do Instituto Monitor ensina a você todos os segredos da profissão e, em pouco tempo, você dominará os conhecimentos teóricos e práticos para consertar ou mudar segredos de fechaduras Gorgos e Yale, cadeados, travas de carros e cofres, fazer cópias de qualquer tipo de chave, com ou sem máquina. Você só terá que procurar um ponto comercial, de apenas 2 m², se estabelecer e pronto. Você já tem a chave para começar a ganhar um bom dinheiro!

Outros Cursos:

CALIGRAFIA
ELETRICISTA
LETRISTA E CARTAZISTA
FOTOGRAFIA
DESENHO ARTÍSTICO E PUBLICITÁRIO
SILK-SCREEN
MONTAGEM E REPARAÇÃO DE APARELHOS ELETRÔNICOS
BOLOS, DOCES E FESTAS
CHOCOLATE
PÃO-DE-MEL
LICORES
SORVETES
BIJOUTERIAS
CORTE E COSTURA
MANEQUINS & MODELOS
DIREÇÃO E ADMINISTRAÇÃO DE EMPRESAS
GUIA DE IMPLANTAÇÃO DE NEGÓCIOS
MARKETING PARA PEQUENOS EMPRESÁRIOS

Curso de

Eletricista Enrolador

O curso de Eletricista Enrolador conduz você ao caminho certo, capacitando-o a exercer essa importante profissão num tempo muito curto e sem qualquer dificuldade. Você poderá trabalhar numa das indústrias eletromecânicas que necessitam de profissionais realmente capazes em suas seções de enrolamento de motores, pagando com altos salários e muitos benefícios. Caso você queira trabalhar por conta própria, o curso também o prepara para isso. Em sua oficina, você pode dedicar-se ao reparo de motores queimados, enrolando-os novamente e colocando em condições de serem reaproveitados. É um serviço que requer qualificação profissional, sendo por isso muito bem pago.

Cursos Técnicos

**Ensino Fundamental e Médio
Autorizados pelo CEE***

* Parecer CEE 650/99 publicado no DOE 10/12/99

- Supletivo de Ens. Fundamental
- Supletivo de Ens. Médio
- Técnico em Eletrônica (com CREA)
- Técnico em Transações Imobiliárias - Corretor de Imóveis (com CRECI)
- Técnico em Secretariado (com DRT)
- Técnico em Contabilidade (com CRC*)
- Técnico em Informática



**INSTITUTO
Monitor**

FORMANDO TÉCNICOS DESDE 1939



Caixa Postal 2722 • CEP 01060-970 • São Paulo - SP
Rua dos Timbiras, 263 • Centro • São Paulo - SP
e-mail: monitor@uol.com.br
www.institutomonitor.com.br

PEÇA PELO TELEFONE:

(11) 3224-8350

Sr. Diretor, desejo receber, grátis e sem compromisso, mais informações sobre o curso de:

Nome: _____

End.: _____ Nº: _____

Bairro: _____

Telefone: _____ e-mail: _____

CEP: _____ Cidade: _____ Est.: _____

TENDÊNCIAS DE MERCADO

Engº Marcelo Thalenberg
evento@avnet.com

Mercado de Componentes Eletrônicos, Preços e Tendências

No último mês notamos uma mudança radical no mercado de componentes eletrônicos americano, como vocês poderão notar na tabela abaixo; o prazo de entrega médio dos fabricantes está de imediato a 8 semanas para grande parte dos itens genéricos, e alguma redução de custo em diodos e circuitos lineares. Os dados da tabela 1 foram retirados do site <http://www.avnetmarshall.com/dynamic/barometer.cgi> e mostram os preços em US\$ praticados no mercado americano e prazos de entrega em semanas para outros itens. Visite o site.

Socorro! Preciso adquirir uma unidade de um componente!

Aqui no Brasil muitos engenheiros e estudantes pensam que têm direito a amostras grátis sem compromisso. A política dos fabricantes de componentes eletrônicos é muito clara. Amostras devem ser fornecidas a clientes que têm um potencial de consumo a realizar, e os fabricantes exigem de seus distribuidores autorizados informações como:

Qual a empresa? Qual o projeto? Qual a estimativa anual de vendas? Qual a data estimada de lançamento? E então avaliam o potencial econômico do fornecimento de amostras para liberá-lo.

Em alguns sites de fabricantes existem páginas para solicitar amostras, os quais não são válidos para o Brasil em relação de experiências negativas em que o custo do frete e perdas devido ao requisitante não haver liberado da

alfandega por falta de pagamento do imposto de importação, mostraram que o investimento não compensava.

Programas universitários: Quase todos os fabricantes possuem programas universitários; consulte o site do fabricante e verifique se é válido para o Brasil.

Caso você não se encaixe em nenhuma das situações anteriores, existem distribuidores especializados em atender a sua aquisição (de uma a duas peças) com muito prazer e até pelo correio, como a Farnell <http://www.farnell.com/brasil/index.html> no Brasil e a Alliance nos Estados Unidos.

Empresas e Produtos

Sua empresa utiliza diodos, transistores e TRIACs?

As principais marcas atuais mudaram por aquisição ou fusão.

Os TIPs e TICs da Texas chamavam-se Power Innovation, mas foram adquiridos pela Bourns.

Os MACs da Motorola agora são ON SEMI.

Os diodos da GI agora são General Semiconductors.

Você conhece a Sfernice? É a marca de *trimpots* e potenciômetros da Vishay e Dale.

Bourns aumenta sua linha de protetores de transientes adquirindo, além da Power Innovations da Inglaterra, as linhas de protetores de comunicação como: Gas Discharge Tubes (GDT) incluindo Multi Stage Protectors (MSP), protetores de linha telefônica, Irrigação, Petróleo, CATV Coax Protectors da JESC, de Chicago.

Projetos

1- Vai faltar energia elétrica?

A falta de energia elétrica é uma oportunidade para uma série de produtos no mercado, tais como: controladores de demanda, controladores de fase, medidores de energia elétrica com acesso remoto (permitem medir o consumo em tempo real e detectar roubos de energia (*gatos*) pela análise em tempo real do consumo) controles de iluminação ou ar condicionado por sensor de presença, controle de motores, e já existem excelentes projetos com DSPs consulte o seu distribuidor a respeito.

2-Medições de Áudio

Como medir a distorção, potência, relação sinal/ruído do seu amplificador de áudio, digital ou analógico? Visite o site: www.audioprecision.com e se precisar de mais detalhes mande um e-mail para josep@audioprecision.com em português mesmo.

3-Convertedores DC-DC

O que é melhor: adquirir um módulo pronto ou projetar o seu conversor?

A Tyco Power (ex-Lucent Power) <http://power.tycoelectronics.com> fornece conversores prontos e no site você pode avaliar produtos pelas características dc-dc que necessita.

A Texas Instruments tem a linha de circuitos Power Trends para conversores, veja em: www.ti.com/power Trends

A IR (International Rectifier) também tem muitos componentes para a área, veja em www.irf.com.

Tenho cerca de 20 CDs e databooks para enviar para engenheiros de projetos que solicitarem pelo e-mail evento@avnet.com identificando a sua empresa e o projeto que tem em andamento.

Itens Obsoletos

A ST anunciou que a família M29F100xxx FLASH Memory 1Meg x8/x16 foi descontinuada

O portal www.chipcenter.com possui um serviço de informação sobre itens obsoletos (componentes que deixaram de ser fabricados).

Tabela 1 - Março 2001

<http://www.avnetmarshall.com/dynamic/barometer.cgi>

	Preço atual US\$	Previsão 3 meses	Prazo de entrega em semanas	Previsão 3 meses
ANALOG/LINEAR				
Op Amp & Comparators	\$0.87	Em queda	Estoque-8	Estável
Interface	\$1.12	Em queda	Estoque-8	Estável
Voltage Regulator	\$0.46	Em queda	Estoque-8	Estável
Power Management	\$1.14	Estável	10	Estável
Switches & Multiplexers	\$1.53	Estável	10	Estável
Standard Discrete				
Small Signal DO35	\$0.02	Estável	6-8	Estável
Small Signal SOT23	\$0.03	Em queda	6-12	Estável
Zener Diode DO41	\$0.04	Estável	8	Estável
Zener Diode SOT23	\$0.04	Em queda	8	Estável
Bipolar Transistors TO218	\$1.15	Estável	8	Em queda



TSA

EM NOTÍCIAS

JEFF ECKERT

TECNOLOGIAS AVANÇADAS

Primeiro Supercondutor de Plástico do Mundo

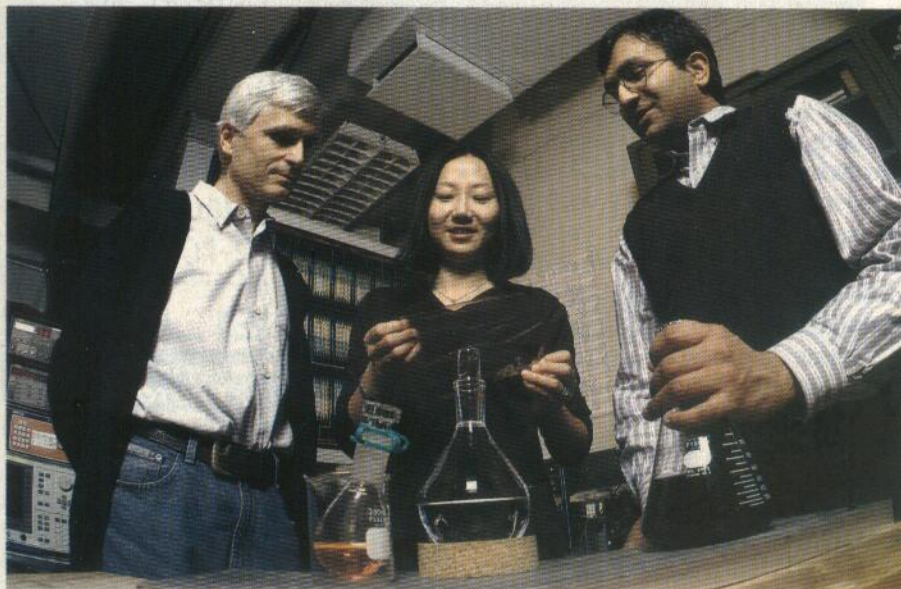
Cientistas da Bell Labs (www.bell-labs.com) criaram o primeiro material plástico em que a resistência à corrente elétrica desaparece abaixo de certa temperatura.

Trata-se de um material barato e que pode ser usado em supercomputação quântica, na eletrônica de supercondutores que poderão aparecer nos próximos anos.

Este material surgiu depois de 20 anos de busca por polímeros orgânicos que pudessem agir como supercondutores. Enquanto materiais polímeros que conduzem eletricidade já eram conhecidos desde os anos 70, criar as propriedades supercondutoras estava muito difícil.

O desafio era superar o aspecto aleatório das estruturas dos polímeros (similares do espaguete embaraçado) que impedia as interações necessárias ao aparecimento da supercondutividade. Depositando fil-

mes finos do material em camadas, as moléculas do polímero foram obrigadas a se alinhar umas com as outras (parecendo o espaguete na caixa) e, em lugar de dopá-las com impurezas químicas para mudar suas propriedades elétricas, os pesquisadores removeram elétrons do material, que foi denominado politiofeno. Como resultado, o politiofeno se tornou supercondutor a -270°C . De acordo com os laboratórios da Bell, usando os mesmos princípios, muitos outros materiais orgânicos podem se tornar supercondutores.



Christian Loc, Zhenan Bao e Ananth Dodabalapur fazem parte de uma equipe dos Laboratórios Bell que fabricou o primeiro supercondutor de plástico do mundo. Nesta foto eles estão mostrando uma solução do polímero orgânico que apresenta supercondutividade em baixas temperaturas –

Foto cortesia da Bell Labs.

COMPUTADORES E REDES

As Velocidades de Clock Podem Tornar-se Irrelevantes

As velocidades dos *clocks* sempre foram associadas ao desempenho dos computadores. Mais megahertz significam maior produtividade. Hoje, os sistemas computadores não são apenas limitados pela velocidade de seus *clocks* e a sua performance está mais afetada por barramentos lentos, periféricos, sobrecargas do sistema e outros fatores, mais do que o simples modo de processar. Como resultado, comprar um computador baseando-se somente na velocidade do *clock* é como comprar um carro tendo por referência apenas a potência do motor. É uma marca de desempenho

interessante, mas dificilmente conta tudo sobre o desempenho do sistema.

Isso complica as coisas para os compradores e vendedores, que não desejam simplesmente fazer uma compra inteligente baseados num simples número (como se isso fosse possível!). E a situação ficará mais complexa se alguns dos projetistas da Sun Microsystems (www.sun.com) conseguirem seu intento. Na recente conferência Async 2001, Ivan Sutherland (da Sun) sugeriu que o melhor caminho para a próxima geração de computadores seria eliminar completamente o sistema de *clock*.

A arquitetura FleetZero da empresa, que ainda está em desenvolvimento, usa *chips* assíncronos que não ligam sua operação ao *clock* interno do computador, eliminando assim o tempo de espera entre os "tics". A pesquisa na Sun mostrou que os *chips* microprocessadores atuais operam com algo em torno de 5% do seu potencial, porque os tempos de comunicação dos transistores são lentos demais para poderem ser sincronizados com o *clock* externo. Testes de bancada com os *chips* FleetZero demonstraram uma capacidade de operação de 1,2 bilhões de itens de dados por segundo, e simulações sugerem que isso é apenas um começo modesto. Sutherland especula que um *chip* FleetZero deverá sair dentro de 5 anos, o que significa que não poderemos ver um deles em algum PC brevemente.

PENTIUM 4 DESAPONTA

De modo a confirmar o fato de que *clocks* mais rápidos não significam necessariamente melhor performance, o Pentium 4 de 1,5 GHz, da Intel, que começou a ser fornecido no ano passado é um exemplo.

Apesar de seu desempenho elevado em jogos e outras aplicações gráficas mais pesadas, sua performance quando rodando softwares básicos foi desapontadora. A revista PC World (www.pcworld.com), por exemplo, testou um Dell Dimension 8100, um IBM NetVista A601 e um Gateway Performance 1500, todos com 256 MB de RAM e rodando o Windows Millennium.

Os três foram batidos por um Micron Millennia Max XP, que usa um

Athlon da AMD de 1,2 GHz e por um Pentium III de 1 GHz usado num Gateway Performance 1000. Os testes divulgados pelo CNET (cnet.com) tendem a afirmar que 48% dos entrevistados que participaram dos testes deram cotações negativas para o Pentium 4.

Isso significa apenas uma fase temporária para o *chip*, já que ele deverá ser descartado quando aparecer o novo chip de 3 GHz previsto para sair em meses ou anos... Mas, o problema hoje é que os sistemas Gateway, Dell e IBM são vendidos por 3999, 3559 e 2999 dólares, respectivamente, o que representa preços elevados para um desempenho questionável.

Estas podem não ser boas notícias para a Intel, que recentemente anunciou o corte de 500 empregos para os próximos 9 meses, já que suas vendas para o primeiro trimestre estão 25% abaixo do esperado. A empresa também está cortando fundos para pesquisa e desenvolvimento em 15% de modo a cobrir as despesas.

SITE DA WEB FORNECE DADOS DE SEGURANÇA

Se você tem dúvidas sobre a segurança de seu sistema de computadores deverá visitar o *site* da ICAT (icat.nist.gov/icat.taf) que tem um *index* pesquisável de informações sobre como você pode estar vulnerável a ataques de *hackers*. Mais de 2300 vulnerabilidades de computadores e redes são listadas e organizadas de acordo com os padrões CVE (*Common Vulnerabilities and Exposures*), da Mitre Corp.

Usando o índice ICAT você pode acessar informações por vendedor, produto, versão ou ainda palavras-chave e sua pesquisa pode ser estreitada ainda mais de acordo com o sistema de operação, tipo de dispositivo, gravidade do problema e outros fatores.

Por exemplo, uma pesquisa em Microsoft Word resulta em 5 vulnerabilidades médias-altas, que podem ser exploradas por *hackers*. O ICAT é um produto da Computer Security Division do Instituto Nacional de Padrões e Tecnologia (NIST). Dê uma olha da agora, antes que os *hackers* o prejudiquem. ■

TELEMARC

CÂMERAS DE VÍDEO SEM FIOS
EM 900MHz, 2.4GHz E 5.12GHz



AMPLIFICADORES DE RF ATÉ 5000 WATTS
ANTENAS PARA VHF, UHF e SHF
COMPRESSORES DE ÁUDIO
EQUIPAMENTOS DE MEDIÇÃO
GERADORES ESTÉREO PROFISSIONAIS
LINKS DE ÁUDIO E VÍDEO
PLACAS OSCILADORA MODULADORA PLL
PROCESSADORES DE ÁUDIO
TRANSMISSORES DE FM HOMOLOGADOS

TELEMARC IND.COM.
RUA GUAÍRA 330 - V. PERRACINE
POA - SÃO PAULO - FONE (11) 4636-0476
SITE: <http://www.telemarc.com.br>

Anote Cartão Consulta nº 16041

Montagem de pequenas placas a custo competitivo

Só nos tratamos suas pequenas placas como gente grande! A montagem de pequenas placas sempre foi um problema para as empresas, a Luxis pode oferecer-lhe custo e qualidade inigualáveis para este seguimento além de oferecer os melhores produtos em:

- Dimmers;
- Brindes eletro-eletrônicos;
- Sensores de temperatura;
- Chaves para ventilação.



R. Padre Maurício, 45 - V. Invernada - SP/SP
Tel: (0xx11) 6965-6254 - FAX: 6965-0684

Anote Cartão Consulta nº 17041

Máquina para soldar placas de Circuitos Impressos

- Fluxo com borbulhamento de ar pneumático.
- Exaustores de fumaça e gases comcano expansível até 1m.
- Regulador de temperatura do estanho com mostrador digital (50 até 305°).
- Contador automático de tempo de solda.
- Potência 1,5 kW
- Alimentação 110 ou 220V
- Bandeja em aço inox
- tamanho 165x235x40mm
- Medidas da máquina 80x50x30cm



Exaustor de Bancada
Potência 18W
Alimentação 110 ou 220V
Produtividade 1,8 m³/min
Cano expansível até 0,5m
Medidas 11x22x17cm



M>

Fone/Fax: (0**54) 221-7083
Rua Marechal Floriano, 1412 / A
95020-372 Caxias do Sul - RS
E-mail: mgt@az.com.br

Anote Cartão Consulta nº 18041



CIRCUITO IMPRESSO PROTÓTIPOS

RESOLVA DEFINITIVAMENTE SEU PROBLEMA DE CONFEÇÃO DE PLACAS DE C.I. COM NOSSO KIT, SISTEMA FOTOGRÁFICO DE BAIXO CUSTO E ALTA QUALIDADE, MATERIAIS C/ REPOSIÇÃO GARANTIDA; PRATICIDADE E ÓTIMOS RESULTADOS. TEMOS TAMBÉM BANHOS PARA METALIZAÇÃO DE FUROS



6642-1118

Rua Oxford, 318 - Penha
artecna@sti.com.br www.artecna.na-web.net
PRODUZIMOS SUA PLACA CONFORME PROJETO

Anote Cartão Consulta nº 13021

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} X(\omega) \cdot e^{j(\omega T_s n)} \cdot d\omega$$

$$X(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot e^{j(-\omega T_s n)}$$



Newton C. Braga

DSP

PARTE V

termos on-
tam as inte-
fundament-
Assim,
um sinal re-
a figura 2,
do por um
frequência
série de b-
descrever
o infinito.
A repre-
se sinal ser-
termos rep-
nentes e o
suas inten-
escrito da

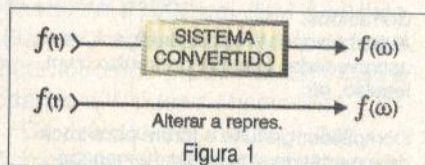
$$f(t) = \frac{1}{2}$$

TRANSFORMANDO SINAIS

Na parte V desta série vimos como projetar filtros empregando os DSPs e de que modo os filtros digitais podem ser considerados muito mais versáteis do que os tipos que usam componentes comuns. Nesta última parte de nossa seqüência vamos tratar do modo como podemos transformar sinais nos domínios de frequência e de tempo para usá-los na programação de DSPs. Daremos uma breve explicação do que é a "Transformada de Fourier" e de como ela é usada tornando-se um dos mais poderosos recursos para o processamento digital de sinais. Aguardem para a próxima edição um artigo práticos.

6.1 - OS SINAIS E SUA REPRESENTAÇÃO

Um dos problemas encontrados na programação dos DSPs é que os sinais aplicados na sua entrada são seqüências de pulsos digitais, ou seja, sinais que são funções do tempo enquanto que o processamento deles em muitas aplicações precisa ser feito, em virtude da sua descrição, como uma função da frequência. Para resolver isso, temos duas alternativas: alterar o sistema para que ele trabalhe em função do tempo ou então representar o sinal como uma função da frequência. Acompanhe a figura 1.



Nos DSPs os dois tipos de solução podem ser adotados na prática.

Com os filtros FIR e IIR, por exemplo, fazemos uma representação do sinal no domínio do tempo para se obter um sinal de saída. Mas, é com a conversão no domínio da frequência que encontramos a maior gama de utilidades para o DSP.

De fato, conhecendo a resposta de frequência de um canal de telecomunicações é possível determinar sua largura para o máximo rendimento. Da mesma forma, pelo conhecimento do espectro de frequências da voz é possível fazer o seu reconhecimento ou ainda sua síntese. Finalmente, podemos citar os analisadores de espectro que hoje fazem parte da maioria dos laboratórios de Eletrônica, dada a utilidade do conhecimento do espectro de frequências de um sinal, principalmente em aplicações relacionadas

com as telecomunicações e compressão digital de imagens.

Para a transformação dos sinais de um domínio para outro entram certos conceitos matemáticos muito importantes. Para os leitores que não dominam esses conceitos sugerimos procurar literatura complementar apropriada como, por exemplo, nos cursos de Cálculo que tratam especificamente das Séries (Taylor, Fourier, etc).

No final deste artigo daremos algumas sugestões de livros sobre o assunto.

Tendo em vista que nosso trabalho nesta série de artigos procura levar ao leitor as bases do funcionamento e uso dos DSPs, apresentaremos alguns recursos matemáticos usados para a transformação de domínio dos sinais de forma mais leve, se possível, sem usar a matemática avançada.

Vamos nos dedicar mais aos conceitos possibilitando que, ao entender sua importância, o próprio leitor procure se aprofundar no assunto adquirindo a necessária base teórica.

6.2 - A SÉRIE DE FOURIER

A idéia básica que envolve a Série de Fourier é a de que "qualquer que seja a forma de onda de um sinal e sua frequência, ele pode ser representado pela soma de uma série de

Nessa
função do
presentar
mos (com
sendo C o
Para a
que toman
ra 2, a rep
Série de F

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left(\sin \right)$$

Veja qu
cada exp
sidade rel
ma o sinal
Na teo
se estende
ria imposs
tipo de ex
qualquer d
Essa e
apenas pa
cos, ou se
terísticas
te.

Na prá
tece, o qu
de utilizar
das.

termos onde os coeficientes representam as intensidades relativas do sinal fundamental e das harmônicas”.

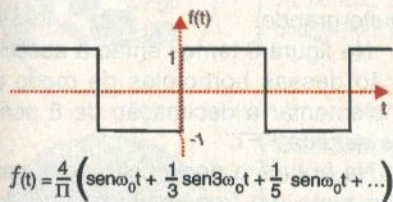
Assim, se tivermos, por exemplo, um sinal retangular conforme mostra a figura 2, ele poderá ser representado por um sinal senoidal na mesma frequência (fundamental) e por uma série de harmônicas com intensidades decrescentes se estendendo-se até o infinito.

A representação matemática desse sinal seria feita por uma Série, cujos termos representam os seus componentes e cujos coeficientes indicam suas intensidades relativas, o que é escrito da seguinte forma:

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + a_1\cos\omega_0 t + a_2\cos\omega_0 t + a_3\cos\omega_0 t + \dots b_1\sin\omega_0 t + b_2\sin\omega_0 t + \dots = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n\cos n\omega_0 t + b_n\sin n\omega_0 t)$$

Nessa representação, o $x(t)$ é a função do tempo que desejamos representar e Σ é a somatória dos termos (componentes) de $-N$ até $+N$, sendo C o valor de cada termo.

Para a forma de onda retangular que tomamos como exemplo na figura 2, a representação expandida da Série de Fourier seria:



Veja que o coeficiente na frente de cada expressão seno (sen) é a intensidade relativa da harmônica que forma o sinal.

Na teoria a série de componentes se estende até o infinito, o que tornaria impossível trabalhar-se com este tipo de expressão para os sinais em qualquer circuito prático.

Essa expressão também é válida apenas para o caso de sinais periódicos, ou seja, sinais em que as características se repetem indefinidamente.

Na prática não é isso o que acontece, o que nos leva à necessidade de utilizar certas expressões derivadas.

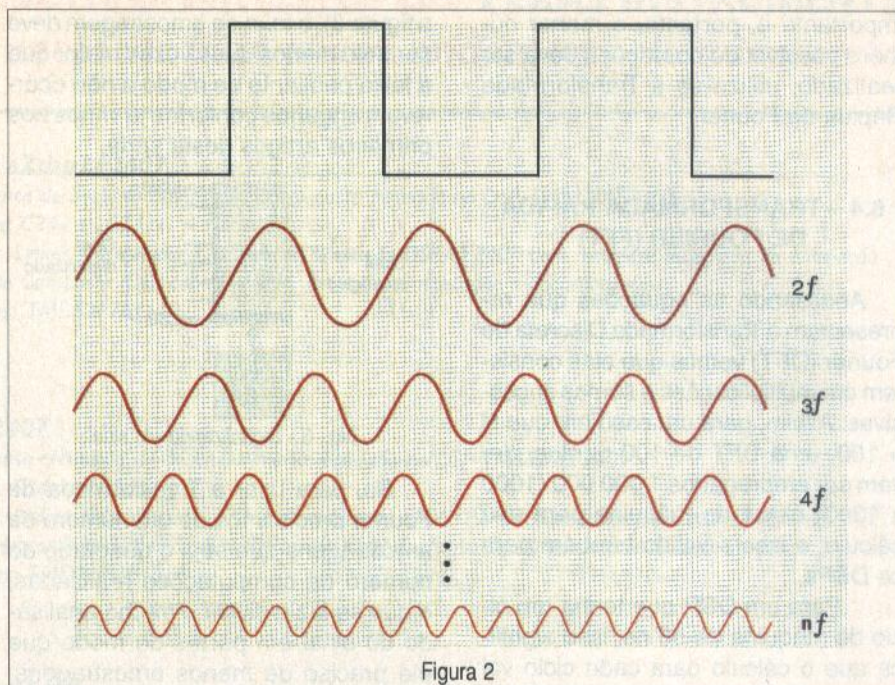


Figura 2

6.3 – A TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

A maioria dos sinais com que os DSPs devem trabalhar não são periódicos, ou seja, não possuem características que se repetem com o tempo.

Para usar a Série de Fourier na representação de sinais do mundo real devem ser feitas modificações.

A modificação introduzida para possibilitar o trabalho com componentes que se estendem até o infinito é a de transformar sua expressão numa integral.

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} x(\omega) \cdot e^{j(\omega T_s n)} \cdot d(\omega T_s)$$

$$x(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot e^{j(-\omega T_s n)}$$

Com essa transformação é possível calcular a resposta em amplitude de um sinal que seja contínuo no domínio de frequência usando o seu domínio de tempo. Esta equação faz parte de um par denominado “Par de Transformadas de Fourier”.

Embora sejam extremamente úteis como ferramentas para cálculos matemáticos elas não podem ser implementadas num DSP porque trabalham num “continuum” de valores, o que impossibilita o emprego de algoritmos que operem com quantidades digitais.

De modo a obter-se um equivalente discreto existe o que se chama de Transformada Discreta de Fourier ou DFT (*Discrete Fourier Transform*). O que se faz neste caso é trocar a representação contínua de valores t por uma representação discreta, ou seja, por uma série de valores como nT .

Para isso são escritas duas novas equações através das quais é possível determinar os coeficientes de um filtro FIR ou IIR, calcular a resposta de frequência de filtros digitalizados ou ainda outros elementos numéricos necessários às aplicações práticas dos DSPs.

No entanto, na prática surgem dois problemas a ser considerados.

O primeiro é que com os sinais do mundo real não se pode trabalhar com a soma de uma quantidade infinita de coeficientes e, além disso, existe a limitação do tempo disponível para a realização dos cálculos.

Esse problema se agrava à medida que devemos trabalhar com sinais de frequências cada vez mais elevadas.

O primeiro problema pode ser resolvido tomando-se um número de coeficientes tal que permita obter uma boa precisão na representação do sinal.

Verifica-se que se desejarmos obter N valores de coeficientes precisaremos realizar $N \times N$ computações.

Para se obter uma aplicação prática nos casos em que a velocidade é

importante e, portanto, o menor número possível de operações deva ser realizado, utiliza-se a Transformada Rápida de Fourier.

6.4 – TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (FFT)

Analisando as equações que representam a Transformada Discreta de Fourier (DFT) vemos que elas consistem em multiplicações e somas sucessivas. Assim, para um caso em que $N = 100$, uma DFT de 100 pontos, devem ser empregados 1 000 000 (1000 x 1000) ciclos de máquina para seu cálculo, e isso é válido também para os DSPs.

Para um DSP que tenha um ciclo de máquina de 50 ns, isso significa que o cálculo para cada ciclo vai demorar 0,05 segundos e, portanto, a máxima velocidade de amostragem ficaria reduzida a apenas 20 Hz.

Em aplicações práticas exigidas pela eletrônica de nossos dias, uma frequência de corte dessa ordem não teria nenhum uso importante.

Entretanto, o que se observa ao trabalhar com sinais periódicos é que existem diversos valores da expressão que se repetem, e isso pode ser previsto eliminando assim a redundância.

Essa redundância é justamente a base de operação da Transformada Rápida de Fourier (FFT) e sua inversa denominada IFFT.

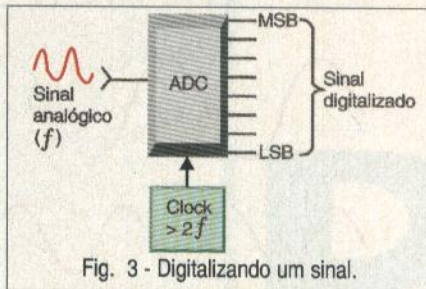
Com menos termos para calcular, o processamento poderá ser muito rápido e a frequência máxima de amostragem poderá ser elevada.

A Transformada Rápida de Fourier consiste na verdade de uma série de diversos algoritmos, cada qual possuindo suas vantagens e desvantagens. A escolha do algoritmo que vai ser usado numa aplicação depende justamente dela.

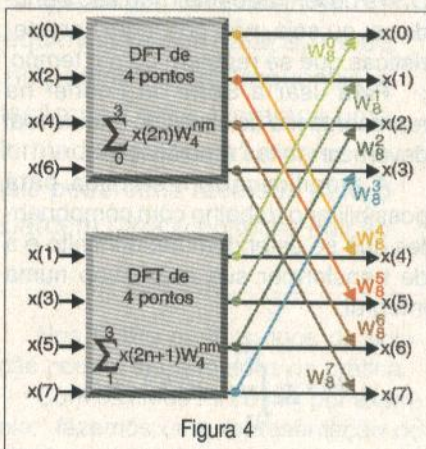
Para entender como funciona esta redução do número de cálculos necessários seria preciso um aprofundamento na matemática, o que não nos cabe fazer nesta série de artigos introdutórios, como já explicamos. Para os leitores interessados no assunto já indicamos a literatura que poderá complementar estes estudos iniciais.

Quando se digitaliza um sinal com um conversor ADC por exemplo (veja

a figura 3), a taxa de amostragem deve ser pelo menos duas vezes maior que a faixa passante de modo a não ocorrerem enganos conforme já vimos nos primeiros artigos desta série.



Se, para usar a Transformada de Fourier precisamos de um número de amostragens que seja o quadrado do número de computações realizadas, o que se faz é dividir o trecho analisado do sinal em partes de modo que ele precise de menos amostragens. Assim, ao dividir por N um desses trechos precisaremos de N^2 computações a menos. O resultado dessa divisão pode ser combinado depois, conforme mostra a figura 4.

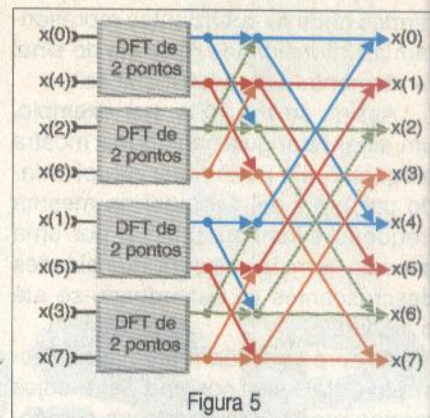


Nesta figura temos a implementação de uma FFT de 8 pontos usando então duas DFTs de 4 pontos.

Para um caso de resolução de 1000 pontos, por exemplo, em que precisaríamos de 1 000 000 de computações como vimos no início, com a divisão em duas DFTs de 500 pontos teríamos a redução dos cálculos para $2 \times (500 \times 500) = 500 000$ pontos.

A redução pode ser feita em escala ainda maior de acordo com a figura 5 onde implementamos uma DFT de 8 pontos usando 4 FFTs de 2 pontos.

Este procedimento pode continuar com a redução cada vez maior até chegar ao máximo que é para uma



DFT de dois pontos denominada "borboleta".

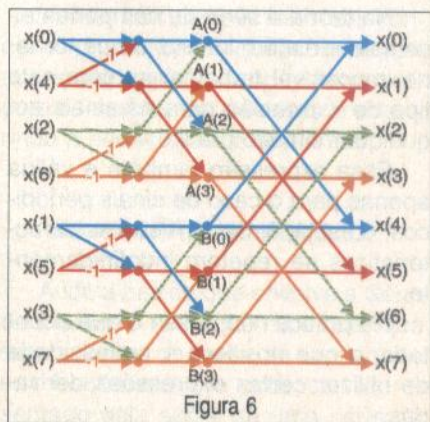
Cada borboleta consiste de uma adição e uma multiplicação. Trabalhando com estas DFT "elementares" temos uma grande simplificação na criação de um programa que realize uma FFT.

Dessa forma, por maior que seja a quantidade de cálculos necessários a um procedimento com uma FFT poderemos sempre reduzi-la a "borboletas" elementares.

Associando essas "borboletas" podemos fazer com que os cálculos para a realização de uma FFT sejam facilmente realizados por um DSP. Em especial, os DSPs são apropriados para trabalhar com FFTs, uma vez que eles são projetados para realizar operações matemáticas numa velocidade muito grande.

Na figura 6 temos então a associação dessas borboletas de modo a implementar a decimação de 8 pontos de uma FFT.

Na prática a decimação pode ser feita tanto em frequência quanto no tempo e para elas estão disponíveis os algoritmos que permitem ao projetista fazer as necessárias implementações nos DSPs.



Ferramentas de Desenvolvimento da TEXAS INSTRUMENTS.

Todo o suporte que você necessita para o bom andamento de seu projeto!



DSK Starter Kit e Zdsp LF2407

Descrição: Ferramenta de desenvolvimento de baixo custo baseada no DSP TMS320LF2407

Famílias suportadas: C24x e LC24xx

Contem: Assembler, Linker, Compilador C, Placa de avaliação DSK LF2407 com interface integrada de emulação JTAG, Software Code Composer IDE, cabo paralelo, fonte de alimentação e documentação

Código para pedidos: TMDS3P761119



EVM Bundle LF2407

Descrição: Ferramenta completa de desenvolvimento baseada no DSP TMS320LF2407

Famílias suportada: C24x e LC24xx

Contem: Assembler, Linker, Compilador C, Placa de avaliação EVM LF2407, Emulador JTAG XDS510PP Plus, Software Code Composer Real Time Monitor IDE, cabo paralelo, fonte de alimentação e documentação.

Código para pedidos: TMDX3P701016



DSK Starter Kit C5402

Descrição: Ferramenta de desenvolvimento de baixo custo baseada no DSP TMS320VC5402

Famílias suportadas: C54x e C54xx

Contem: Assembler, Linker, Compilador C, Placa de avaliação DSK C5402 com interface integrada de emulação JTAG, Software Code Composer Studio IDE, cabo paralelo, fonte de alimentação e documentação.

Código para pedidos: TMDX320005402



EVM Bundle C5409 ou EVM Bundle C5416

Descrição: Ferramenta completa de desenvolvimento baseada no DSP TMS320VC5409 ou TMS320VC5416.

Famílias suportadas: C54x e C54xx

Contem: Assembler, Linker, Compilador C, Placa de avaliação EVM C5409 ou EVM5416, Software Code Composer Studio IDE, Emulador JTAG XDS510PP Plus, cabo paralelo, fonte de alimentação e documentação

Código para pedidos: TMDS3P603122 (C5409) ou TMDS3P603123 (C5416)



DSK Starter Kit C6711

Descrição: Ferramenta de desenvolvimento de baixo custo baseada no DSP TMS320C6711

Famílias suportadas: C62x e C67x

Contem: Assembler, Linker, Compilador C, Placa de avaliação DSK C6711 com interface integrada de emulação JTAG, Software Code Composer Studio IDE, cabo paralelo, fonte de alimentação e documentação

Código p/ pedidos: TMDS320006711



EVM Bundle C6201 ou EVM Bundle C6701

Descrição: Ferramenta completa de desenvolvimento baseada no DSP TMS320C6201 ou TMS320C6701

Famílias suportadas: C62x e C67x

Contem: Assembler, Linker, Compilador C, Placa de avaliação EVM C6201 ou EVM C6701 com interface integrada de emulação JTAG (padrão PCI), Softwares Code Composer Studio IDE e Code Generation, cabo paralelo, fonte de alimentação e documentação

Código para pedidos: TMDS326006201 (C6201) ou TMDX326006701 (C6701)

PROMOÇÃO TEXAS/SABER ELETRÔNICA - Receba **gratuitamente** CD com Code Composer Studio™ (software para desenvolvimento de projetos com DSP para família C54xx), preenchendo questionário em nosso site: www.ti.com/brasil

Texas Instruments, tel: (0xx11 5506-5133) Website: <http://www.ti.com/brasil>

Distribuidores: Avnet : (0xx11 5079-2150) Insight : (0xx11 5505-6501) e Panamericana/Arrow (0xx11 3613-9300)

6.5 - TRANSFORMADA DISCRETA DE COSSENO

Um outro tipo de transformada de frequência que pode ser utilizada quando se trabalha com DSPs é a Transformada Discreta de Cosseno (DCT), a qual pode ser usada para implementar funções em tempo real nos DSPs mais modernos.

A DCT consiste de uma certa quantidade de técnicas de codificação que permitem obter taxas de compressão de dados muito elevadas. Para o caso de imagens, por exemplo, é possível comprimir uma imagem de 1024 x 1024 pixels em um espaço de apenas 50 kbytes.

O que se faz basicamente é dividir a imagem toda em blocos de 8 x 8 pixels e aplicar a DCT em cada bloco eliminando-se neste processo as redundâncias. Como cada pixel se relaciona de uma forma muito grande com os 4 pixels adjacentes, pode-se encontrar sempre redundâncias nas informa-

ções que ele contém facilitando assim a compressão, veja a figura 7.

Com a divisão da imagem em blocos menores ganha-se no tempo de processamento de uma forma similar quando se usa a DCT.

6.6 - CONCLUSÃO

Trabalhar com sinais de alta frequência em tempo real exige poderosos recursos de processamento e estes recursos não se limitam a circuitos eletrônicos cada vez mais rápidos.

A necessidade de termos algoritmos que possam ser usados com eficiência e que também produzam uma boa redução do número de cálculos necessários ao processamento de um sinal é igualmente importante. A Transformada de Fourier e a Transformada Discreta de Cosseno são os recursos mais utilizados para o processamento em função do tempo e da faixa passante.

Ao lado do desenvolvimento das tecnologias dos DSPs que devem ser empregados em operações que envolvem cada vez mais dados por unidade de tempo, a matemática para o devido tratamento dos sinais também é importante.

Para os leitores que desejarem ir além, aprofundando-se no estudo e no uso dos DSPs, um conhecimento mais forte das transformadas se faz necessário.

Se bem que na maioria dos casos o usuário não tenha que desenvolver os algoritmos pois eles já podem ser

obtidos prontos na forma de softwares de aplicação, é muito importante saber o que cada um pode fazer em uma aplicação específica para que a escolha seja correta.

Conforme vimos neste artigo, o conjunto de algoritmos que se denomina de FFT apresenta variações com diferentes desempenhos conforme a aplicação, e somente o conhecimento do que cada um faz permitirá que o projetista não se engane na hora da escolha.

Literatura sugerida:

Para entender mais sobre as Transformadas de Fourier com aplicações na Eletrônica sugerimos os seguintes livros (em português):

- Análise de Fourier – Hwei P. Hsu – Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda.

- Análise de Fourier – Murray R. Spiegel – Coleção Shawn - MacGraw Hill do Brasil

PS: estes livros estão esgotados, sendo mais fácil encontrá-los em bibliotecas.

No site cujo endereço é mostrado abaixo, temos o desenvolvimento de uma série das formas de onda de um sinal retangular até a vigésima primeira harmônica.

<http://www.dte.us.es/personal/jluque/tc/documentos/fourier/cuadrada.htm>

Outro site onde temos a possibilidade de observar na prática a aplicação dos conceitos sobre a série de Fourier para diversas formas de onda, é o que tem o endereço abaixo:

http://www.ufv.br/dma/intemat/applets/calculo_4/fourier2/seriefourier.html

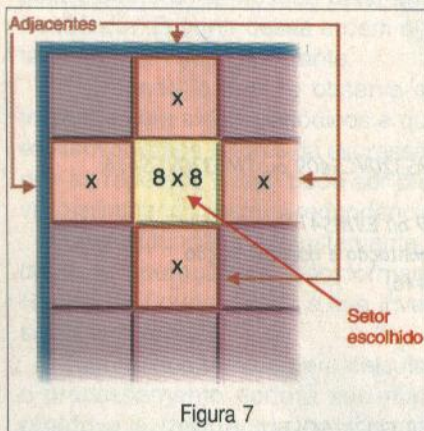


Figura 7

PARTE PRÁTICA

Nas edições passadas foram apresentados o filtro digital e a transformada rápida de Fourier, codificadas e exploradas utilizando as poderosas ferramentas disponíveis no *Code Composer Studio*. Projetos, DSPLIB, janelas gráficas, *breakpoints*, *probe points* e *profile points* já são termos conhecidos do leitor e o acompanharão também neste capítulo dada a sua importância para o desenvolvimento de qualquer projeto.

A pergunta é: "será que com tantos conceitos novos sobra espaço para mais alguma coisa"? Certamente, e o que será apresentado nesta última parte do curso é uma das ferramentas mais poderosas de programação do *Code Composer Studio*: o DSP/BIOS. Esta ferramenta tecnicamente é classificada como kernel multitarefa e *multithread* em tempo real. Perdido? Na realidade é um sistema operacional um pouco mais simples do que os

de nossos microcomputadores, mas bastante poderoso, permitindo inclusive rodar funções de maneira simultânea no processador.

O projeto desta última etapa do curso, portanto, é apenas fazer pequenas modificações no nosso projeto anterior para utilizar o kernel DSP/BIOS. Além disso, serão utilizadas as ferramentas avançadas para analisar o comportamento do programa e poder ver dados importantes como a or-

dem que
sagens
estatísti

MONTA

O pr
mente b
bastand
linhas d
ar duas
de onda
transform
as maio
número
jeto, já c
de núm
o arquiv
BIOS, q

Com
do proj
diretório
do "an_
nas o ar
e o arqu
apesar
arquivo
a qualq
irá funci
→ New
adicion
foi feito
→ Add F
esses a
área de
Eletrôni
<http://w>

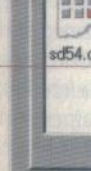
Crie
ção do
File →
tion...,
alguma
lecidas
do (TMS
figuraçã
em OK.
ta poss
BIOS p
teremos
o trabal

Na j
versos
por ora
mos ap
+ junto

New

TMS32

sd54.



dem que as funções executam, mensagens do programa, informações estatísticas, dentre outras.

MONTANDO O PROJETO

O projeto desta etapa será totalmente baseado no projeto anterior, bastando apenas modificar algumas linhas do programa de maneira a criar duas funções, uma para o gerador de ondas senoidais e a outra para a transformada de Fourier. No entanto as maiores diferenças são o menor número de arquivos incluídos ao projeto, já que o sistema possui um grande número de funções já incluídas, e o arquivo de configuração do DSP/BIOS, que é totalmente gráfico.

Como serão alterados os arquivos do projeto anterior, crie um novo diretório em **C:\ti\myprojects** chamado "an_esp_b" e copie para ele apenas o arquivo do programa (an_esp.c) e o arquivo do linker (lnk5402.cmd) – apesar de ser tentador, não copie o arquivo do projeto em si (an_esp.mak) a qualquer outro diretório, pois ele não irá funcionar! Crie um projeto (Project → New) de nome (an_esp_b.mak) e adicione os dois arquivos a ele como foi feito nos projetos anteriores (Project → Add Files to Project). Lembre-se que esses arquivos estão disponíveis na área de download do site da Saber Eletrônica:

<http://www.sabereletronica.com.br>

Crie agora o arquivo de configuração do DSP/BIOS acessando o menu File → New → DSP/BIOS Configuration..., e será aberta uma janela com algumas configurações pré-estabelecidas para o processador a ser usado (TMS320C54XX). Selecione a configuração de nome **c54xx.cdb** e clique em OK. Pronto! A janela que foi aberta possui todas as funções que o DSP/BIOS pode realizar, mas como não teremos tempo de vê-las uma a uma, o trabalho será bem mais simples.

Na janela que foi aberta temos diversos módulos e configurações, mas por ora para o nosso projeto usaremos apenas alguns. Clique no sinal de + junto ao módulo HWI e veja que é

aberta uma série de subpastas (denominados objetos) com diferentes nomes – esse módulo gerencia a tabela de vetores de interrupção de hardware do DSP e cada objeto configura um tipo diferente de interrupção. Nos projetos anteriores o nosso arquivo (vetores.asm) fazia esse trabalho, mas agora foi substituído por esse módulo do DSP/BIOS e o vetor de reset, que antes era codificado em linguagem assembly, agora está incorporado ao objeto HWI_RS.

Para economizar espaço na tela clique no sinal de – junto ao módulo HWI e veja um outro bastante interessante: MEM.

Este módulo é responsável pela configuração de memória do processador e substitui o arquivo de configuração do linker (lnk5402.cmd).

Selecione este módulo clicando com o botão esquerdo sobre MEM e veja que aparecem diversas informações na metade direita da janela, que se referem às seções de memória já utilizadas como .text, .stack, .bss, e outras como .bios, .gbinit, .trcinit, dentre outras. Clique no sinal de + deste módulo e serão mostradas as regiões de memória anteriormente definidas também no arquivo de configuração do linker (porém com nomes diferentes: USERREGS, BIOSREGS, VECT, IDATA, IPROG, EDATA e EPROG). Selecione cada objeto e veja os endereços de início e o comprimento das regiões de memória, semelhantes às definições do arquivo de configuração do linker.

Neste módulo deverá ser feita uma pequena modificação. Selecione-o, clique com o botão direito e na opção Properties, abrindo uma janela com as configurações das seções de memória e das regiões designadas a elas. Como o nosso programa utiliza duas seções especiais que o DSP/BIOS não prevê suporte, marque a caixa "User .cmd file for non-DSP/BIOS sections" e clique em OK (as seções são a .input e a .sintab, esta última necessária à função rfft da DSPLIB).

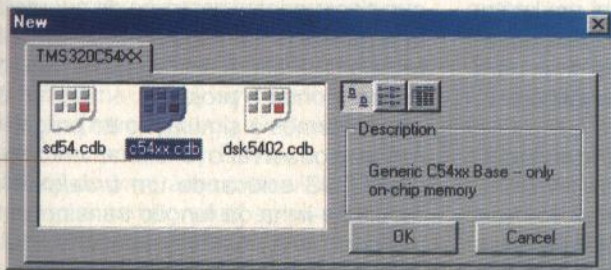
Caso não houvessem essas seções especiais (como é o caso da grande maioria dos programas), o arquivo de configuração do linker poderia ser excluído, facilitando o gerenciamento de memória e simplificando o projeto. Grave este arquivo em disco no menu

File → Save As... e dê-lhe o nome de an_esp.cdb, não esquecendo de incluí-lo ao projeto em Project → Add Files to Project. Note que foram incluídos dois arquivos na janela de projeto, o arquivo de configuração an_esp.cdb (para vê-lo clique no sinal de + na pasta DSP/BIOS Config) e o an_espcfg.s54, arquivo em assembly que contém o programa de configuração propriamente dito e foi gerado automaticamente pelo DSP/BIOS.

Para completar a configuração de memória deve-se alterar o arquivo (lnk5402.cmd) para que possa ser usado com o DSP/BIOS. Como este arquivo já está incluído no projeto, clique duas vezes no seu nome para abri-lo e apague toda a parte de configuração da memória (MEMORY). Inclua a linha "-l an_espcfg.cmd" antes da linha de SECTIONS e, além disso, apague as linhas com as seções vectors e .stack, pois o DSP/BIOS já configura essas regiões automaticamente. E mais, modifique as regiões de memória que o DSP/BIOS já definiu previamente de DARAM1 ou 2 para IDATA quando PAGE for 1 e IPROG quando PAGE for 0 – a seção .input deve ser definida como EDATA. Para qualquer dúvida restante, a listagem está ao fim do artigo, e não se esqueça de gravar o arquivo no disco!

Agora, para adequar o programa em si ao DSP/BIOS deve-se primeiro restringir a função principal void main(void) a uma função de inicialização do DSP, totalmente independente do resto do programa: e criar duas novas funções: uma para o gerador e outra para o cálculo da transformada de Fourier. Clique duas vezes no arquivo an_esp.c para poder editá-lo e veja que no início da função main o programa possui a declaração de algumas variáveis, que devem ser retiradas desta função, e depois zera os vetores utilizados. Somente após este ponto o programa começa a executar as funções propriamente ditas, que são o gerador de funções e depois o cálculo da FFT. Antes de começar a editar os arquivos, note que todas as alterações estão na listagem ao final do artigo e as linhas que começam com o comentário /* */ serão incluídas mais adiante no tutorial – não as inclua agora.

Selecione as cinco linhas de declaração de variáveis com o mouse (as que começam com int e com long), remova-as da função main selecionan-



do **Edit** → **Cut** (ou a combinação de teclas **Ctrl-X**), ponha o cursor uma linha antes de `void main(void)` e selecione **Edit** à **Paste** (ou a combinação de teclas **Ctrl-V**) para copiar tudo. Não se esqueça de ir gravando o arquivo à medida que for fazendo as alterações (**File** → **Save** ou as teclas **Ctrl-S**), pois a primeira grande perda de arquivos a gente nunca esquece...

Agora devemos estabelecer onde começam e onde terminam as funções do nosso programa. Logo após o quarto laço `for` que zera o vetor "entrada" (dentro da função `main`) adicione a linha `"return;"` (sem aspas) e a chave `}` que delimita o tamanho da função `void main(void)`. Para criar uma função para o gerador inclua a linha `"void gerador(void)"` seguido de uma chave `{` entre o comentário e a linha `"potencia2 = 1;"`. Antes do comentário "Cálculo da FFT" da função seguinte coloque uma chave `}` para delimitar a função do gerador (veja a listagem ao fim do tutorial para qualquer dúvida). Antes de criar a função da transformada copie a linha que zera o vetor `saida_ger` da função `main` para dentro da função do gerador (`for(cont1 = 0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++) saida_ger[cont1] = 0;`); senão, este não irá funcionar (veja a listagem caso tenha qualquer dúvida).

A função do cálculo da transformada de Fourier inicia na linha `"cbrev(saida_ger, dados_fft, N_AMOSTRAS/2);"`, portanto adicione a linha `"void transformada(void)"` seguida da chave `{` que indica o início desta função. Como já havia uma chave que delimitava a antiga função `main`, não é necessário acrescentar mais uma ao fim desta nova função (qualquer dúvida veja a listagem ao fim do tutorial). Grave mais uma vez o arquivo e agora iremos fazer a configuração final do DSP/BIOS para podermos executar o programa e fazer alguns testes interessantes.

Selecione novamente o arquivo de configuração do DSP/BIOS (`an_esp.cdb`) e passaremos à configuração das funções no sistema. Um dos tipos de funções do kernel é a função periódica (módulo PRD), que de tempos em tempos executa a si mesma com base na velocidade do processador (módulo Global Settings), no relógio interno do DSP/BIOS (módulo CLK) e na sua configuração inicial (módulo PRD). Vamos configurar as duas funções de maneira que a função gerador execute a cada 4

milissegundos e a função transformada execute a cada 8 milissegundos.

No arquivo de configuração `an_esp.cdb` selecione **Global Settings** e veja a opção **DSP MIPS (CLKOUT)** na parte direita da janela de configuração, que indica a velocidade de operação do processador e serve como a base de tempo para o relógio interno do DSP/BIOS. Selecionando o módulo **CLK** vê-se na opção **Microseconds/Int** o valor `1000.0`, indicando que as nossas funções periódicas irão ocorrer em intervalos de tempo múltiplos desse valor de 1 milissegundo.

Selecione o módulo **PRD**, clique com o botão direito e selecione a opção **Insert PRD**. Foi criado um objeto **PRD0** que iremos designar à função do gerador selecionando-o, clicando com o botão direito e escolhendo a opção **Properties**. A pequena janela aberta possui algumas configurações que serão alteradas: o intervalo de tempo que essa função irá rodar (altere o valor de **period (ticks)**: para 5) e a função à qual esse objeto se refere (escreva em **function**: o nome da função precedido do símbolo de sublinhado: `_gerador`). Clique em **OK** e veja na parte direita da janela de configuração que o valor de **period (ms)**, ou o período que essa função roda, é de 5.0 milissegundos.

Faça o mesmo com a função de transformada, selecionando **PRD** e criando um outro objeto, agora chamado de **PRD1**. Altere os parâmetros de **period (ticks)** para 10 e escreva o nome da função (`_transformada`) na caixa **function**, não esquecendo do símbolo de sublinhado precedendo o nome.

Um outro ajuste importante que deve ser alterado está no módulo **LOG**. Clique o sinal de **+** junto a esse módulo e modifique, nas propriedades do objeto **LOG_system**, o parâmetro **buflen (words)** para 1024, clicando em **OK** a seguir. Este objeto é muito importante, pois controla o tamanho de memória que os recursos avançados de depuração do DSP/BIOS irão utilizar e, quanto mais memória disponível, melhor. Evidentemente que há um limite, pois o programa pode até não conseguir rodar satisfatoriamente, mas para a nossa aplicação esse tamanho está bom.

Como última modificação no arquivo de configuração do DSP/BIOS, pode-se desligar o módulo que gerencia a multitarefa, pois isso ajuda a economizar espaço em memória.

Selecione o módulo **TSK**, clique com o botão direito e selecione **Properties**. Em seguida, retire a seleção da caixa **Enable TSK Manager** e clique em **OK**, o que elimina o objeto ligado ao **TSK**. Este módulo é muito importante caso se tenham grandes sistemas a utilizar no DSP, pois o gerenciador multitarefa lida com programas inteiros e não somente com funções como as deste projeto, o que envolve uma complexidade bem maior.

Agora que o projeto está quase pronto para ser construído não se deve esquecer de alguns detalhes muito importantes. Como a transformada de Fourier utiliza a **DSPLIB**, é imprescindível incluir o arquivo dessa biblioteca em **Project** → **Add Files to Project** e selecionar o arquivo `C:\ti\5400\cgtools\dsplib\54xdsp.lib`. Além disso, é necessário ajustar os parâmetros do projeto em **Project** → **Options**, escrevendo o diretório da **DSPLIB** na caixa **Include Search Path**: `C:\ti\c5400\cgtools\dsplib\include`, e selecionar a opção **Enable Symbolic Debug Information** na pasta **Assembler**.

SIMULANDO O ANALISADOR DE ESPECTRO

Construa o projeto e, antes de carregá-lo na memória do simulador, vá à opção **GEL** → **C54x** → **C54x_CPU_Reset**, que realiza um **reset** mais completo que a opção usual em **Debug** → **Reset DSP**. Isto é necessário pois o DSP/BIOS lida com diversas opções de configuração do processador, o que significa que qualquer uma delas desajustada irá fazer com que o processador se perca na execução do programa. É boa prática executar esse **reset** seguro sempre que for carregar um programa no processador, seja ele virtual (simulador) ou real (emulador em hardware).

Carregue agora o programa no simulador (**File** → **Load Program**) e observe que a janela de **Dis-Assembly** apresenta o ponto inicial do programa sob o "label" `_c_int00`. Veja também a pasta **Include** na janela do projeto (clique o sinal **+** próximo a **Include**), que agora possui em torno de quarenta arquivos incluídos automaticamente pelo DSP/BIOS, facilitando o trabalho de montar o projeto.

Passemos à simulação do programa para observar o funcionamento do DSP/BIOS colocando um **breakpoint** na última linha da função transformada (`cont1 = 0;`). Caso queira, crie dois gráficos para observar se tanto o ge-

rador quanto a transformada de Fourier ainda funcionam. Relembrando rapidamente, *clique* com o botão direito sobre a linha com o *breakpoint* e selecione Insert Graph... Ajuste as opções Graph Title para "Saída do gerador", Start Address para saída_ger, Display Data Size para 128, DSP Data Type para 16-bit signed integer e Q-value para 15. Repita a operação para adicionar outro gráfico com a saída da transformada, porém altere o Graph Title para "Saída da FFT" e Start Address para dados_fft.

Agora vamos proceder à visualização dos eventos do DSP/BIOS e da ordem de execução das funções no processador ativando as ferramentas de análise do *Code Composer Studio*. Vá ao menu *Tools* → *DSP/BIOS* → *RTA Control Panel* e será aberta uma janela no canto inferior da tela, utilizada para controlar o monitoramento dos eventos do kernel. Veja que lá estão opções para o monitoramento (*logging*) dos módulos SWI, PRD, CLK, TSK, USER0, USER1, para os armazenadores (*accumulators*) do histórico dos módulos SWI, PRD, PIP, HWI, TSK e para habilitar o monitoramento global (*global host enable*). Selecione os eventos SWI, PRD e CLK *logging*, os acumuladores SWI e PRD e o *global host enable*.

Para observar o andamento da execução do programa abra o gráfico de execução presente no *menu Tools* à *DSP/BIOS* à *Execution Graph*. Observe atentamente a janela aberta ao fundo da tela, ela apresenta uma legenda à direita e uma lista de objetos a serem monitorados na parte esquerda. Estão lá os objetos PRD0 e o PRD1, que correspondem às funções gerador e transformada, bem como uma função criada automaticamente chamada de PRD_swi que irá executar a cada 1000 microssegundos de intervalo de tempo.

Com tudo pronto para executar o programa, vá ao menu *Debug* → *Go Main* para certificar-se de que as inicializações do DSP/BIOS e do DSP foram feitas corretamente. Se tudo estiver correto, o programa levou algum tempo mas o cursor amarelo se encontra na linha void main(void). Rode o programa agora em modo de animação (*menu Debug* → *Animate* ou aperte a tecla F12). Devido à complexidade do programa o simulador levará algum tempo para apresentar os dados nas janelas, mas interrompa a execução quando isso ocorrer (*Debug*

→ *Halt* ou as teclas Shift-F5) para ser possível analisar os dados apresentados.

Veja que tanto o gerador quanto a transformada funcionaram corretamente e observe o gráfico de execução, ele traz diversas informações bastante interessantes – talvez seja necessário arrastar a barra de rolagem na parte inferior deste gráfico para ver todos os eventos. Note que no início do gráfico todos os objetos estão em estado desconhecido (*unknown*), exceto *Other Threads*, que corresponde ao estado no qual o processador não realiza nenhuma atividade.

Em um determinado instante o objeto PRD_swi começa a executar (estado *running*) e depois pára, fazendo o processador retornar ao estado de ociosidade (*Other Threads*). Na quinta vez que PRD_swi executa é seguido por PRD0 (função do gerador), pois como foi configurado esta função deve rodar a cada 5 ms ou cinco vezes mais tempo que o relógio CLK. Ao fim da execução destes dois objetos o processador volta ao estado de ociosidade (*Other Threads*). O processo recomeça com a sequência de quatro PRD_swi e PRD0, porém desta vez PRD1 executa em seguida a PRD0, pois PRD1 foi configurado para executar a cada 10 ms (como configurado anteriormente). Ao fim da execução de PRD1 é desenhada uma barra vermelha indicando o fim da série de informações do gráfico (provocada pelo *breakpoint* no fim da função de transformada). Note que depois desta barra recomeça todo o monitoramento dos eventos do sistema até uma nova parada no *breakpoint* para apresentar os dados nos gráficos.

Interessante, não? Com esta ferramenta pode-se ver se alguma função do seu programa simplesmente não consegue rodar devido a algum erro. Outro detalhe importante é o fato de ser possível medir o tempo que as funções levam para rodar, tornando possível analisar se alguma função muito lenta atrapalha o processamento em tempo real.

Outras duas ferramentas muito úteis são o módulo LOG e o STS. Com o LOG pode-se imprimir mensagens em uma janela no *Code Composer Studio* com informações úteis e que podem mostrar o valor de variáveis internas do programa para facilitar a busca de erros. O módulo STS permite medir o número de instruções en-

tre duas posições diferentes no programa, tal e qual o Profiler do *Code Composer Studio*, mas existem algumas vantagens que serão explicadas mais adiante.

Para usar essas ferramentas deve-se modificar o programa e fazer alterações no programa de configuração do DSP/BIOS. Abra o arquivo do código-fonte, apague todos os *breakpoints* e *probe points* existentes e inclua no arquivo as linhas que iniciam com o comentário /*+*/, presentes na listagem ao final do artigo.

As linhas indicadas incluem três arquivos ao projeto para poder usar os módulos LOG e STS, (std.h, log.h e sts.h) e fazem a declaração de três objetos novos, um do tipo LOG (depurar) e dois do tipo STS (tempo1 e tempo2). As linhas (LOG_printf(...)) imprimem as mensagens no início de cada função, enquanto que a apresentação dos dados estatísticos fica ao encargo das linhas (STS_set(...)), que iniciam o contador de tempo, e das linhas (STS_delta(...)) que contam o tempo transcorrido desde STS_set.

Como existem objetos novos dos módulos LOG e STS, deve-se incluí-los na configuração do DSP/BIOS. Selecione o módulo LOG, *clique* com o botão direito e selecione Insert LOG, fazendo com que o novo objeto LOG0 seja mostrado. Selecione este objeto, *clique* com o botão direito e selecione Rename, alterando o nome para depurar.

Crie dois outros objetos sob o módulo STS da mesma maneira (selecione STS, *clique* com botão direito, opção Insert STS), porém os nomes são tempo1 e tempo2. Grave este arquivo e reconstrua o projeto totalmente (*Project* à *Rebuild All*). Será perguntado se deseja recarregar o novo arquivo da configuração do DSP/BIOS (an_espcfg.s54), *clique* em OK.

Carregue novamente o programa na memória do simulador, não se esquecendo de antes *resetar* completamente o simulador em *GEL* → *C54x* → *C54x_CPU_Reset*. Com o programa carregado deve-se carregar as ferramentas para observar as mensagens e as informações estatísticas. Vá ao *menu Tools* → *DSP/BIOS* → *Statistics view* e será aberta a janela de estatística, reservada às informações dos objetos STS. Volte ao *menu Tools* → *DSP/BIOS* → *Message Log* e será aberta outra janela, porém esta é reservada às mensagens dos objetos LOG.

Na janela Message Log clique com o botão direito, Property Page e selecione na caixa Name a variável depurar. Clique com o botão direito na janela Statistics View, Property Page, selecione os dois objetos (tempo1 e tempo2) e os dados interessantes (Count e Max) mantendo a tecla Ctrl pressionada e clicando nos nomes dentro das caixas. Reorganize as janelas para observar melhor os dados, coloque o breakpoint na última linha da função da transformada e execute o programa em modo animação (Debug → Animate ou a tecla F12).

Observe que as mensagens foram escritas na janela Message Log e indicam que cada função foi executada na sequência correta, ou seja, uma mensagem para o início do programa, duas mensagens do gerador e uma da transformada de Fourier. À medida que o programa continua rodando, a sequência de mensagens do gerador e da transformada se alterna indicando, como no gráfico de execução, a ordem das funções que estão rodando. Qual a vantagem, então, de se utilizar essas mensagens ao invés do gráfico? Simplesmente pelo fato de poder escrever qualquer coisa em uma mensagem, desde um simples texto até o valor de variáveis internas no programa, facilitando a busca de erros de lógica. Veja também a janela de estatísticas, que é bastante semelhante ao já conhecido profiler do Code Composer Studio e apresenta a contagem de tempo entre o início e o término de cada função, bem como o número de vezes que cada uma ocorreu.

O leitor deve estar se perguntando agora que, apesar de ter diversas ferramentas úteis como o gráfico de execução e as mensagens, a ferramenta de estatística não apresenta uma vantagem muito grande, pois o profiler do Code Composer Studio é mais simples de operar e não requer alterações ao programa, certo? Só que a funcionalidade do DSP/BIOS não é totalmente aproveitada no simulador, pois a sua maior vantagem é não atrapalhar o processamento em tempo real e, mesmo assim, fornecer toda essa quantidade de informação útil para depurar o programa. Já o profiler, os gráficos, os breakpoints, os probe points, as janelas de watch interrompem o processador para que possam apresentar os resultados na tela do computador, o que impede o funcionamento do programa em tem-

CÓDIGO-FONTE

```
Listagens dos programas
/*****
lnk5402.cmd - arquivo de configuracao do LINKER para o processador
5402
*****/
-l an_espcfg.cmd

SECTIONS
{
    .text : {} > IPROG PAGE 0
    .cinit: {} > IPROG PAGE 0
    .data : {} > IDATA PAGE 1
    .bss  : {} > IDATA PAGE 1
    .const: {} > IDATA PAGE 1
    .system: {} > IDATA PAGE 1
    .input: {} > EDATA PAGE 1,align(2048)
    .sintab: {} > IDATA PAGE 1,align(2048)
    .cio : {} > IDATA PAGE 1
}

/*****
/* (C) Copyright Texas Instruments Inc. 2001*/
*****/
/* NOME DO MODULO: an_esp.c */
/* */
/* FUNCOES: */
/* Gerador de sinais senoidais */
/* Analisador de espectro */
/* Funcoes da DSPLIB utilizadas: */
/* sine: calcula o valor do seno de um vetor em formato Q15*/
/* cbrev:converte um vetor de modo linear para modo bit reverso*/
/* rfft: calcula a FFT de um vetor em modo bit reverso e
/* apresenta a saida em modo linear */
/* sqrt_16: calcula a raiz quadrada de um vetor em formato Q15*/
*****/
/***/#include <std.h>
/***/#include <log.h>
/***/#include <sts.h>
#include <math.h>
#include <tms320.h>
#include <dsplib.h>

#define N_AMOSTRAS 128
#define N_SENOS 4

DATA entrada[N_AMOSTRAS];
DATA temp_ger[N_AMOSTRAS];

#pragma DATA_SECTION (dados_fft, ".input")
DATA dados_fft[N_AMOSTRAS];
#pragma DATA_SECTION (saida_ger, ".input")
DATA saida_ger[N_AMOSTRAS];

/***/extern far LOG_Obj depurar;
/***/extern far STS_Obj tempo1;
/***/extern far STS_Obj tempo2;
int cont1;
int cont2;
int cont3;
int potencia2;
long temp_fft;
void main(void)
{
/***/LOG_printf(&depurar, "Inicio do programa...\n"); /* *** */
/* Zera
/* Nao e
for(c
B
for(c
d
for
for(c
e
r
)
/* Gerad
void ger
{
/***/LOG
/***/STS
for(c
s
p
for (
{
fo
fo
en
cont1 *
s
fo
fo
sa
po
)
/***/STS
}
/* Calcul
void tran
{
/***/LOG
/***/STS
cbrev
rfft(
/* */
for(c
{
te
da
)
fo
cont1 + 1
sq
fo
/***/STS
co
}
```


CÓDIGO-FONTE

```

/* Zera os vetores utilizados */
/* Nao e indispensavel mas ajuda a depurar o programa */
for(cont1 = 0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++)
    saida_ger[cont1] = 0;
for(cont1 = 0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++)
    dados_fft[cont1] = 0;
for(cont1 = 0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++)
    temp_ger[cont1] = 0;
for(cont1 = 0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++)
    entrada[cont1] = 0;
return;
}

/* Gerador de funções senoidais */
void gerador(void)
{
    /**/LOG_printf(&depurar, "Inicio do gerador...\n");
    /**/STS_set(&tempol, CLK_gettime());
    for(cont1 = 0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++)
        saida_ger[cont1] = 0;
    potencia2 = 1;
    for (cont3 = 1; cont3 < (N_SENOS + 1); cont3++)
    {
        for (cont2 = 0; cont2 < potencia2; cont2++)
            for (cont1 = 0; cont1 < (N_AMOSTRAS/potencia2); cont1++)
                entrada[cont2 * (N_AMOSTRAS/potencia2) + cont1] = -32768 +
                cont1 * ((65536 * potencia2)/N_AMOSTRAS);
        sine(entrada, temp_ger, N_AMOSTRAS);
        /* funcao sine da DSPLIB */
        for (cont1 = 0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++)
            temp_ger[cont1] = temp_ger[cont1]/4;
        for (cont1 = 0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++)
            saida_ger[cont1] += temp_ger[cont1];
        potencia2 = potencia2<<1;
    }
    /**/STS_delta(&tempol, CLK_gettime());
}

/* Calculo da FFT */
void transformada(void)
{
    /**/LOG_printf(&depurar, "Inicio da transformada...\n");
    /**/STS_set(&tempo2, CLK_gettime());
    cbrev(saida_ger, dados_fft, N_AMOSTRAS/2);
    /* funcao cbrev da DSPLIB */
    rfft(dados_fft, N_AMOSTRAS, 1); /* funcao rfft da DSPLIB */
    /*Formatacao dos dados para apresentar no gráfico*/
    for(cont1=0; cont1 < N_AMOSTRAS; cont1++)
    {
        temp_fft = dados_fft[cont1] * dados_fft[cont1];
        dados_fft[cont1] = temp_fft>>15;
    }

    for(cont1=0; cont1 < (N_AMOSTRAS/2); cont1++)
        dados_fft[cont1] = dados_fft[2 * cont1] + dados_fft[2 *
        cont1 + 1];
    sqrt_16(dados_fft, dados_fft, N_AMOSTRAS/2);
    /* funcao sqrt_16 da DSPLIB */

    for(cont1=0; cont1 <= (N_AMOSTRAS/2); cont1++)
        dados_fft[N_AMOSTRAS - (cont1 + 1)] = dados_fft[cont1];
    /**/STS_delta(&tempo2, CLK_gettime());
    cont1 = 0; /* somente para depuracao */
}

```

po real. Isso é uma vantagem muito grande do DSP/BIOS, pois historicamente as ferramentas de depuração e desenvolvimento de software sempre foram restritas ao ambiente do simulador, à exceção de equipamentos caros para a emulação no circuito, os famosos ICE (*In-circuit emulator*).

Outra funcionalidade não totalmente aproveitada no DSP/BIOS é a característica de multitarefa, pois como o simulador não possui dispositivos de entrada e saída como portas seriais, barramentos de expansão, interrupções e outros, não ocorrem eventos simultâneos e independentes do programa. Já em um sistema real a todo tempo ocorre a interação do programa com o mundo externo, o que mostra a capacidade plena do DSP/BIOS em executar as diferentes tarefas e além disso apresentar todas as informações do gráfico de execução, as mensagens, as estatísticas, o gráfico de utilização do processador, dentre outros, ao desenvolvedor.

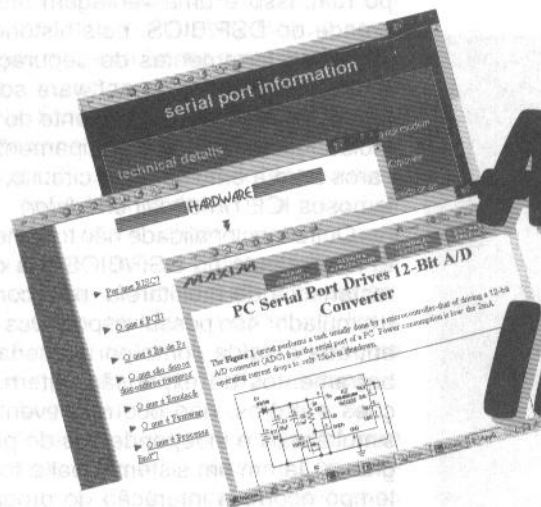
Outra dúvida natural que surge é o fato de que, se existem tantos arquivos no projeto o programa certamente deve estar muito grande, certo? Sim e não. Sem dúvida o DSP/BIOS ocupa algum espaço em memória e que pode ser medido na parte superior da janela de configuração, mas a possibilidade de depurar o programa em tempo real aliada à funcionalidade de executar multitarefas é uma grande compensação pelo espaço extra de memória ocupada. Além disso, boa parte dessa memória é devida aos objetos LOG e STS, que possuem grandes *buffers* para armazenar os dados de gráficos, mensagens, e que não são utilizados no produto final.

CONCLUSÃO

Isto finaliza o nosso curso. O leitor agora já possui uma boa visão geral de todo o processo de desenvolvimento de aplicações com DSPs incluindo o ambiente *Code Composer Studio*, a biblioteca DSPLIB e o kernel em tempo real DSP/BIOS. Além disso, foram abordadas algumas aplicações práticas muito difundidas no mundo de processamento digital de sinais, como os filtros e a transformada rápida de Fourier.

A partir de agora o desenvolvimento também deve entrar obrigatoriamente no mundo real e o leitor terá o desafio de encarar todas as dificuldades inerentes a este processo, mas sem perder de vista o grande auxílio que as ferramentas apresentadas neste curso proporcionam.

Bom desenvolvimento!



ACHADOS NA INTERNET

PORTA SERIAL

O emprego da porta serial em controle e aquisição de dados é cada vez mais usado em aplicações industriais, de consumo e mesmo pesquisa. Na Internet é possível encontrar uma série de *sites* com informações de grande utilidade para os projetistas.

A seguir, falaremos de alguns destes *sites* lembrando que em sua maior parte estão em inglês.

HOW TO

Tudo sobre a porta serial, desde o que ela é (*what is a serial port*) até informações sobre interrupções e endereços, velocidades e *buffers* são encontradas nos endereços abaixo:

<http://www.linuxdoc.org/HOWTO/Serail-HOWTO-1.html>

<http://www.linuxdoc.org/HOWTO/Serail-HOWTO-2.html>

<http://www.linuxdoc.org/HOWTO/Serail-HOWTO-3.html>

USANDO A PORTA SERIAL PARA CORREÇÕES DE TEMPO

Na página que indicamos a seguir temos uma documentação que mostra como a porta serial pode ser usada para uma conexão SDR para SDR de modo a ter como opção os sinais da estação de tempo WWV. Para os leitores que não a conhecem, a estação WWV (Fort Collins - Colorado) transmite em ondas curtas podendo ser captada em nosso país, e emite sinais de tempo a partir de um relógio atômico, os quais podem ser usados

como padrão para calibração de instrumentos e ajuste de relógios.

<http://psn.quake.net/sdrdocs/serial.htm>

ENHANCED SERIAL PORT ON THE 83C51FA

Este documento Intel contendo 9 páginas é um *application-note* que mostra como acessar a porta paralela a partir de um microprocessador. O documento tem aproximadamente 190k e está no formato PDF.

<http://www.intel.com/design/mcs51/aplnots/27049001.pdf>

SERIAL PORT RESOURCES

Além de diversos *links* para documentação sobre a porta serial este site contém ainda programas para acesso à porta paralela a partir do PC. O programa Printfile escrito pelo autor do *site* (que não se identifica na página cujo endereço é dado) permite fazer o teste de impressoras que usam a porta serial e opera em velocidades de 9600 e 19200 bps.

<http://www.eng.auburn.edu/users/doug/serial.html>

PC KITS SERIAL PORT

No endereço abaixo temos uma introdução às comunicações seriais com uma grande quantidade de informações para os projetistas. O documento contém, além da descrição, o modo de se fazer o acesso e a programação.

<http://www.ctv.es/pckits/tpserie.html>

CIRCUITOS INTEGRADOS DA NATIONAL SEMICONDUCTOR

O acesso à página de informações sobre transceptores (*drivers/receivers*) da National Semiconductor pode ser feito pelo endereço abaixo.

<http://www.national.com/parametric/0,1850,1266,00.html>

Nesta página o leitor vai encontrar os *links* para diversos componentes da série DS, tais como o DS14X232, DS14C241, etc.

COMPUTER TIPS

A história da porta serial pode ser encontrada neste *site*. Além destas informações úteis, o leitor ainda encontrará com uma vasta gama de informações que vão desde a pinagem dos conectores usados no interfaceamento até o detalhamento dos sinais.

<http://www.ctips.com/rs232.htm>

PROBLEMAS DA PORTA SERIAL NO WINDOWS

Nesta página, mantida pelo Suporte da Microsoft, são dados os sintomas e o modo de se proceder quando ocorrem problemas com a porta serial no Windows.

<http://support.microsoft.com/support/kb/articles/q105/9/40.asp>

USANDO A PORTA SERIAL A MAIS DE 115 kbps

Neste documento japonês são dadas informações de como usar a porta serial em velocidade maior do que 115 200 bps. Se bem que a parte de

informação
acreditam
utilidade p
alta veloc
seriais.
[http://](http://linux/seri)
linux/seri

DI
Este de
um circu
microcont
para troc
conversor
O circ
nentes da
MAX187

[http://](http://apnotes)
apnotes

SERIA
Neste

INTEL pa
e també

formaçõe
quais um

construçã
DS14C241, etc.

<http://>

faxmode

HOME

Na H

mantém

informações que

vimos at

te darm

nunca se

ser retra

<http://v>

rs232/

SERI

Nest

técnicos

formaçõ

[http](http://)
devel/h

informações em inglês seja limitada, acreditamos que o conteúdo seja de utilidade para os leitores que desejam alta velocidade nas comunicações seriais.

<http://www7.pos.to/~gonda/linux/serial-e.html>

PC SERIAL PORT DRIVES 12-BIT ADC

Este documento da Maxim contém um circuito que permite que um microcontrolador use a saída serial para trocar informações com um conversor analógico-digital de 12 bits.

O circuito é baseado em componentes da Maxim como o MAX220, MAX187 e MAX 666.

http://dbserv.maxim-ic.com/appnotes.cfm?appnote_number=151

SERIAL PIN ASIGNEMENTS

Neste *site* temos informações da INTEL para a pinagem da porta serial e também *links* para uma série de informações inter-relacionadas, entre as quais uma visão geral do cabo e a construção do cabo, além de outras.

<http://www.intel.com/support/faxmodem/4300.htm>

HOME PAGE DA PORTA SERIAL

Na *Home Page RS232* o autor mantém um bom banco de informações que complementam tudo o que vimos até agora. É sempre interessante darmos mais de um endereço contendo o mesmo tipo de informação, pois nunca se sabe quando um deles vai ser retirado da rede.

<http://www.ccs.neu.edu/home/rs232/>

SERIAL PORT INFORMATION

Neste *site* encontramos detalhes técnicos, pinagem, sinais e outras informações sobre a porta serial.

<http://www.empeg.mars.org/devel/hardware/serial.php3>

COMO LER E GRAVAR PELA PORTA SERIAL

Mais uma página contendo uma boa quantidade de informações para quem pretende usar a porta serial lendo ou gravando informações. A pági-

na, embora esteja em inglês, é bastante didática sendo indicada para os que ainda não dominam a tecnologia de interfaceamento por esta porta.

http://theoryx5.uwinnipeg.ca/CPAN/perl/pod/perlfaq8/How_do_I_read_and_write_the_serial_port.html

EM PORTUGUÊS

Também localizamos alguns *sites* com conteúdo interessante sobre portas seriais.

SOFTWARES PARA PORTAS SERIAIS

No endereço abaixo é possível fazer o *download* de um programa gerenciador para portas seriais.

<http://www.speedform.hpg.com.br/portugues/index.htm>

Um comentário que deve ser feito em relação a este *site* e outros que encontramos na Internet com frequência, é a falta da identificação dos autores em cada página, o que facilitaria bastante quem os acesse. Neste caso, por exemplo, não se sabe, pela página acessada, quem são os autores e quando se procura voltar ao "home" o navegador simplesmente não consegue.

Um bom programa que exige que se escreva para lá para saber quem são os verdadeiros autores que ficam anônimos!

PRENSA TÉRMICA PARA CIRCUITOS IMPRESSOS

Fazer placas de circuito impressos sempre foi um problema para muitos leitores e pequenas indústrias de circuitos eletrônicos. A Ferragini fabrica uma prensa térmica que possibilita a transposição dos padrões de placas de circuito impresso usando *transfer*. Os originais podem ser obtidos diretamente a partir de uma impressora Laser. No *site* abaixo o leitor encontrará uma solução prática para este problema.

<http://www.ferragini.com.br/ci/>

REDETRONIC

Outro *site* que trata da porta serial é mantido pela Redetronic que, além deste documento, tem uma série de temas bastante interessantes de assuntos explicados, como:

Por que RISC?
O que é PCI?
O que é emulação?
O que é *Firmware*?
O que é processamento *Front-End*?
Como funciona a impressora térmica em cores?

Além de muitos outros temas ligados ao hardware. O endereço:

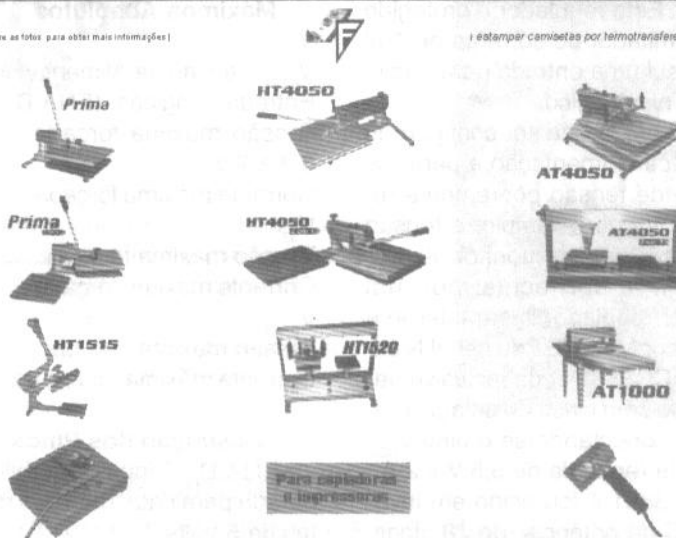
<http://www.redetronic.com.br/hardware.htm>

Com todos esses temas, trata-se de um *site* de grande valia, não só para quem quer saber um pouco mais sobre a porta serial como também sobre hardware em geral. ■

FERRAGINI DESIGN

[clique sobre as fotos para obter mais informações]

[estampar camisetas por termotransferência - as únicas]



Observação: Os endereços acessados indicados nesta seção foram consultados na última semana de abril. Lembramos que a Internet é dinâmica e que até a data da saída da revista em banca poderão ocorrer modificações que não podemos prever.

UCC3831

CONTROLE DE POTÊNCIA PARA USB

Newton C. Braga

Este circuito foi projetado para fornecer uma tensão fixa de 3,3 V regulada a um *hub* USB e também 5 V para as portas USB. O circuito integrado UCC3831 é fabricado pela Texas Instruments e tem as características descritas neste artigo. Lembramos que existem outros produtos desta família cujas especificações podem ser encontradas no *site* da Texas Instruments (<http://www.ti.com>) ou ainda no manual "Interface Products" (IF) do ano 2000.

Cada uma das portas de saída de 5 V pode ser habilitada individualmente para que se obtenha um controle ótimo. Cada porta possui também um sinal de falha por sobrecorrente indicando que ela excedeu o limite de 500 mA. O regulador linear de 3,3 V é usado para alimentar o microcontrolador local USB. Este regulador é protegido com um limitador de corrente de 100 mA e possui uma entrada para habilitação por nível lógico.

O UCC3831 pode ser configurado para fornecer alimentação a partir de uma fonte de tensão pobremente regulada como, por exemplo, a tensão de filamento de um monitor. A pré-regulagem é fornecida por um controlador regulador linear interno e um transistor MOSFET de canal N externo. O UCC3831 pode inclusive ser configurado sem o uso do estágio pré-regulador, conectando-se o pino V_{REG} a uma fonte regulada de 5,5 V x 2 A.

O UCC3831 é fornecido em invólucro SOIC de potência, de 28 pinos, de modo a ter uma dissipação de potência otimizada, além de ser protegido internamente com um mecanismo

shut-down interno que desabilita as saídas se a temperatura interna das junções passar dos 150 graus Celsius.

Na figura 1 temos o diagrama de blocos deste circuito integrado.

A pinagem deste componente é fornecida na figura 2.

Máximos Absolutos

V_{FIL}	9 V
V_{CON} - Tensão de Alimentação	9 V
Entradas Lógicas: (ENA-D, ENHUB)	
Tensão máxima forçada	0,3 a 7 V
Corrente máxima forçada	1 mA
V_{33}	
Tensão máxima forçada	5 V
Corrente máxima forçada	200 mA
V_{5A-D}	
Tensão máxima	9 V
Corrente máxima	750 mA

Descrição dos Pinos:

ENA-D - Pinos de habilitação separada para cada uma das quatro fontes de 5 volts.

GATE - Drive de porta para um NMOS usado para colocar este pino no nível baixo desabilitando a V_{33} .

ENHUB - Habilita a saída de 3,3 V - V_{33} . Colocando este pino no nível baixo a V_{33} é desabilitada.

GND - Todos os 6 pinos de terra podem ser ligados ao terra do sistema. Esses pinos, além de conduzir as correntes, também servem para conduzir o calor gerado funcionando como dissipadores de calor.

OCA-D - Indicador de dreno aberto de sobrecorrente. Pode ser utilizado para formar uma função OR ou ativar um indicador.

V_{5A-D} - Saída regulada de 5 V com habilitação, com limitação de corrente de 500 mA e um indicador de sobrecorrente.

V_{33} - Saída do regulador de 3,3 V. É habilitada quando ENHUB está no nível alto. A corrente é limitada em 100 mA (min).

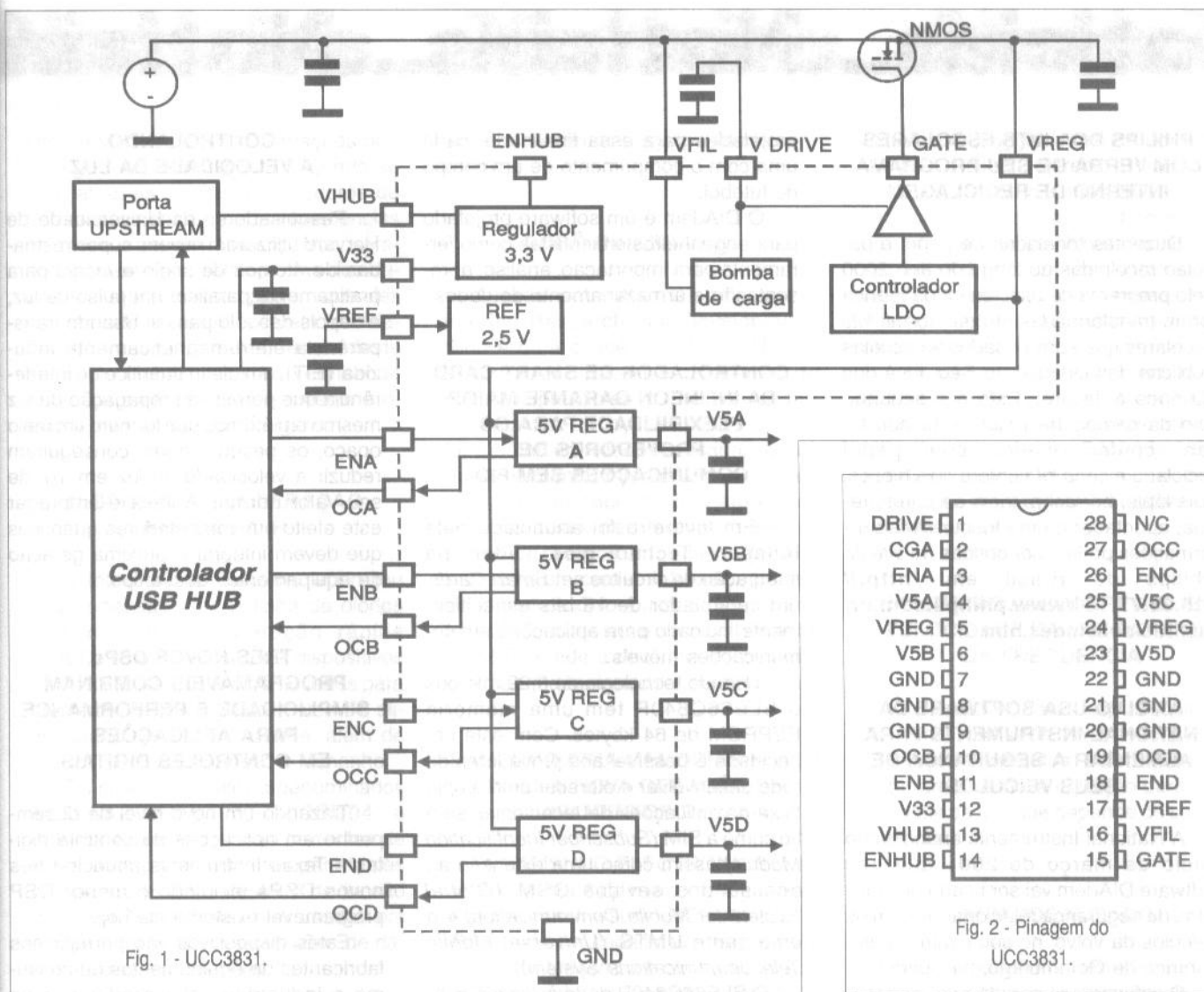
V_{DRIVE} - Bomba de cargas interna. Tensão nominal entre 11 V e 13 V. Não permite carga externa. Deve ser desacoplada com um capacitor de pelo menos 1 nF.

V_{FIL} - Polarização para os reguladores de 5 V. A tensão neste pino deve estar entre 6 V e 9 V.

V_{HUB} - Alimentação de 3,3 V para o controlador USB.

V_{REF} - Referência de tensão interna de 2,5 V devendo ser desacoplada com um capacitor de 10 nF.

V_{REG} - Tensão regulada de 5,5 V por meio de um NMOS externo. Dois pinos para fornecer uma corrente total de 2,5 A para os 4 barramentos de 5 V (V_{5A} , V_{5B} , V_{5C} e V_{5D}).



DRIVE	1	28	N/C
CGA	2	27	OCC
ENA	3	26	ENC
V5A	4	25	V5C
VREG	5	24	VREG
V5B	6	23	V5D
GND	7	22	GND
GND	8	21	GND
GND	9	20	GND
OCB	10	19	OCD
ENB	11	18	END
V33	12	17	VREF
VHUB	13	16	VFIL
ENHUB	14	15	GATE

Fig. 2 - Pinagem do UCC3831.

ANÁLISE E PROJETO DE FONTES CHAVEADAS

Autor: Luiz Fernando Pereira de Mello
528 págs. - R\$ 40,00

O objetivo é fornecer idéias fundamentais para a compreensão e execução de projetos na área de Fontes Chaveadas. Os principais assuntos abordados são: análise e projeto dos conversores DC/DC, cálculo do circuito de controle de diversos conversores DC/DC, exemplos de simulação de conversores por meio do programa de simulação PSpice, análise da influência do filtro de entrada na estabilidade dos conversores de transformadores e indutores usados em Fontes Chaveadas. Destinado a estudantes e profissionais da área de Eletrônica de potência.



SABER MARKETING DIRETO LTDA.

Verifique as instruções na solicitação de compra da última página. Maiores informações
Disque e Compre (11) 6942-8055. -Rua Jacinto José de Araújo, 309 - Tatuapé - São Paulo - SP

REMETEMOS PELO CORREIO PARA TODO O BRASIL

PHILIPS DOA KITS ESCOLARES COM VERBA DE SEU PROGRAMA INTERNO DE RECICLAGEM

Duzentas toneladas de papel e papelão recolhidas ao longo do ano 2000 pelo programa de reciclagem da fábrica foram transformadas em quatro mil kits escolares que serão doados às escolas públicas das cidades de São José dos Campos e Jacareí. Este é o segundo ano da campanha (pasta e blocos foram confeccionados com papel reciclado e cada kit contém dois blocos, dois lápis, borracha, lápis de cores, régua, apontador e uma tesoura. Mais informações podem ser obtidas no site da Philips do Brasil em: <http://216.35.77.141/www.philips.com.br/institucional/index.htm>

A VOLVO USA SOFTWARE DA NATIONAL INSTRUMENTS PARA AUMENTAR A SEGURANÇA DE SEUS VEÍCULOS

A National Instruments anunciou no início de março de 2001 que seu software DIAdem vai ser usado nos projetos de segurança relacionados com os veículos da Volvo, no seu centro de segurança de Gotemburgo, na Suécia.

O software vai ser utilizado nos testes de impacto e colisão. Pelo uso de sensores e instrumentação extensiva, os engenheiros da Volvo irão coletar dados de colisões controladas. Assim, de modo a obter o máximo, a Volvo realiza mais de 150 colisões controladas por ano em duas pistas especialmente

projetadas para essa finalidade, cada uma com o comprimento de um campo de futebol.

O DIAdem é um software projetado para engenheiros e cientistas como ferramenta para importação, análise, apresentação e armazenamento de dados.

CONTROLADOR DE SMART CARD DA INFINEON GARANTE MAIOR FLEXIBILIDADE PARA OS PROVEDORES DE COMUNICAÇÕES SEM FIO

Em fevereiro foi anunciado pela Infineon Technologies, líder na integração de circuitos em *Smart Cards*, um controlador de 16 bits especificamente indicado para aplicações em comunicações móveis.

Usando tecnologia de 0,22 microns o SLE66C640P tem uma memória EEPROM de 64 kbytes. Com esta capacidade é possível aos provedores de rede desenvolver e oferecer uma ampla faixa de aplicações de tecnologias sem fio como a SIM (*Subscriber Identification Module*) assim como uma extensão ao acesso dos serviços GSM (*Global System for Mobile Communication*) e o emergente UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*).

O SLE66C640P pode armazenar informações tanto de acesso GSM quanto UMTS, o que permite uma capacidade de oferecer serviços em telefones 2G, 2,5G e 3G.

CONTROLANDO A VELOCIDADE DA LUZ

Pesquisadores da Universidade de Harvard utilizaram nuvens super-resfriadas de átomos de sódio e *lasers* para praticamente paralisar um pulso de luz, e depois deixá-lo passar. Usando transparência eletromagneticamente induzida (EIT), um efeito quântico de interferência que permite a propagação da luz mesmo em átomos que formem um meio opaco, os pesquisadores conseguiram reduzir a velocidade da luz em 1/7 de seu valor normal. A idéia é empregar este efeito em computadores quânticos que devem integrar a próxima geração de equipamentos desse tipo.

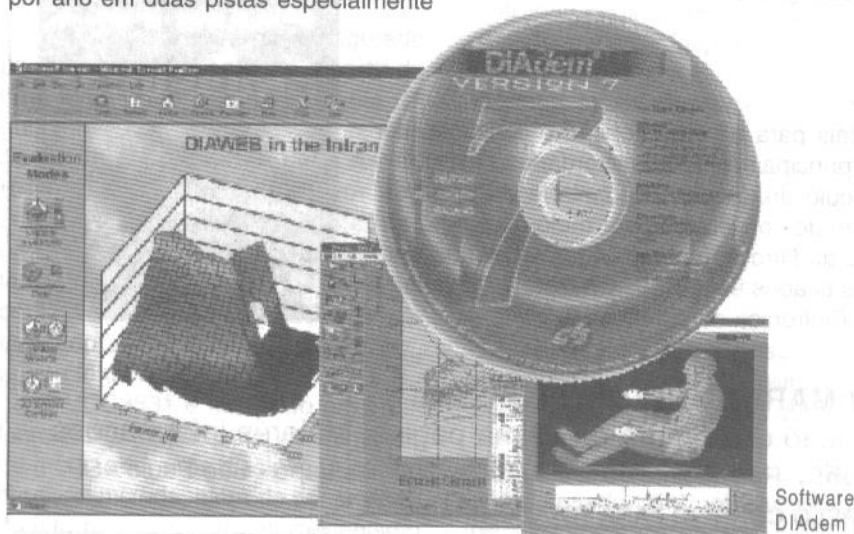
TRÊS NOVOS DSPs PROGRAMÁVEIS COMBINAM SIMPLICIDADE E PERFORMANCE PARA APLICAÇÕES EM CONTROLES DIGITAIS

Trazendo um novo nível de desempenho em aplicações de controle digital, a Texas Instruments anunciou três novos DSPs incluindo o menor DSP programável existente até hoje.

Estes dispositivos vão permitir aos fabricantes de equipamentos de consumo e industriais criar produtos mais compactos, inteligentes e robustos e ainda reduzir seus custos. O novo DSP controlador TMS320LF2401A foi projetado para aplicações onde o espaço e a operação em tempo real são fatores importantes a serem considerados em um projeto. Dentre as áreas de aplicação deste DSP podemos destacar: ferramentas de mão, sistemas eletrônicos de refrigeração e uma grande variedade de equipamentos de controle. Mais informações sobre este DSP podem ser obtidas em: <http://www.dspvillage.ti.com/lf2401>.

NOSSOS CÉREBROS SÃO COMO RÁDIOS

Cientistas de Israel provaram recentemente que o cérebro humano opera como um rádio de FM quando interpreta o toque. Testes feitos em ratos mostraram que as células usam uma espécie de modulação em frequência (FM)

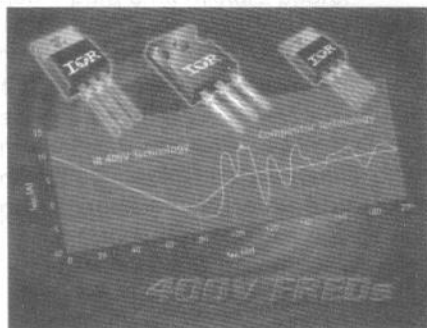


interpretando apenas as variações que carregam as informações. Segundo se constatou, as células dos cérebros de primatas vibram em certas frequências de modo a receber os impulsos gerados, por exemplo, pelas pontas dos dedos, e interpretar os tempos em que eles chegam até estas células pela modulação que causam na frequência deste sinal. Os cientistas estão verificando agora se o cérebro usa o mesmo processo para interpretar imagens.

DIODOS DE RECUPERAÇÃO RÁPIDA DA IR

A International Rectifier anunciou uma expansão da sua linha de diodos epitaxiais de recuperação rápida (FRED) com a inclusão de dispositivos de 400 V. Esses diodos são usados para aumentar a eficiência de fontes de alimentação de alta velocidade, além de reduzir seus custos, peso e tamanho.

Os novos dispositivos denominados 8ETU04, 16CTU04, 30CPU04 e 60EPU04 são diodos com correntes de 8 A a 60 A e são indicados para fontes chaveadas (SMPS) de 48 V de tensão de saída. Estas fontes são usadas em equipamentos de comunicações de dados e telecomunicações.



RETINAS VIBRANTES PARA ROBÔS

Para aumentar a quantidade de informações adquiridas muitos organismos vivos fazem vibrar parte de seu sistema visual. Isso ocorre, por exemplo, com as aranhas saltadoras, quando se descobriu que sua retina vibra para frente e para trás ao mesmo tempo que gira. Segundo os cientistas, esse mesmo princípio pode ser aplicado a robôs de

modo a aumentar sua capacidade sensorial.

ROBÔ DINOSSAURO

Criado pela Walt Disney Imagining Research and Development, Dino é uma criação de Danny Hills, o inventor da ligação em paralelo de supercomputadores, na década de 80.

Segundo Danny, seu sonho sempre foi montar um robô dinossauro, e sua obra realmente impressiona: é alimentado por um cabo de 55 baterias de chumbo-ácido, três motores elétricos para cada perna, e um Pentium 700 MHz para controle com o software apropriado. Um giroscópio é usado para controlar seu equilíbrio e um sistema de LASERS mede a distância do pé até o chão de modo a calcular cada passo.

SAMSUNG CRIA MEMÓRIAS FLASH PARA A NOVA GERAÇÃO DE EQUIPAMENTOS DE MÃO

A SAMSUNG ELECTRONICS apresentou no dia 8 de março novas memórias flash em invólucro MCP (Multi-Chip Package) com capacidade para 64 Mb, tipo NAND Flash com consumo baixo e uma memória Uni-Transistor (Ut) de 34 megabits (RAM), produtos que serão dirigidos ao mercado de equipamentos de mão. O dispositivo consiste numa alternativa de baixo custo para as memórias NOR e SRAM MCP. Atualmente, os equipamentos móveis usam chips MCP que contêm 32 Mb de memória flash e 8 Mb de SRAM. A maior capacidade é obtida com a adição de 16 Mb de memória flash e 4 Mb de SRAM MCP. No entanto, o novo dispositivo da SAMSUNG pode alcançar a mesma capacidade sem a necessidade de dispositivos MCP adicionais, economizando assim espaço, o que é um fator crítico neste tipo de aplicação.

AGILENT TECHNOLOGIES ANUNCIA A PRODUÇÃO EM MASSA DE TRANSCEIVER PARA FIBRA ÓPTICA DE 2 Gb/s

Foi anunciada a produção em massa do transceiver para fibra óptica SFP

(small-form-pluggable) usado em redes SANs. A Agilent oferece a mais completa solução para a indústria em aplicações de 2 Gb/s Fibre Channel incluindo os controladores Fibre Channel, os serializadores/desserializadores (SerDes) e os CIs de porta bypass, além dos adaptadores de barramentos hospedeiros integrados.

O novo transceiver para fibras ópticas HFBR-5720L opera em 1 Gb/s e 2 Gb/s proporcionando uma compatibilidade com as redes SANs de 1 Gb/s já existentes. Mais informações poderão ser obtidas em: <http://www.agilent.com/view/storage>

CIENTISTAS DESCOBREM QUE A VELOCIDADE DA LUZ DEPENDE DA FREQUÊNCIA

Ao escrever novas expressões matemáticas, os físicos Dimitri Nanopoulos, Nikolaos Mavromatos e John Ellis descobriram uma nova equação para a velocidade da luz, que depende da sua frequência.

SOM FOCALIZADO

Pela produção de um padrão complexo de ultrassons a partir de diversas fontes, é possível controlar suas fases de modo a criar um padrão de interferência construtiva e destrutiva que determinaria uma área restrita onde as vibrações estariam presentes. Isso permite focalizar o som em áreas limitadas tratando estas vibrações de maneira análoga à luz.

XICOR E AVNET AMPLIAM RELACIONAMENTO PARA DISTRIBUIÇÃO DE COMPONENTES

No dia 20 de março a XICOR Inc. e a Avnet Electronics Marketing fizeram um acordo no sentido de oferecer aos engenheiros de projeto um kit completo de referência (Reference Design Kit) que usa o XDPCP (Digitally Controlled Potentiometer) X9315 para o projeto de fontes de alimentação chaveada. Informações sobre este kit podem ser obtidas em: http://www.em.avnet.com/semis/xicor_powerrdk.html

A SONDA LAMBDA

Newton C. Braga

A inclusão de dispositivos que controlem a emissão de gases em veículos é uma exigência quase que mundial. A tecnologia eletrônica para controlar a emissão parte dos microprocessadores e, evidentemente, termina em sensores que possam detectar exatamente a quantidade de gases poluentes existentes na saída de um escapamento de um motor a combustão interna. O sensor empregado nesta tarefa é denominado "SONDA LAMBDA" e é dele que falaremos neste artigo, analisando seu princípio de funcionamento e o modo como é usado.

Os motores de combustão interna usados nos automóveis como o nome sugere, queimam gasolina, ou seja, retiram para seu funcionamento a energia liberada numa reação química de combustão.

O rendimento do motor é máximo quando todo o combustível injetado no motor é queimado, isto é, todo o combustível se combina com o oxigênio numa reação química.

O resultado dessa queima é a produção de uma certa quantidade de gases que são emitidos via escapamento para o meio ambiente, conforme mostra a figura 1.

Na prática, diversos problemas podem surgir com o funcionamento do

motor, e a sua própria variação de regime de operação faz com que a combustão não seja completa havendo sobra de oxigênio ou de combustível, ou ainda a produção de substâncias resultantes de uma combinação incompleta do oxigênio com o combustível.

A compensação da quantidade de combustível injetada no motor e do oxigênio de acordo com regime não é simples, pois envolve não apenas o monitoramento rápido e constante dos gases resultantes da emissão, mas também uma ação do circuito que controla os bicos injetores e a própria entrada de ar. Os microprocessadores têm as características necessárias à

realização desta compensação e controle, assim como os dispositivos ejetores, mas é o caso do sensor de gases?

Nos escapamentos dos veículos automotores atuais encontramos um dispositivo sensor que tem por finalidade justamente fazer o monitoramento constante da quantidade de gases emitidos, verificando que tipo de compensação deve ser feita para termos sempre o mínimo de emissão de gases nocivos e o máximo rendimento do motor.

Este dispositivo, um sensor, é denominado "SONDA LAMBDA".

PORQUE SONDA LAMBDA

Conforme explicamos, o que ocorre no interior de um motor quando ele funciona é uma reação química de combustão. Isto quer dizer que a quantidade de combustível e de comburente deve ser tal que a combinação seja completa. Dizemos que a reação é completa porque as quantidades de combustível e comburente estão numa relação estequiométrica.

Para o caso da água, por exemplo, sabemos que a combustão completa ocorre quando temos 2 g de hidrogênio para cada 16 g de oxigênio.

Para os motores de combustão interna analisados a combustão completa do hidrogênio e do carbono formam as cadeias dos hidrocarbonetos das quais é feita a gasolina, conforme mostra a figura 2.

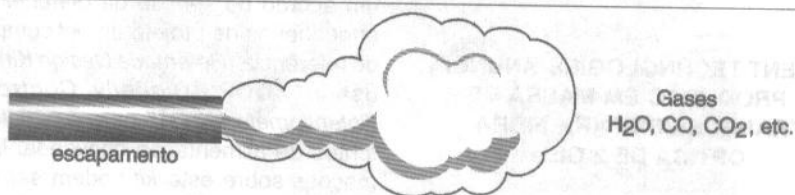
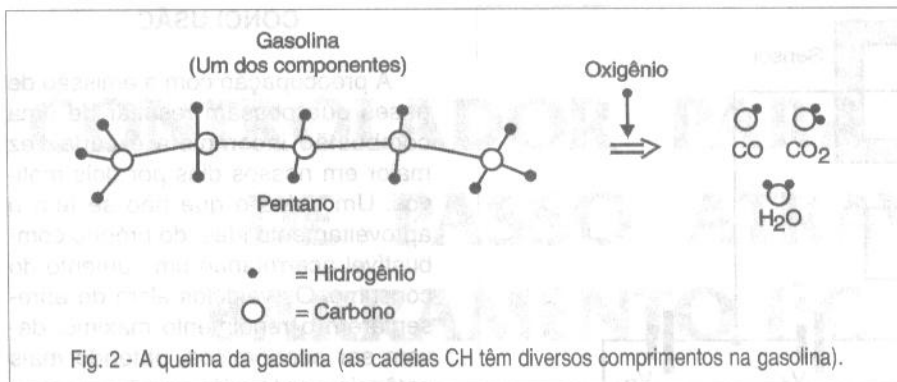


Fig. 1 - Gases resultantes da combustão da gasolina.



A relação estequiométrica definida para o caso da gasolina é de 14,7 para 1 ou 14,7:1, o que significa que deve ser aplicado ao motor 14,7 centímetros cúbicos de ar para cada centímetro cúbico de combustível.

Se houver mais combustível do que comburente, dizemos que a mistura aplicada ao motor é rica, e se a quantidade de combustível for menor que a de comburente, dizemos que a mistura é pobre.

Os engenheiros automotivos usam uma expressão para definir a mistura, a qual é dada por:

$$\lambda = (\text{ar/combustível})/(\text{ar/combustível estequiométrico})$$

É fácil perceber que o valor de λ (lambda) será 1 para uma mistura ideal ou estequiométrica; será menor do que 1 para uma mistura rica; e maior que 1 para uma mistura pobre.

O nome correto do sensor é "sensor de EGO" (*Escape Gas Oxygen*), já que ele se baseia na presença ou não do oxigênio excedente no gás do escapamento, mas o nome de Sonda Lambda também se popularizou.

SONDA LAMBDA (λ)

Existem alguns dispositivos semicondutores cuja resistência varia em função da quantidade de oxigênio que absorvem. Como a combustão completa que deve ocorrer num motor em funcionamento perfeito significa a ausência de oxigênio nos gases de escape, estes dispositivos podem ser usados para a finalidade proposta: controle da combustão do motor.

A Sonda Lambda consiste num sensor linear ar/combustível que pode fornecer uma saída que varia linear-

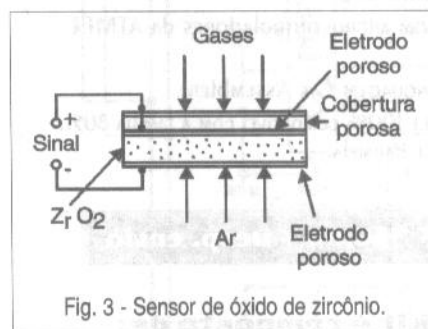
mente conforme a concentração de oxigênio na mistura dos gases de escape.

A função desse sensor é monitorar constantemente a mistura dos gases de escape do motor enviando informações para o microprocessador que poderá atuar sobre os elementos de admissão de ar e injeção de combustível de modo a manter a mistura estequiométrica para as condições de operação naquele momento.

Na figura 3 temos uma vista em corte de um sensor deste tipo a partir do qual analisaremos o seu princípio de funcionamento.

Os tipos mais comuns de sensor de oxigênio são de óxido de zircônio (ZrO_2) e de óxido de titânio (TiO_2).

Na figura vemos o aspecto deste tipo de sensor, que funciona da seguinte maneira:



Um pedaço de óxido de zircônio forma o elemento sensível do sensor, sendo dotado de eletrodos finos de platina fixados em suas faces internas. A parte externa é exposta ao meio ambiente de modo a poder absorver o gás nele existente havendo para isso um recobrimento poroso.

Quando os átomos de oxigênio se ionizam, eles tendem a apresentar dois elétrons em excesso. O óxido de zircônio tende a atrair estes íons que se acumulam em sua superfície junto aos eletrodos.

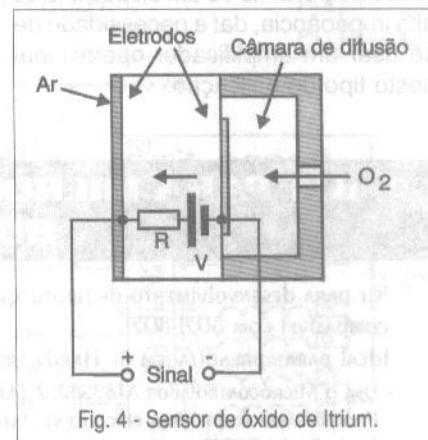
Desta forma, na presença deste íon temos uma concentração maior deles nesta face do que na outra, que é exposta ao ar ambiente e serve de referência.

Aparece, assim, no material um campo elétrico cuja orientação e intensidade dependem justamente da diferença de concentração dos íons de oxigênio das duas faces e também da temperatura.

Ligado a um amplificador, a tensão entre os eletrodos que é criada por este campo poderá ser aplicada a um circuito de processamento.

OUTRO TIPO DE SENSOR

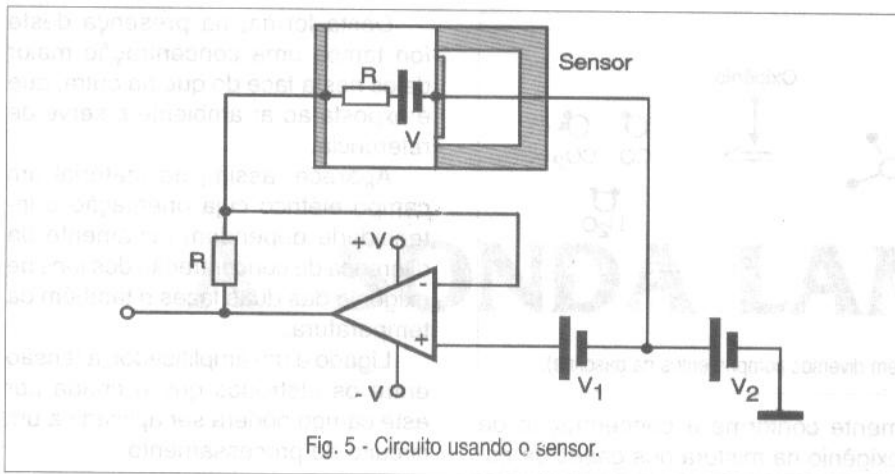
Um outro tipo de sensor utilizado para determinar a concentração de oxigênio nos gases dos canos de escape dos veículos é o de óxido de zircônio (ZrO_2) estabilizado com óxido de ítrio (Y_2O_3), e que é visto em corte na figura 4.



O óxido de ítrio é o elemento de difusão que é aquecido por um elemento resistivo. Em operação, uma tensão é aplicada ao dispositivo para elevar sua temperatura ao ponto de operação. Ele funciona baseado na difusão de íons através do elemento sensor que, então, passa a apresentar uma resistência dependente de sua concentração.

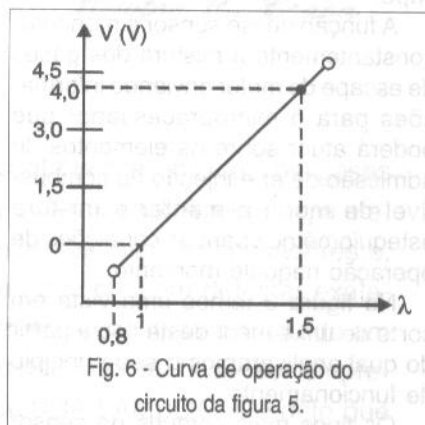
Na figura 5 temos um circuito típico de aplicação desse sensor em que o elemento amplificador é um amplificador operacional.

Aplica-se uma tensão de referência na entrada não inversora de modo que a tensão de saída passe a ser essa tensão de referência multiplicada pelo ganho do circuito.



No circuito de realimentação que determina o ganho, está ligado o sensor. Dessa forma, a tensão de saída diminui quando a resistência apresentada pelo sensor também diminui, pois o ganho do circuito se torna menor. Uma curva de resposta do circuito é mostrada na figura 6.

É importante observar que a resistência do sensor é bastante alta, tratando-se portanto de um dispositivo de alta impedância, daí a necessidade de se usar um amplificador operacional neste tipo de aplicação.



CONCLUSÃO

A preocupação com a emissão de gases que possam resultar de uma combustão incompleta é cada vez maior em nossos dias por dois motivos. Um deles é que não se tem o aproveitamento ideal do próprio combustível acarretando um aumento do consumo. Os veículos além de apresentarem o rendimento máximo, devem ser econômicos, obtendo mais potência por litro de gasolina consumido.

A segunda preocupação é com o próprio meio ambiente. Uma combustão incompleta faz com que sejam lançados na atmosfera gases nocivos capazes de afetar a saúde humana e o próprio meio ambiente.

A Eletrônica pode ter uma ação decisiva no sentido de se obter o funcionamento ideal dos motores com a ajuda de sensores semelhantes aos que analisamos e também pelo uso de processadores alimentados com programas que sejam capazes de levar o motor ao ponto de funcionamento ideal independentemente das suas condições de operação.

KIT PARA MICROCONTROLADORES 8051

Kit para desenvolvimento de protótipos com microcontroladores da ATMEL compatível com 8031/8051.

Ideal para aprendizagem de HARDWARE, LINGUAGEM C e ASSEMBLER:

- Usa o Microcontrolador AT89S8252 (ATMEL) 100% compatível com a família 8051.
- Programável no próprio circuito via Interface Paralela.
- Saída Serial RS232.
- Entrada com chaves Push Button.
- 8K de memória Flash.
- 2K de memória E2PROM
- 256 Bytes de memória RAM
- 32 Ports de I/O
- Pode ser usado como programador.

R\$ 330,00 + Desp. envio

O kit é composto de:

- Placa programadora
- Display LCD 2 linhas
- Documentação em 2 disquetes (Inglês), com exemplos de programas em assembler e Linguagem C
- Cabo de programação (ISP)
- Instruções para instalação

SABER MARKETING DIRETO LTDA.

Verifique as instruções na solicitação de compra da última página.

Maiores informações: **Disque e Compre (11) 6942-8055**

Rua Jacinto José de Araújo, 309 - Tatuapé - São Paulo - SP

CURSO BÁSICO DE TELEFONIA



TELEFONIA BÁSICA
DISCO DATILAR
TELEFONES NACIONAIS
MICRO PABX
INSTALAÇÕES
PROJETOS
EQUIPAMENTOS
NORMAS TÉCNICAS
TELEFONIA CELULAR
CABEAMENTO UTP

(11) 296-5333

CONTROLADOR PARA 4 MOTORES DE PASSO ATRAVÉS DO BARRAMENTO I²C DO 8051

Alfonso Pérez

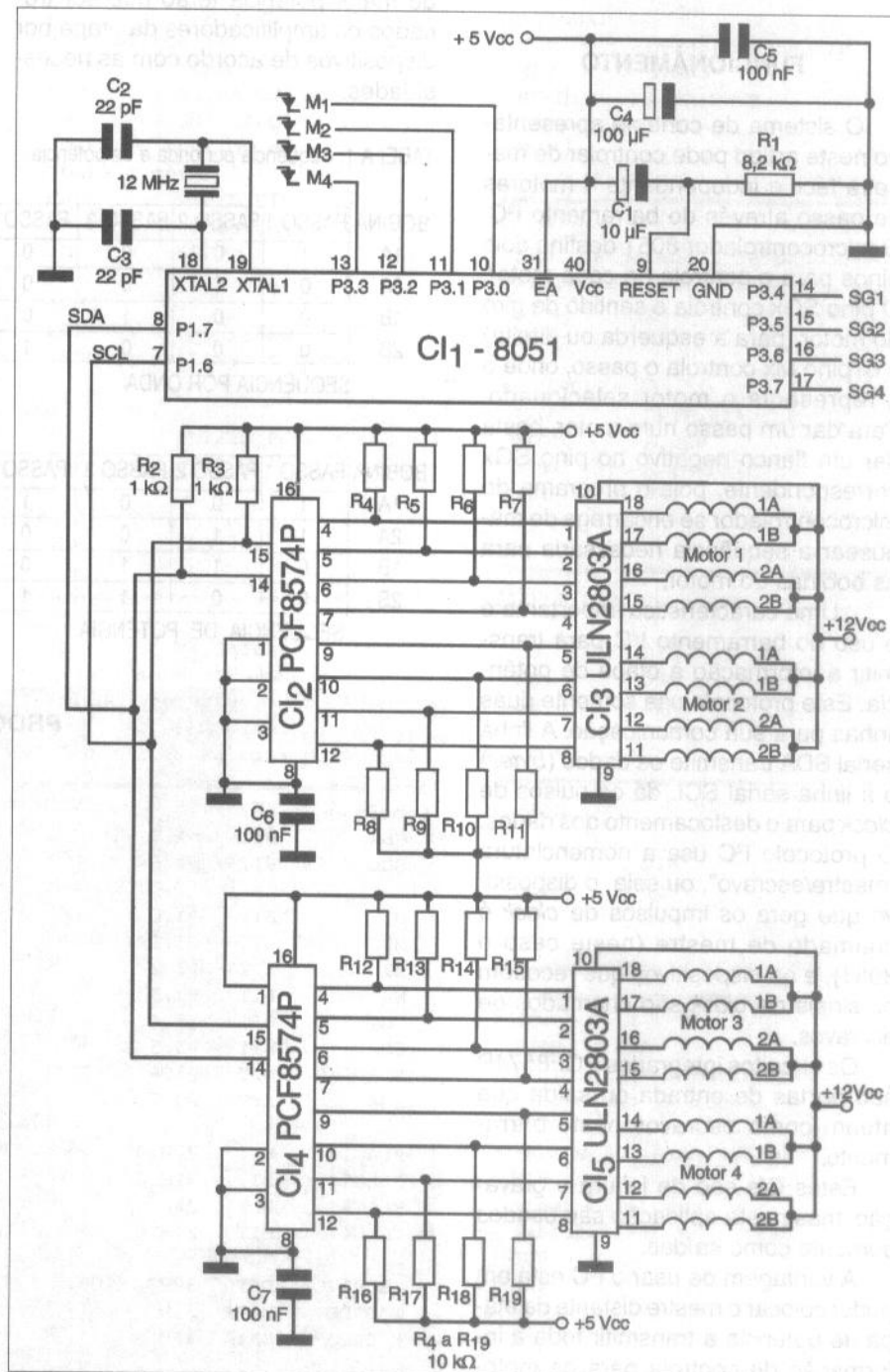
Os motores de passo são utilizados numa ampla variedade de aplicações onde se necessita de movimentos precisos, tais como em Automação, Robótica, Linhas de Produção, Manufatura e Montagem Industrial. Estes equipamentos possuem normalmente vários motores de passo controlados sincronizadamente com o mecanismo de modo a realizar todo o processo. Neste artigo descrevemos um sistema de controle para 4 motores de passo através do barramento I²C do microcontrolador 8051.

A cada dia que passa a indústria faz uso cada vez maior dos motores de passo. Os projetistas de máquinas industriais automatizadas viram grandes benefícios ao poder contar com um dispositivo para posicionamentos mecânicos feitos com precisão. Uma das principais vantagens destes motores é a sua compatibilidade com a eletrônica digital, ou seja, os estados lógicos alto e baixo (1 e 0) podem ser controlados facilmente por microcontroladores e computadores. Esta compatibilidade também se encontra no software, pois basta usar contadores em memórias RAM para levar a contagem dos impulsos (passos) enviados ao motor.

Nos mecanismos onde são usados os motores de passo encontramos três partes importantes:

- 1 – O sistema de controle (software)
- 2 – A etapa de potência
- 3 – A carga mecânica.

O sistema de controle ou software se encarrega do posicionamento e velocidade dos motores. A etapa de potência maneja a corrente e tensão necessárias às bobinas do motor e a



carga mecânica representa o trabalho que o motor deve realizar em um equipamento ou processo.

Um fato curioso é que seriam necessárias três pessoas especializadas para desenvolver um sistema industrial médio onde se empreguem motores de passo: um programador, um projetista eletrônico e um mecânico industrial.

Uma alternativa é conseguir pessoas especializadas nas três áreas dando origem uma especialidade moderna que é a chamada "Mecatrônica".

FUNCIONAMENTO

O sistema de controle apresentado neste artigo pode controlar de maneira fácil e independente 4 motores de passo através do barramento I²C. O microcontrolador 8051 destina dois pinos para o controle de cada motor. O pino SGx controla o sentido de giro do motor (para a esquerda ou direita) e o pino Mx controla o passo, onde o x representa o motor selecionado. Para dar um passo num motor, basta dar um flanco negativo no pino SGx correspondente, pois o programa do microcontrolador se encarrega de manusear a seqüência necessária para as bobinas do motor.

Uma característica importante é o uso do barramento I²C para transmitir a informação à etapa de potência. Este protocolo usa somente duas linhas para sua comunicação. A linha serial SDA transmite os dados (*bytes*) e a linha serial SCL dá os pulsos de *clock* para o deslocamento dos dados. O protocolo I²C usa a nomenclatura "mestre/escravo", ou seja, o dispositivo que gera os impulsos de *clock* é chamado de mestre (neste caso o 8051), e os dispositivos que recebem os sinais de *clock* são chamados de escravos.

Os circuitos integrados PCF8574P são portas de entrada ou saída que atuam como escravos neste barramento.

Estes CIs são de leitura e gravação, mas nesta aplicação são usados somente como saídas.

A vantagem de usar o I²C está em poder colocar o mestre distante da etapa de potência e transmitir toda a informação de controle para os moto-

res por apenas dois cabos (aproximadamente 10 m).

Assim, pode-se colocar o microcontrolador num local em que o nível de ruído eletromagnético seja menor.

Os circuitos integrados ULN2803 servem como amplificadores de potência. Cada um deles possui internamente 8 transistores Darlington com seu respectivo diodo de proteção contra picos de tensão inversa.

Para o desenvolvimento deste circuito foram usados motores de média potência. Se forem utilizados motores de maior potência terão que ser trocados os amplificadores da etapa por dispositivos de acordo com as necessidades.

TABELA 1: Seqüência por onda e de potência.

BOBINA	REPETIR								REPETIR
	PASSO 1	PASSO 2	PASSO 3	PASSO 4	PASSO 5	PASSO 6	PASSO 7	PASSO 8	
1A	1	0	0	0	1	0	0	0	
2A	0	1	0	0	0	1	0	0	
1B	0	0	1	0	0	0	1	0	
2B	0	0	0	1	0	0	0	1	

SEQÜÊNCIA POR ONDA

BOBINA	REPETIR								REPETIR
	PASSO 1	PASSO 2	PASSO 3	PASSO 4	PASSO 5	PASSO 6	PASSO 7	PASSO 8	
1A	1	0	0	1	1	0	0	1	
2A	1	1	0	0	1	1	0	0	
1B	0	1	1	0	0	1	1	0	
2B	0	0	1	1	0	0	1	1	

SEQÜÊNCIA DE POTÊNCIA

PROGRAMA

\$mod51				APONTADOR_1	DATA	34H
SDA	BIT	p1.7		APONTADOR_2	DATA	35H
SCL	BIT	p1.6		APONTADOR_3	DATA	36H
				APONTADOR_4	DATA	37H
M1	BIT	P3.0		BUFFER_PCF1	DATA	38H
M2	BIT	P3.1		BUFFER_PCF2	DATA	39H
M3	BIT	P3.2				
M4	BIT	P3.3				
SG1	BIT	P3.4				
SG2	BIT	P3.5				
SG3	BIT	P3.6				
SG4	BIT	P3.7				
FLAG1	BIT	20H.0				
FLAG2	BIT	21H.0				
FLAG3	BIT	23H.0				
FLAG4	BIT	24H.0				
ESCRAVO	DATA	30H				
T_DADO	DATA	32H				
R_DADO	DATA	33H				

```

APONTADOR_1    DATA    34H
APONTADOR_2    DATA    35H
APONTADOR_3    DATA    36H
APONTADOR_4    DATA    37H

BUFFER_PCF1    DATA    38H
BUFFER_PCF2    DATA    39H

;.....
ORG            00H

INICIO:

MOV            APONTADOR_1,#0
;Inicializa variáveis.
MOV            APONTADOR_2,#0
MOV            APONTADOR_3,#0
MOV            APONTADOR_4,#0

MOV            BUFFER_PCF1,#0
MOV            BUFFER_PCF2,#0

```



```

MOV     ESCRAVO,#40H
MOV     T_DADO,BUFFER_PCF1
;Retira a energia das bobinas
;dos motores.

CALL    TXDD
MOV     ESCRAVO,#42H
CALL    TXDD

;=====
MOTOR_1:

JB      M1,SAÍDA1
;Testa se M1 recebeu
;um flanco negativo.

JB      FLAG1,MOTOR_2
;Desabilita leitura por nível.

SETB    FLAG1
MOV     R0,#APONTADOR_1
JB      SG1,GIRO1
;Testa o sentido de giro
;para o motor 1.

CALL    PASSO_DIR
;Rotina de passo direito.

JMP     SGR1

GIRO1:
CALL    PASSO_ESQ
;Rotina de passo esquerdo
;(Controle por onda).

SGR1:
ANL     BUFFER_PCF1,#0F0H
JMP     PCF1

SAÍDA1:
CLR     FLAG1

;=====
MOTOR_2:

JB      M2,SAÍDA2
;Testa se M2 recebeu um
;flanco negativo.

JB      FLAG2,MOTOR_3
;Desabilita leitura por nível.

SETB    FLAG2
MOV     R0,#APONTADOR_2
JB      SG2,GIRO2
;Testa o sentido de giro
;para o motor 2.

CALL    PASSO_DIR
;Rotina de passo direito.

JMP     SGR2

GIRO2:
CALL    PASSO_ESQ
;Rotina de passo esquerdo.

SGR2:
SWAP    A
ANL     BUFFER_PCF1,#0FH

```

```

PCF1:
ORL     BUFFER_PCF1,A

MOV     ESCRAVO,#40H
;Transmissão pelo I2C
;para o PCF8574A.
MOV     T_DADO,BUFFER_PCF1
CALL    TXDD
JMP     MOTOR_3

SAÍDA2:
CLR     FLAG2

;=====
MOTOR_3:

JB      M3,SAÍDA3
;Testa se M3 recebeu um
;flanco negativo.

JB      FLAG3,MOTOR_4
;Desabilita leitura por nível.

SETB    FLAG3
MOV     R0,#APONTADOR_3
JB      SG3,GIRO3
;Testa o sentido de giro
;para o motor 3.

CALL    PASSO_DIR
;Rotina de passo direito.

JMP     SGR3

GIRO3:
CALL    PASSO_ESQ
;Rotina de passo esquerdo.

SGR3:
ANL     BUFFER_PCF2,#0F0H
JMP     PCF2

SAÍDA3:
CLR     FLAG3

;=====
MOTOR_4:

JB      M4,SAÍDA4
;Testa se M4 recebeu um
;flanco negativo.

JB      FLAG4,SAÍDA5
;Desabilita leitura por nível.

SETB    FLAG4
MOV     R0,#APONTADOR_4
JB      SG4,GIRO4
;Testa o sentido de giro
;para o motor 4.

CALL    PASSO_DIR
;Rotina de passo direito.

JMP     SGR4

GIRO4:
CALL    PASSO_ESQ
;Rotina de passo esquerdo.

SGR4:
SWAP    A
ANL     BUFFER_PCF2,#0FH

PCF2:
ORL     BUFFER_PCF2,A
;Transmissão pelo I2C
;para o PCF8574A.
MOV     ESCRAVO,#42H

```

```

MOV     T_DADO,BUFFER_PCF2
CALL    TXDD
JMP     SAÍDA5

SAÍDA4:
CLR     FLAG4

SAÍDA5:
JMP     MOTOR_1
;Pula e volta a testar.

;=====
PASSO_DIR:
;Rotina geradora de passos
;para a direita.
CJNE    @R0,#4,CONTINUA
MOV     @R0,#00

CONTINUA:
MOV     DPTR,#TABELA_DIR
MOV     A,@R0
MOVC    A,@A+DPTR
INC     @R0
RET

;=====
PASSO_ESQ:
;Rotina geradora de passos
;para esquerda.
CJNE    @R0,#4,CONTINUA2
MOV     @R0,#00

CONTINUA2:
MOV     DPTR,#TABELA_ESQ
MOV     A,@R0
MOVC    A,@A+DPTR
INC     @R0
RET

;=====
TABELA_DIR:

DB      08H
DB      04H
DB      02H
DB      01H

;=====
TABELA_ESQ:

DB      01H
DB      02H
DB      04H
DB      08H

;=====
INIC:
SETB    SDA
;Inicializa o barramento
;colocando as linhas
SETB    SCL
;SDA e SCL em nível alto.
NOP
;Temporiza para
;estabilizar as linhas.
NOP
NOP
NOP
RET

```



```

=====
PARADA:
STOP:

CLR SDA
;Esta rotina gera a condição
;de parada
NOP
;liberando as linhas SDA e SCL.
SETB SCL
NOP
NOP
NOP
NOP
SETB SDA
RET

=====
TXDD:
LCALL INIC
;Esta rotina realiza a
;transmissão
MOV A, ESCRAVO
;do dado para um escravo.
LCALL STAR
;Envia o endereço.
JC STOP
MOV A, T_DADO
;Envia o dado.
LCALL SEND
LCALL STOP
;Chama a rotina que gera
;a parada.
RET
;Retorno

=====
RCVD:
LCALL INIC
;Esta rotina lê um dado
;de um escravo.
MOV A, ESCRAVO
;O endereço do escravo é
;colocado em A.
SETB ACC.0
;Como é leitura o bit 0
;deve ser igual a zero.
LCALL STAR
;É enviado pelo barramento.
JC STOP
LCALL READ
;Rotina de deslocamento
;para a leitura.
LCALL NACK
MOV R_DADO, A
;O dado recebido é armazenado
;no buffer.
LJMP STOP
;Condição de parada.

=====
STAR:
CLR SDA
;Rotina que gera a condição
;de partida

NOP
; realiza os deslocamentos
;dos dados.
NOP
NOP
CLR SCL

SEND:
MOV R2, #8
;O registro 2 é usado
;como contador.

SEI0:
RLC A
;O dado encontrado
;no acumulador é
MOV SDA, C
;roteado para a esquerda
;junto com o carry
SETB SCL
;que é colocado na linha
;de dado SDA.
NOP
;É gerado o pulso no SCL.
NOP
NOP
CLR SCL
NOP
NOP
NOP
DUNZ R2, SEI0
;É testado se o dado foi
;completamente deslocado
SETB SDA
NOP
NOP
SETB SCL
NOP
NOP
MOV C, SDA
NOP
NOP
CLR SCL
RET

=====
READ:
MOV R2, #8
;Esta rotina realiza o
;deslocamento
CLR A
;para a leitura de dados.

READS:
SETB SDA
NOP
NOP
SETB SCL
NOP
NOP
MOV C, SDA
NOP
NOP
CLR SCL
RLC A
;O dado é deslocado e armazenado
;em A.
DUNZ R2, READS
;Testa se terminou o

;recebimento do byte.
MOV R_DADO, A
;O dado recebido é armazenado
;no buffer.
RET

=====
ACK:
CLR SDA
;Esta rotina gera um sinal de
;reconhecimento
NOP
;por parte do mestre.
NOP
SETB SCL
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
CLR SCL
RET

=====
NACK:
SETB SDA
;Esta rotina gera um sinal de
;não reconhecimento por
;parte do mestre
SETB SCL
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
CLR SCL
RET

end

```

LISTA DE MATERIAL

SEMICONDUCTORES:

CI_1 - microcontrolador 80C51.
 CI_2 e CI_3 - PCF8574P
 CI_4 e CI_5 - ULN2803A

RESISTORES DE - 1/4 W:

R_1 - 8.2 k Ω
 R_2 e R_3 - 1 k Ω
 R_4 a R_{10} - 10 k Ω

CAPACITORES:

C_1 - 10 μ F
 C_2 e C_3 - 22 pF cerâmico.
 C_4 - 100 μ F
 C_5 a C_7 - 100 nF cerâmico.

DIVERSOS:

X_1 - 12 MHz - cristal

A combinação de dispositivos em invólucro único pode significar economia de espaço e também melhor casamento de características. Este é o caso dos novos FETKYs que deverão ser usados numa ampla gama de aplicações envolvendo a comutação de sinais de grande intensidade. Veja neste artigo o que são os FETKYs e como eles funcionam.

CONHEÇA O FETKY

FET vem de *Field Effect Transistor* ou transistor de efeito de campo, enquanto que o KY vem de *Schottky*, que são diodos de alta velocidade de recuperação.

A união num único invólucro de um FET de potência com um diodo Schottky (entre o dreno e a fonte) resulta neste novo componente que está sendo denominado FETKY.

Na figura 1 temos o circuito equivalente deste componente.

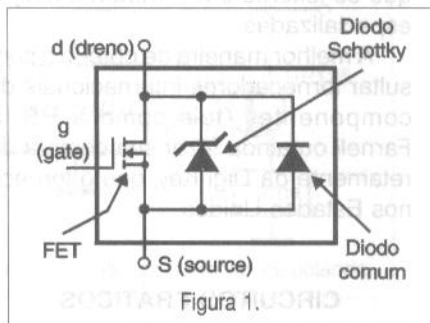


Figura 1.

As aplicações mais comuns para este tipo de componente são na comutação de cargas fortemente indutivas (como as que existem nas fontes chaveadas) e em inversores, além de circuitos de gerenciamento de energia.

Os fabricantes de semicondutores como a Fairchild, International Rectifier e Motorola com linhas de FETs de potência já disponibilizam semicondutores deste tipo.

Como exemplo, para os leitores que pensam em utilizar este tipo de componente em seus projetos, focalizamos o FETKY IRF7901D1, da IR (International Rectifier), para 5 A x 30 V.

IRF7901D1

Este componente consiste em dois FETKYs para 30 V com corrente de comutação até 6,2 A (as aplicações em fontes chaveadas indicam até 5 A) em invólucro SO-8, conforme mostrado na figura 2.

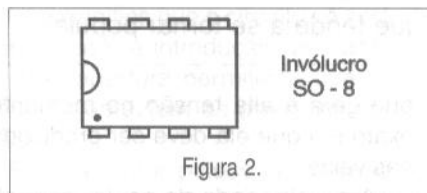


Figura 2.

Ele possui dois transistores Power-MOSFETs ligados na forma indicada, tendo diodos Schottky em paralelo. A baixa resistência entre o dreno e a fonte em condução faz com que o dispositivo seja capaz de trabalhar com correntes elevadas sem a necessidade de usar radiador de calor.

Na figura 3 temos uma aplicação típica simplificada onde o dispositivo é usado num conversor DC-DC.

Neste circuito, o transistor (Q_1) é otimizado para realizar o controle da

corrente principal, enquanto que Q_2 é usado no sincronismo.

Dentre as principais características deste componente, destacamos:

Máximos absolutos:

Tensão dreno-fonte: 30 V

Tensão fonte-dreno: ± 20 V

Corrente contínua de saída: 6,2 A

Corrente de dreno pulsada: 48 A

Dissipação: 2,0 W

Mais informações sobre este componente podem ser obtidos no site da International Rectifier em <http://www.irf.com>

Outro componente desta família de componentes é o MMDFS3P303, da SCG (*Semiconductor Components Group*), que combina num invólucro SO-8 um MOSFET de canal P com um diodo Schottky de 3^a. Este novo componente é fabricado pelo novo processo da Motorola denominado HDTMO3 sendo indicado para aplicações na comutação de sinais de alta velocidade e intensidade como em fontes chaveadas.

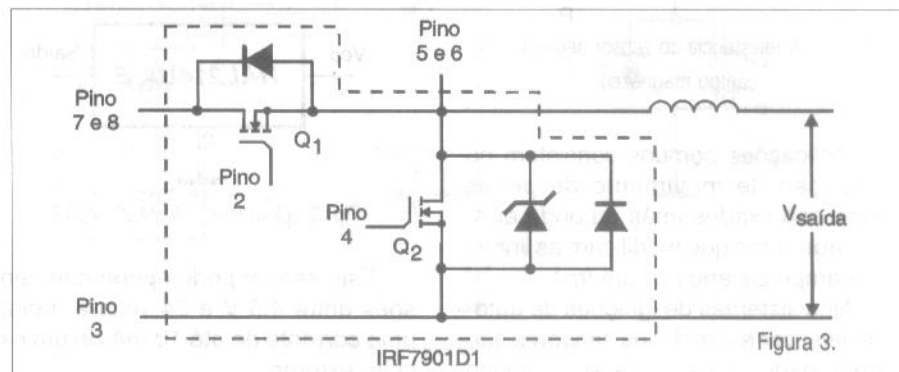


Figura 3.

HAL214UA-E

SENSOR HALL

Newton C. Braga

Os sensores de efeito Hall são cada vez mais usados em todos os tipos de aplicações eletrônicas, desde equipamentos de uso doméstico até em eletrônica embarcada e controles industriais. De fato, a possibilidade de se detectar campos magnéticos de forma prática e eficiente com um dispositivo semiconductor oferece infinitas possibilidades de projeto. Neste artigo falamos de um sensor da ITT de uso bastante simples e que tende a se tornar popular.

Os sensores de efeito Hall, conforme já explicamos em outros artigos nesta mesma Revista, são dispositivos cuja resistência se modifica pela presença de um campo magnético. Dependendo da orientação desse campo, a resistência entre os seus extremos é modificada, veja a figura 1.

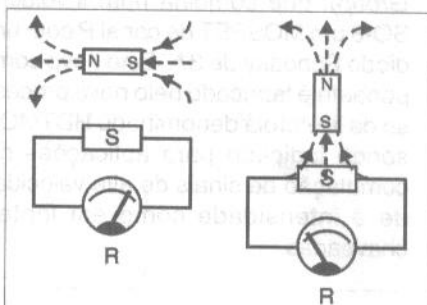


Fig. 1 - A resistência do sensor depende do campo magnético.

Aplicações comuns consistem na detecção de movimento de peças onde são fixados ímãs ou onde existem aberturas que modificam as linhas do campo gerado por um ímã.

Nos sistemas de ignições de automóveis, por exemplo, os sensores são empregados para disparar o circuito

que gera a alta tensão no momento exato em que ela deve ser produzida nas velas.

A possibilidade de contar com alguns sensores sensíveis que já fornecem saídas lógicas é algo interessante para os projetistas, e isso é possível com o HAL214UA-E, da ITT.

O SENSOR HAL214UA-E

O sensor HAL214UA-E (da ITT) é apresentado num invólucro de três terminais, conforme ilustra a figura 2, e tem sua saída levada ao nível baixo na presença de campos magnéticos.

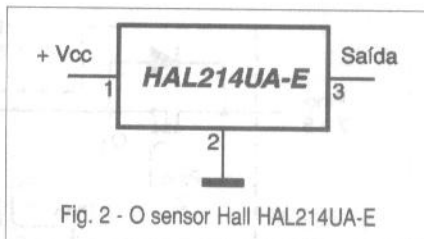


Fig. 2 - O sensor Hall HAL214UA-E

Este sensor pode operar com tensões entre 4,5 V e 24 volts e drenar uma corrente de até 10 mA de um circuito externo.

Sua faixa de temperatura de operação é de -40 a 100 °C.

A sensibilidade deste sensor permite detectar a presença de um pequeno ímã a alguns centímetros de distância, mas isso é suficiente para tornar possível sua utilização numa infinidade de aplicações práticas.

Obs: O HAL214UA-E não é um componente comum no nosso mercado, havendo portanto dificuldade para que os leitores o encontrem em lojas especializadas.

A melhor maneira de obtê-lo é consultar fornecedores internacionais de componentes, tais como a RS, a Farnell ou ainda fazer sua compra diretamente da Digi-Key, que o fornece nos Estados Unidos.

CIRCUITOS PRÁTICOS

O circuito mais simples que pode ser elaborado com o sensor HAL214UA-E é visto na figura 3.

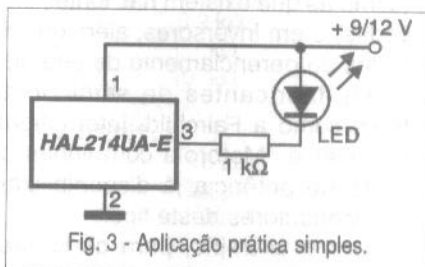


Fig. 3 - Aplicação prática simples.

Este circuito tem a saída indo ao nível baixo e fazendo com que o LED acenda quando um campo magnético é aplicado ao sensor.

Este campo pode ser produzido por uma bobina ou por um ímã permanente.

Alimentando o circuito com 5 V este bloco pode excitar diretamente entradas TTL. Com outras tensões ele pode ser usado para excitar entradas CMOS.

Para excitar cargas de maior potência podemos usar o circuito exemplificado na figura 4 que, utilizando um BD136, pode fornecer até uns 500 mA. Ele pode ser aplicado para excitar uma lâmpada ou mesmo um relé.

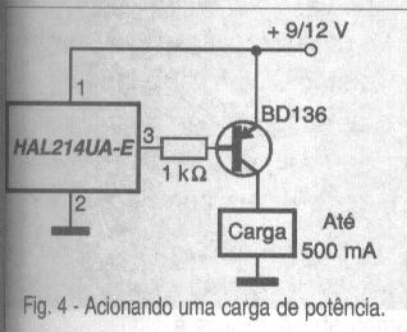


Fig. 4 - Acionando uma carga de potência.

Maior potência poderá ser obtida ainda com o uso de um transistor Darlington PNP como o TIP125, veja a figura 5.

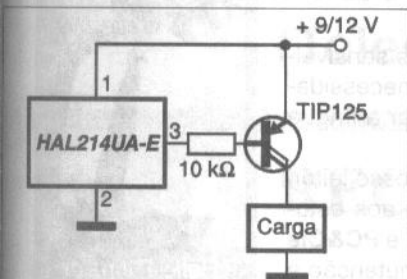


Fig. 5 - Usando um Darlington de potência.

Este circuito pode alimentar uma carga de alguns ampêres, mas o transistor deve ser montado num radiador de calor.

Para excitar um Power-MOSFET podemos usar o circuito apresentado na figura 6.

O transistor PNP atua como um inversor levando o transistor de efeito de campo de potência à saturação quando ele conduz (quando a saída do sensor vai ao nível baixo).

Evidentemente, dependendo da intensidade da corrente na carga, o transistor de efeito de campo deve ser montado em um bom radiador de calor. Uma aplicação atraente para este tipo de sensor é sugerida na figura 7

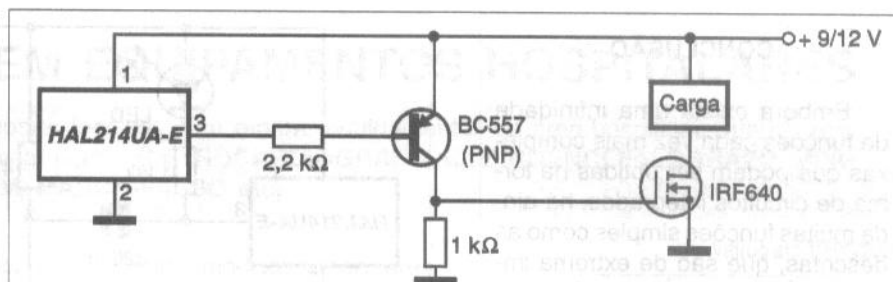


Fig. 6 - Usando um Power-MOSFET.

em que temos uma chave de código magnética.

Neste circuito, para que a saída seja ativada três ímãs devem ser posicionados de modo a atuar sobre três sensores, levando portanto as três saídas ao nível baixo.

Nestas condições, o transistor que atua como uma porta lógica NAND envia o sinal que libera o circuito externo.

Uma idéia é fazer um pequeno cartão em que existam três pequenos ímãs posicionados de tal forma a se casar com a disposição dos três sensores, conforme ilustra a figura 8.

Isso significa que o circuito só será liberado com a introdução do cartão em uma abertura permitindo que os sensores detectem as posições dos ímãs.

Para se obter pulsos de duração constante a partir da passagem rápida de um ímã diante de um sensor podemos usar um monoestável com a configuração mostrada na figura 9.

Esta configuração é ideal para empregar o sensor na detecção de pulsos ou na medida da velocidade de rotação de peças, ou ainda outro tipo de movimento que possa se detectar por campos magnéticos.

A duração do pulso depende de R e de C no monoestável, sendo o tempo calculado pela fórmula:

$$t = 1,1 \times R \times C$$

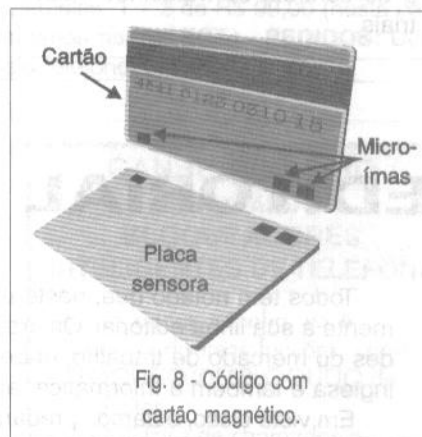


Fig. 8 - Código com cartão magnético.

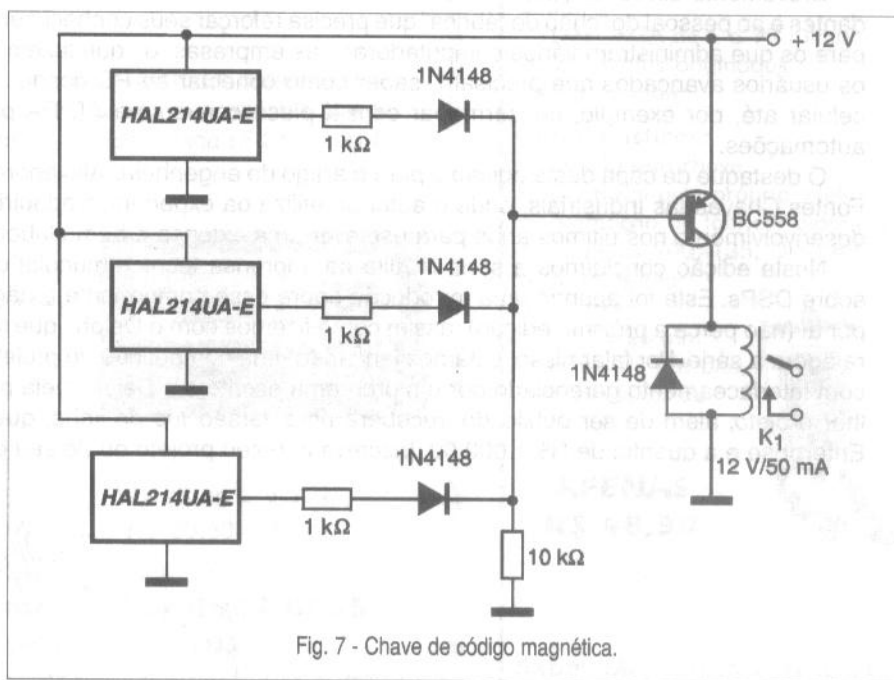


Fig. 7 - Chave de código magnética.

CONCLUSÃO

Embora exista uma infinidade de funções cada vez mais complexas que podem ser obtidas na forma de circuitos integrados, há ainda muitas funções simples como as descritas, que são de extrema importância para o projetista.

Circuitos integrados simples que contenham sensores já fornecendo os sinais compatíveis com as aplicações mais comuns, poderão ser usados em grande quantidade de situações.

Os sensores Hall podem servir de base para robôs; dispositivos mecâtrônicos como sensores de posição e movimento; em automóveis em diversos tipos de funções sensoras; em eletrodomésticos e talvez na gama mais ampla que é a do controle de máquinas industriais.

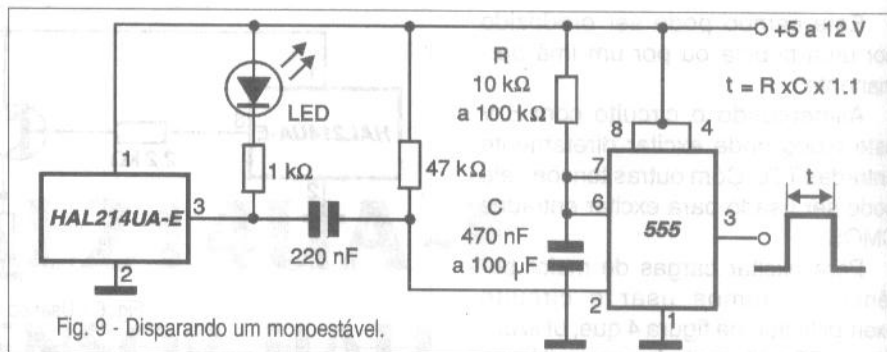


Fig. 9 - Disparando um monoestável.

Existem diversos tipos de sensores Hall, alguns dos quais contendo apenas o dispositivo sensível e não o circuito completo que já fornece uma saída lógica compatível com famílias determinadas. O leitor poderá fazer experimen-

tos com esses sensores diferentes, mas eles exigem circuitos amplificadores apropriados. Uma saída para muitos sensores é usar amplificadores operacionais como o LM324 ou comparadores como o LM339.

EDITORIAL

Todos têm notado que, neste último ano, a nossa revista está mudando mais sensivelmente a sua linha editorial. Os artigos estão sendo direcionados para as novas necessidades do mercado de trabalho, onde o leitor, cada vez mais, é solicitado a dominar a língua inglesa e também a Informática, além da Eletrônica.

Em vista disso, estamos preparando novos produtos para atender melhor o nosso leitor.

Brevemente serão lançadas duas revistas: **Mecatrônica Atual**, direcionada aos estudantes e ao pessoal do "chão de fábrica" que precisa reforçar seus conhecimentos, e **PC&Cia** para os que administram vários computadores nas empresas, os que fazem manutenção e os usuários avançados que precisam saber como conectar ao PC desde... um Palm, um celular até, por exemplo, um termopar com a placa conversora AD/DA para pequenas automações.

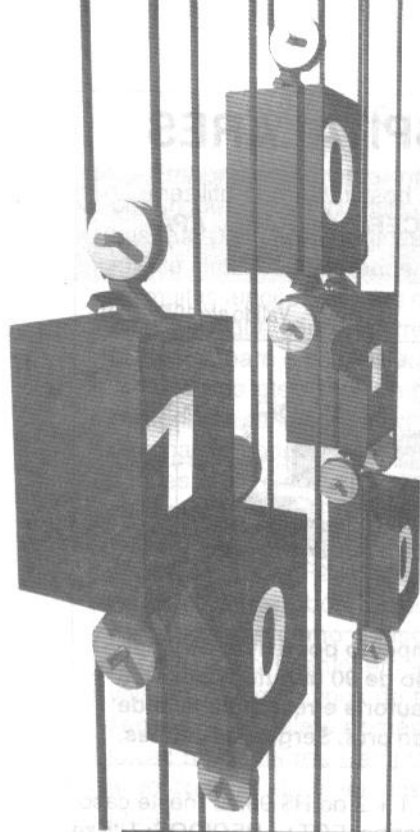
O destaque de capa desta edição é para o artigo do engenheiro Alexandre Capelli sobre Fontes Chaveadas Industriais, onde o autor se utiliza da experiência adquirida na área de desenvolvimento nos últimos anos para escrever uma extensa e bem elaborada matéria.

Nesta edição concluímos a série inédita na imprensa técnica mundial de seis artigos sobre DSPs. Esta foi apenas uma introdução sobre esse componente e não iremos parar por aí (não perca a próxima edição), assim como fizemos com o Delphi, que também encerra agora a série. Por falar nisso, estamos lançando uma competição de projetos eletrônicos com interfaceamento gerenciado por um programa escrito em Delphi (veja pág. 20). O melhor projeto, além de ser publicado, receberá uma versão *top* de linha, que é o Delphi 5 Enterprise e a quantia de R\$ 1.000,00. Inscreva já o seu projeto ou do seu grupo.



Hélio Fittipaldi

Hélio Fittipaldi



BARRAMENTOS EM MICROCOMPUTADORES

Parte II

Aquillino R. Leal

Professor da Universidade Estácio de Sá
e do Instituto de Tecnologia ORT

Na edição anterior analisamos o que é um barramento e começamos a conhecer as principais características dos barramentos utilizados em tempos passados bem como atualmente.

Nesta edição damos continuidade ao assunto começando com o barramento ISA.

ISA - INDUSTRY STANDARD ARCHITECTURE

O lançamento do PC AT (*Advanced Technology*), Figura 1, marca uma nova geração nas arquiteturas de barramento. A linha AT estendeu o barramento de dados para 16 bits (o dobro do XT) e o de endereços para 24 bits. A compatibilidade com o antigo XT foi mantida porque os sinais adicionais foram colocados em um *slot* em separado. Com a evolução dos periféricos, começou-se a exigir uma eficiência maior na capacidade de comunicação da CPU com eles (e essa eficiência é uma função do barramento).

Com a introdução do micro AT da IBM, o barramento e o *slot* ISA aumentaram de tamanho, de forma a acompanhar as características do microprocessador 80286, ou seja:

- barramento de dados de 16 bits
- barramento de endereços de 24 bits¹ (16M)
- frequência de operação de 8 MHz.

Como o IBM PC AT é baseado no microprocessador 80286, que manipula dados de 16 bits e possui 24 linhas de endereços, surge o problema de como manter a compatibilidade de *hardware* entre ele e o XT baseado no 8088, que externamente manipula dados de 8 bits e possui 20 linhas de endereço? E mais, como aproveitar no AT as interfaces disponíveis no XT? Afinal de contas, muitos dos potenciais consumidores teriam hesitado em comprar o AT porque nenhuma das muitas placas disponíveis para o PC funcionaria na nova máquina.

Para resolver esta situação foi criado um barramento atendendo ao padrão ISA. Neste padrão, o *slot* de expansão (onde, é claro, irão ser encaixadas as interfaces) é totalmente compatível com o *slot* de expansão do XT (8 bits como vimos acima). Mas, se o AT possui mais linhas de dados, mais linhas de endereços e mais linhas de controle, como é possível tal compatibilidade?

O *slot* do padrão ISA é dividido em dois, como se fossem dois *slots* independentes; em uma parte é um *slot* com barramento igual ao do XT e em outra (menor) localizam-se as linhas de dados, endereços e controles adicionais. Conseqüentemente, o *slot* ISA tem acesso a 16 bits de dados e até 16 MB de endereços, fora as linhas de interrupção e os canais de DMA a mais. O segundo conector do barramento PC AT contém 36 linhas. É interessante notar que qualquer interface pode ser colocada em qualquer *slot*, seja ela mais antiga (projetada originalmente para XT) ou seja projetada para o *slot* ISA; porém algumas placas-mãe possuem, em separado, um *slot* de 8 bits sem a sua "continuação" ISA e alguns leigos acreditam que interfaces de 8 bits só podem ser conectadas em tal *slot* específico. Isso não é verdade!

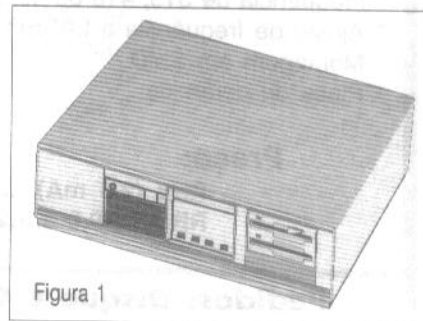


Figura 1

¹ - $2^{24} = 16 \text{ M}$.

Esse(s) *slots* em separado só existe(m) porque algumas interfaces mais antigas têm uma espécie de rebarba na placa de circuito impresso que fica exatamente na linha dos contatos de borda, tornando impossível seu encaixe no *slot* ISA.

Assim, o barramento ISA foi especificado a partir da adição de um conector de 36 pinos (2 x 18) adjacente ao de 62 pinos (2 x 31) no antigo projeto PC XT - Figura 2. Com isso, possibilitaram-se recursos para barramento de dados de 8 ou 16 bits, recursos para endereçamento de 16 MB de memória, ciclos de barramento mais rápidos e outros.

A parte do conector ISA de 62 pinos compatível com XT apresenta algumas alterações:

- **Em primeiro lugar**, o pedido de interrupção IRQ 2² foi substituído pela IRQ 9, pois a IRQ 2 passou a ser usada para fazer o cascateamento dos controladores de interrupção. Porém, nada impede que placas baratas possam usar a IRQ 2, pois o BIOS³ e os sistemas operacionais a redirecionam automaticamente por software para a IRQ 9.
- **Em segundo lugar**, o conector de 62 pinos possui sinais que controlam o acesso ao primeiro megabyte da memória RAM, enquanto seus análogos do conector de 36 pinos controlam o acesso aos 15 MB restantes.
- **Finalmente**, em terceiro lugar, o sinal de relógio passa a ser de 8 MHz, valor este intimamente ligado à velocidade de comunicação entre a CPU e as placas de expansão.

O barramento ISA, então, nada mais é que a padronização do barramento especificado para o PC AT. Originalmente, ele estava sincronizado com a CPU, mas, quando a velocidade da CPU excedeu 10 MHz, os periféricos (que operavam até 8 MHz) não puderam acompanhá-la. Por isso, o barramento ISA trabalha a 8 MHz, usando um barramento de dados com 16 bits, o que dá uma velocidade de comunicação teórica de 16 MB/s - na prática, a velocidade é bem menor.

Imagine-se uma placa de vídeo ISA em um sistema moderno, um Pentium-200 por exemplo. Embora o barramento local trabalhe a 66 MHz,

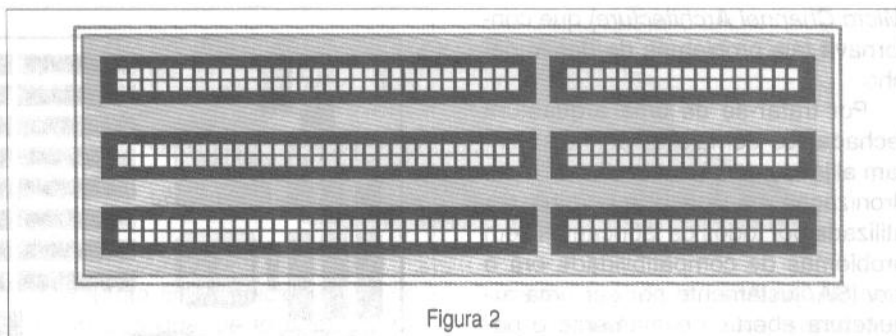


Figura 2

a comunicação do processador com a placa de vídeo será feita somente a 8 MHz: algo em torno de 12% da velocidade com que o processador se comunica com o barramento local!

Ou, dito de outro modo: embora o processador consiga processar os dados rapidamente, o vídeo apresentará os dados na mesma velocidade em que apresentaria em um velho 286. Horrípilante, não? Isto é o que se constitui como gargalo para o sistema computacional.

A frequência máxima de 8 MHz é empregada por um simples motivo técnico: as placas antigas não funcionariam em micros novos, caso a frequência de operação do barramento ISA fosse maior. Em outras palavras, se o barramento ISA não fosse limitado a 8 MHz, não se poderia usar, por exemplo, uma placa de som antiga, supostamente instalada em um antigo 286, no novo Pentium. Como as placas periféricas ISA foram criadas para trabalhar a somente 8 MHz, em geral os circuitos utilizados em placas ISA não conseguem trabalhar a uma frequência muito maior do que essa.

Para a comunicação do barramento ISA com o barramento local do micro (que são bastante diferentes hoje em dia; basta pensar que o barramento ISA trabalha a 16 bits e o barramento local de um Pentium e superiores operam a 64 bits), há um

circuito próprio para o interfaceamento, chamado controlador de barramento ISA. Esse circuito está integrado ao *chipset* da placa-mãe e trata de converter todas as informações de um barramento para outro.

Algumas placas-mãe ainda têm o barramento ISA. À primeira vista parece ilógico ao se pensar em termos de desempenho, porém é totalmente aceitável quando se trata de periféricos lentos, tais como uma placa de som ou uma placa fax/modem, por exemplo.

A maioria dos periféricos é de funcionamento lento. Além disso, o que é extremamente importante, é possível aproveitar em um micro moderno periféricos utilizados em micros mais antigos, como a já mencionada placa de som.

A Figura 3 mostra o aspecto de uma placa ISA típica - notar os entalhes de encaixe para o *slot* ISA (Figura 2).

Por causa da lentidão do barramento ISA para periféricos que exigem velocidade (em especial, a placa de vídeo e o disco rígido), outros tipos de barramento deveriam ser criados. Naquela época a IBM não estava preocupada com isso, pois o sucessor do AT era o seu PS/2: um microcomputador com arquitetura fechada utilizando um barramento proprietário chamado Arquitetura Microcanal (MCA -

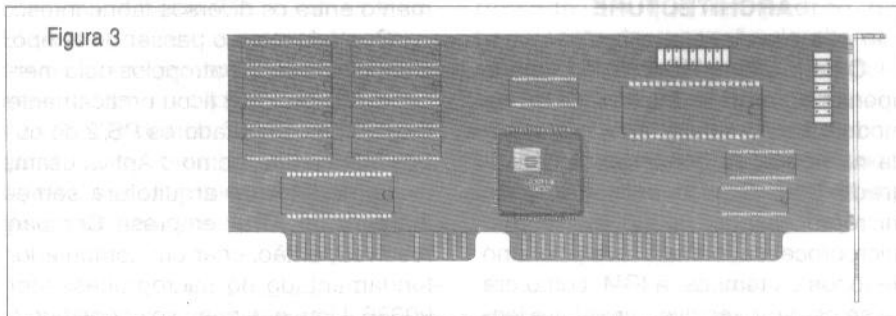


Figura 3

- 2 - Interrupt Request.
- 3 - Basic Input Output System.

Micro Channel Architecture) que contornava tais problemas de desempenho.

Por tratar-se de uma arquitetura fechada, os demais fabricantes ficaram alijados do processo. A única padronização de *slots* que poderia ser utilizada por todos os fabricantes sem problemas de compatibilidade era o *slot* ISA, justamente por ser uma arquitetura aberta - exatamente o padrão utilizado por todos os fabricantes. A partir desse momento, todos os micros que tinham arquitetura aberta foram apelidados de "AT" (AT-386, AT-486, etc), pois empregavam o *slot* ISA igual ao PC AT original.

Durante muito tempo o padrão ISA continuou sendo a única alternativa para os fabricantes de *hardware*. Basta reparar que todas as placas-mãe 386 e muitas das placas mãe 486 não têm nenhum outro tipo de *slot*, a não ser o ISA. A Figura 4 mostra, de forma bem simplificada, uma placa-mãe típica para a CPU 386 (situada no canto inferior esquerdo da figura), podendo-se ver em relativo destaque a presença de seus oito *slots* padrão ISA.

A utilização de algum outro tipo de *slot* ainda não era possível, pois não havia o menor consenso entre os diversos fabricantes de placas-mãe e micros existentes no mundo quanto à padronização a ser utilizada. Dessa forma os fabricantes preferiram continuar usando o barramento ISA, ainda que, tecnicamente, esse barramento de expansão fosse de inferior performance e ultrapassado. Para a identificação dos terminais (pinagem) do *slot* ISA recomendamos a leitura do artigo "Alimentando projetos a partir do PC", Revista nº 335 - dezembro/2000.

MCA - MICRO CHANNEL ARCHITECTURE

O barramento MCA será colocado apenas como referência histórica de modo a compreender-se o que ocorria na época do conhecido e consagrado 386. Com o surgimento do microprocessador 80386 em 1985, o microprocessador mais revolucionário de todos os tempos, a IBM, como era de se esperar, resolveu projetar e lançar um microcomputador que utilizasse este microprocessador, isto é, era

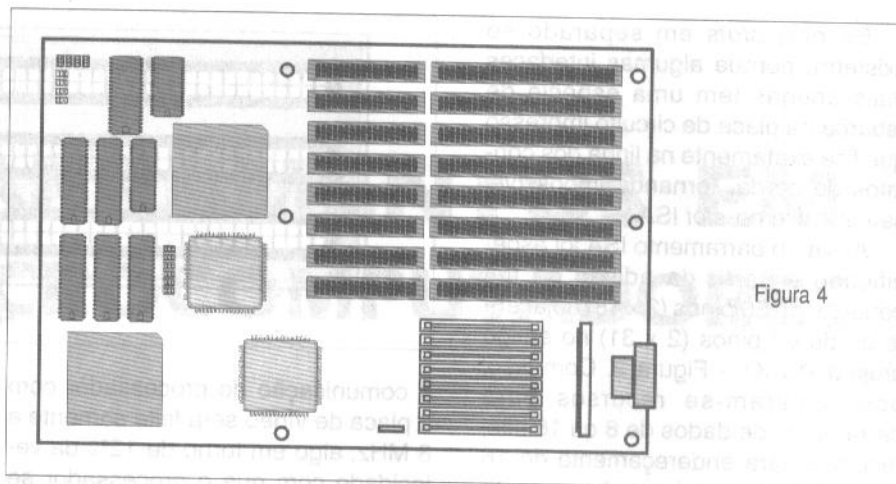


Figura 4

a hora de começar tudo de novo, porém agora dando um basta aos fabricantes de clones de PC que tinham conseguido pegar uma grande parte do mercado.

A "Big Blue" também decidiu não continuar com a sua linha IBM PC, optando por criar uma nova linha de microcomputadores compatíveis com o IBM PC, mas com uma arquitetura fechada e proprietária. Esta nova linha chamava-se PS/2⁴ e como possuía uma arquitetura fechada (e logicamente patenteada), nenhum fabricante poderia seguir os mesmos moldes. Diversas interfaces, que antes estavam disponíveis através de placas periféricas, vinham agora na mesma placa de circuito impresso em que o próprio microcomputador era construído; existindo diversos modelos de PS/2, cada um com conjunto de periféricos bem definido. A arquitetura com que o PS/2 era construído chama-se Arquitetura Micro Canal ou MCA (*Micro Channel Architecture*). Esse procedimento da IBM fez com que outros fabricantes que quisessem construir microcomputadores compatíveis tivessem de formular o seu próprio padrão; como não havia qualquer tipo de padronização e muito menos entendimento entre os diversos fabricantes...

Contudo, com o passar do tempo, e depois de vários atropelos pelo mercado, a linha PS/2 ficou praticamente morta - os computadores PS/2 de outros fabricantes, como o Aptiva usam, na verdade, uma arquitetura semelhante à do AT. A empresa Compaq resolveu, então, criar um computador fundamentado no microprocessador 80386. Uma das boas soluções que a

Compaq apresentou no seu computador foi a colocação das memórias no barramento local, em vez de conectá-las ao barramento de expansão, que trabalhava a 8 MHz. Isso permitiu uma maior velocidade e mais espaço de endereçamento no acesso à memória.

Mas, para um processador novo que manipula palavras binárias de 32 bits e acesso direto a memória de até 4GB (32 linhas de endereço), qual padrão deveria ser utilizado? Coube à própria Compaq liderar um grupo de fabricantes (Epson, HP, NEC, Olivetti, Tandy, Zenith, AST, entre outros) na tentativa de continuar com a estrutura modular que preservasse sobretudo a compatibilidade, coisa que não acontecia na arquitetura MCA da IBM - foi uma espécie de reação da indústria de computadores pessoais à IBM. O novo padrão criado por esse grupo de fabricantes chama-se EISA (*Extended Industry Standard Architecture*).

BARRAMENTO EISA (Extended Industry Standard Architecture)

Como vimos, o grande passo da indústria foi introduzido através da CPU de 32 *bits* da Intel: o 80386, o 'pai', ou 'avô', dos modernos microprocessadores e o principal responsável pela grande virada da Informática.

Para usar essa CPU a IBM projetou um outro computador: o PS/2 para o qual foi utilizado um novo barramento chamado MCA (*Micro Channel Architecture*). Por trás disso, existia a intenção de conter o merca-

4 - Personal System/2 - Sistema Pessoal/2

do de clones. Entretanto, a Compaq antecipou-se à IBM e lançou o primeiro computador 386: o *Compaq Deskpro 386*, que aproveitava a arquitetura e a especificação de barramento do AT. Todos os fabricantes apostaram que a arquitetura AT teria uma longa duração. Assim, depois de algum tempo, estavam fabricando clones, só que, dessa vez, não copiavam a IBM, mas sim a Compaq. Esse foi um marco muito importante, pois iniciou o divórcio da indústria com a IBM.

De qualquer forma, a utilização de um barramento proprietário pela IBM foi um balde de água fria nos principais concorrentes. Fabricantes que quisessem construir microcomputadores compatíveis teriam que formular o seu próprio padrão. E como não havia qualquer tipo de padronização e muito menos entendimento entre os diversos fabricantes independentes, alguma coisa a respeito teria de ser feita.

Foi a própria Compaq uma das primeiras a levantar sua bandeira em defesa da arquitetura aberta e da compatibilidade e padronização entre os diversos fabricantes, liderando um grupo formado pelos nove maiores fabricantes de micros "de marca" do mundo na época (AST, Epson, HP, NEC, Olivetti, Tandy, Wyse, Zenith e, logicamente, a própria Compaq) na tentativa de se criar um novo padrão de barramento de expansão mais rápido e com arquitetura aberta - ou seja, quem quisesse poderia utilizá-lo em seu projeto.

O novo padrão criado por esse grupo de fabricantes chamava-se EISA (*Extended Industry Standard Architecture*), totalmente compatível com o antigo ISA. O barramento EISA tem as seguintes características:

- Barramento de dados de 32 bits.
- Barramento de endereços de 32 bits.
- Frequência de operação de 8 MHz.

O *slot* EISA é muito parecido com o *slot* ISA, pois ambos apresentam o mesmo tamanho. No *slot* EISA as linhas adicionais de dados, controle e endereços, que não existiam no ISA, foram colocadas entre os contatos convencionais do ISA fazendo com que o *slot* EISA fosse compatível tanto com interfaces ISA quanto EISA.

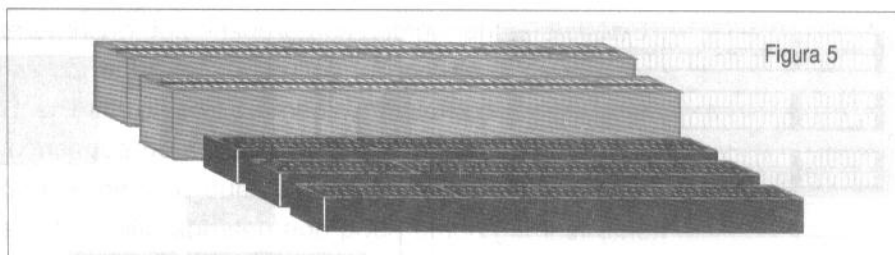


Figura 5

O padrão EISA adiciona 100 novos contatos que, se fossem colocados em linha com os dos *slots* ISA, certamente gerariam um conector de tamanho impraticável. A solução adotada para acomodar os 100 novos contatos e ainda manter a compatibilidade ISA foi simples: uma segunda camada de contatos, em profundidade maior, deslocados em relação aos contatos ISA - a placa ISA não provoca curto porque ela não pode entrar tão fundo no *slot*, pois um dispositivo mecânico trava seu encaixe no *slot* EISA.

Conforme mostra a Figura 5, um *slot* EISA é muito parecido com o *slot* ISA, a primeira diferença está na 'altura' do primeiro, que é maior que a do segundo, isto para permitir a colocação dos contatos adicionais que são dispostos na parte inferior do *slot* enquanto os contatos convencionais do padrão ISA ficam dispostos na parte superior do *slot* mantendo-se a tão almejada compatibilidade entre os dois sistemas.

Vejamos bem: ao inserir uma interface ISA em um *slot* EISA o percurso dela é limitado por travas no conector, impedindo que ela faça contato com os sinais EISA; já quando inserimos uma interface EISA essa limitação não ocorre e os seus contatos ajustam-se plenamente com todos os sinais EISA - vide croqui apresentado na figura 6.

Mas havia ainda um problema: para manter total compatibilidade como barramento ISA, o barramento EISA teve de usar a mesma frequência de operação dos sinais daquele, mesmo tendo a capacidade de trabalhar com dados de 32 bits, endereçar até 4 GB de memória e ser uma arquitetura aberta (além de ter modos de transferência de dados ausentes no

barramento ISA), o EISA não se tornou tão popular porque ainda apresentava o gargalo para interfaces que exigiam alto desempenho.

Ainda que em teoria o barramento EISA pudesse operar a 33 MHz, na prática a velocidade é inferior (o padrão trabalha a 8,33 MHz), porém apresenta um modo de operação denominado rajada ou *burst*, em que um pequeno bloco de dados pode ser transferido à velocidade do relógio do barramento.

Nas placas que trabalham com EISA não existem chaves ('jumpers') para configuração; ela é configurada por *software*.

Toda placa EISA vem com um disco onde existe um arquivo de configuração (**cfg*) que, junto com o utilitário, presente em todo computador EISA, gera dados para uma RAM CMOS estendida (ela é dita estendida porque guarda todos os dados de um PC convencional e mais os dados pertinentes às placas EISA).

BARRAMENTO VLB (VESA Local Bus)

A VESA (*Video Electronic Standards Association* - Associação de Padrões Eletrônicos de Vídeo) é formada pelos fabricantes de interfaces de vídeo a fim de definir padronizações como, por exemplo, a padronização VGA.

Essa associação era a maior interessada em que um padrão de barramento de expansão de alto desempenho fosse logo definido, pois era inconcebível que um micro com alto poder de processamento como um 486 ainda apresentasse no vídeo imagens na mesma velocidade de um 'miserô' 286!

Figura 6



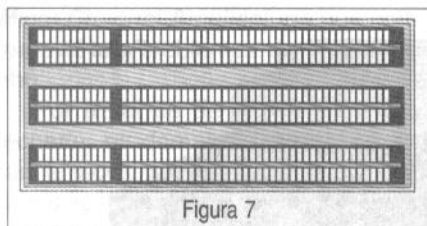


Figura 7

Como nenhum outro grande fabricante tal qual a IBM ou a Intel havia decidido definir esse padrão, a VESA resolveu projetar o seu próprio modelo de barramento.

O projeto, chamado *VESA Local Bus* (Barramento Local VESA) ou simplesmente VLB, teve uma aceitação imediata no mercado graças aos associados da VESA: mais de 150 fabricantes. Havia outros motivos para o sucesso do padrão VLB: era uma arquitetura aberta assim como o ISA com o qual manteve total compatibilidade.

O barramento VLB é conectado diretamente ao barramento local através de um *buffer*; dessa forma a frequência de operação do VLB é igual à frequência de operação do barramento local. Em um micro com o processador 486DX4-100, por exemplo, o barramento VLB podia trabalhar a 33 MHz, igual ao barramento local da placa-mãe.

O barramento *VESA Local Bus* tem as seguintes características:

- Barramento de dados igual ao do processador.
- Barramento de endereços de 32 bits.
- Frequência de operação igual à frequência do barramento local.

A única restrição do *slot* VLB refere-se à quantidade de periféricos possíveis por computador. Por trabalhar sob altas frequências a interferência eletromagnética torna impossível operar com mais de três *slots* VLB acima de 33 MHz simultaneamente:

- 33 MHz: três placas VLB.
- 40 MHz: duas placas VLB.
- 50 MHz: uma placa VLB.

Isso não era tão problemático, pois o *slot* VLB foi utilizado amplamente na

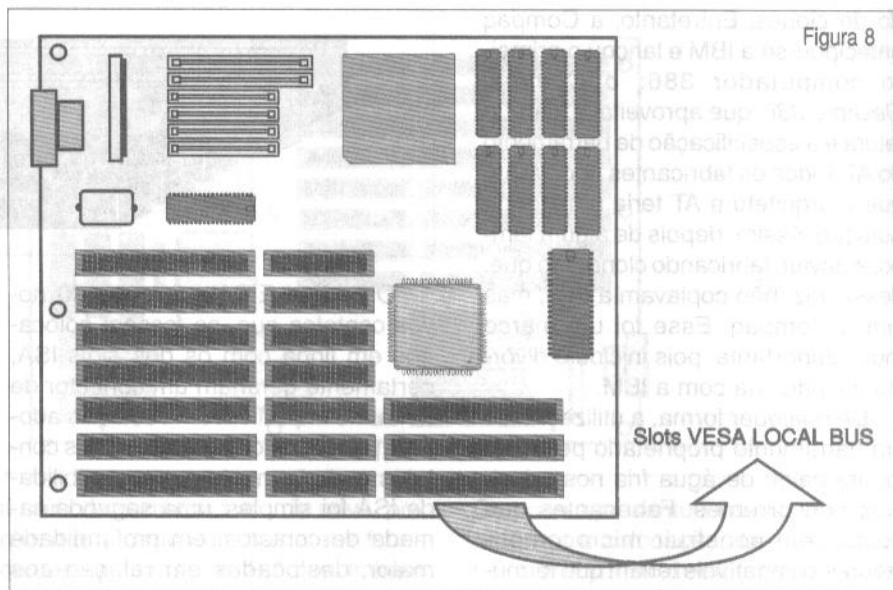


Figura 8

época do 486 quando poucos processadores trabalhavam com uma frequência de operação externa acima de 33 MHz. Além disso, devemos lembrar que somente três classes de periféricos necessitam de alto desempenho: vídeo, disco rígido e rede local.

O conector para o barramento local é de 112 pinos (estilo MCA), que normalmente é colocado alinhado com os *slots* ISA e por estar conectado diretamente ao barramento local da CPU, há um limite de dois ou três *slots* (a CPU não tem capacidade para suportar muitas cargas no seu barramento local).

Com um barramento de dados de 32 bits e um relógio de 33 MHz, o limite teórico do barramento VESA é de 132 MB/s - existe a especificação VESA de 64 bits, que possui um limite de velocidade de 264 MB/s. O barramento VESA não está limitado aos controladores gráficos. Qualquer placa que atenda às especificações VESA pode ser conectada ao VL-BUS e transferir dados à velocidade da CPU - os outros dois fortes candidatos a ocupar os *slots* VL-BUS que sobram, são o controlador de disco rígido e a placa de rede.

Na utilização do *slot* VLB acima de 33 MHz, há a necessidade do emprego de estados de espera (*wait states*) no barramento; tal configuração deverá ser feita tanto na placa-mãe quanto na placa VLB que estiver sendo instalada no micro.

A Figura 7 mostra detalhes do *slot* VLB.

Apesar de existirem duas padronizações de *slot* VLB: uma de 32 bits para placas-mãe 486 e outra de 64 bits para placas-mãe Pentium, encontramos basicamente a versão do *slot* VLB de 32 bits, porque, na época da massificação do processador Pentium, o barramento de expansão mais adotado passou a ser o PCI, a ser analisado mais adiante.

A Figura 8 mostra uma placa típica empregando a CPU 486, vendo-se na parte inferior três *slots* VLB e mais à esquerda se encontram sete *slots* EISA.

A Figura 9 apresenta o aspecto físico de uma 'velha' placa de vídeo SVGA, podendo-se ver o conector VLB - canto inferior esquerdo.

Na próxima edição encerraremos este artigo sobre barramentos, explicando mais sobre barramentos PCI, USB, Fireware entre outros. ■

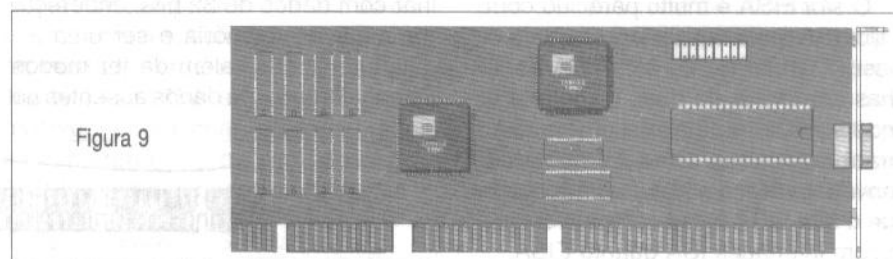


Figura 9

A crescente redução do consumo dos componentes eletrônicos faz com que as correntes nos circuitos tornem-se cada vez mais tênues e com isso mais difíceis de medir. A maioria dos multímetros comuns não consegue medir com precisão correntes na faixa de poucos microampêres, e o que dizer das correntes na faixa de nanoampêres? O circuito apresentado pode empregar instrumento próprio ou excitar diretamente um multímetro, servindo como multiplicador de escalas de corrente e alcançando na faixa mais sensível um fundo de 100 nA.

NANOAMPERÍMETRO

Newton C. Braga

Correntes de bilionésimos de ampère (nanoampêres) são comuns em muitos circuitos eletrônicos, dificultando a realização de sua medida com os instrumentos tradicionais como, por exemplo, os multímetros.

Considerando-se que a medida de uma corrente pode ser muito importante para diagnosticar uma falha, ou mesmo fazer um ajuste, surge a necessidade de se ter na bancada um instrumento que meça correntes dessa grandeza, ou mesmo adaptar um instrumento comum.

O que descrevemos é um amplificador de corrente que serve tanto para excitar um instrumento indicador comum (microamperímetro) quanto um multímetro, possibilitando a medida de correntes de fundo de escala de até 100 nA na posição de maior sensibilidade.

A base do circuito é um amplificador operacional com FET e sua alimentação de 9 V com baixo consumo aumenta bastante a vida útil da bateria.

Na nossa versão damos 4 escalas com fundos de 100 nA, 1 μ A, 10 μ A e 100 μ A, já que estes são valores que normalmente não são alcançados por instrumentos comuns tais como os multímetros.

CARACTERÍSTICAS:

Escalas: quatro (100 nA, 1 μ A, 10 μ A e 100 μ A)

Tensão de alimentação: 9 V
Tensão de saída: 1 V (para o fundo de escala)
Consumo: abaixo de 1 mA

COMO FUNCIONA

Na saída do circuito temos uma tensão de 1 V para o fundo de escala desejado. Na configuração normal, utilizando um microamperímetro de 100 μ A de fundo de escala, podemos ligar um *trimpot* e um resistor de modo a usá-lo como um voltímetro.

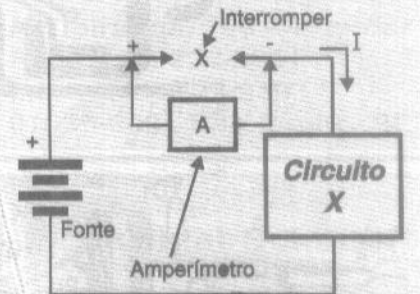
No entanto, se o leitor quiser usar o seu próprio voltímetro, poderá fazê-lo tanto na escala de fundo de 100 μ A quanto na de 1 V, se ele as tiver.

O amplificador operacional é então ligado como um amplificador de tensão com ganho 100, ganho este dado pelo resistor de realimentação entre os pinos 2 e 6 do operacional e o resistor R_1 .

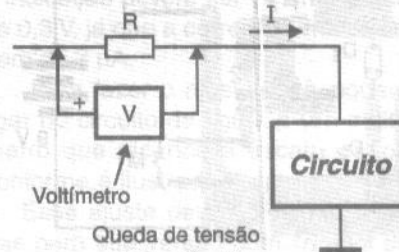
O sinal consiste na tensão que aparece sobre um resistor selecionado pela chave de escalas, e que depende justamente da intensidade da corrente nesse resistor.

A medida de corrente é feita com o instrumento em série com o circuito, conforme ilustra a figura A.

A necessidade de interromper o circuito para se realizar essa medida, torna-a pouco comum, já que nem sempre é simples fazer isso. O que se faz na maioria dos casos, é procurar no circuito um resistor de valor conhecido por onde passa a



A - Medindo a corrente I no circuito X.



B - Calcula-se I pela queda de tensão em R .

corrente e medir a queda de tensão nele, conforme mostra a figura B. Aplicando-se a Lei de Ohm ($I = V/R$), pode-se calcular facilmente a corrente sem a necessidade de interromper o circuito. Entretanto, existem casos em que esse resistor não existe e aí temos a necessidade de fazer a medida pelo método tradicional.

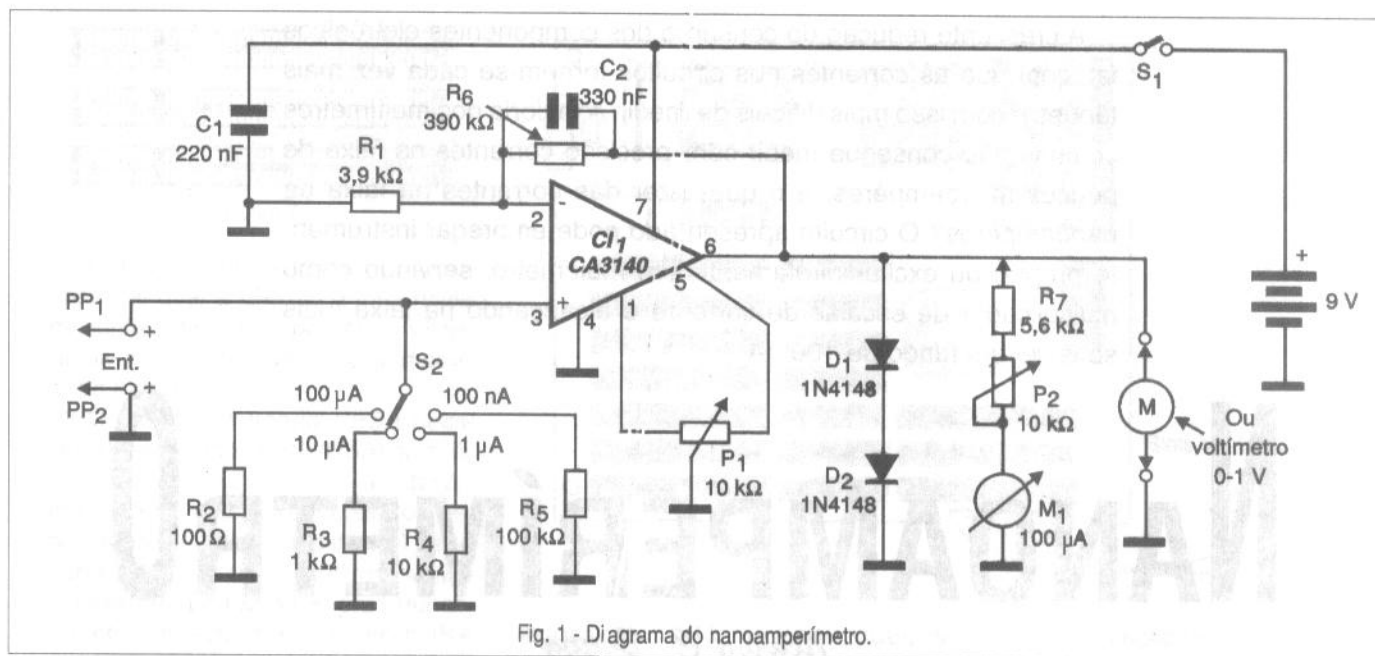


Fig. 1 - Diagrama do nanoamperímetro.

Assim, para uma corrente de 100 nA, se o resistor selecionado for de 100 k ohms, a tensão que aparecerá sobre ele é de 0,01 volt, o que, com o ganho 100 do amplificador, nos levará a uma saída de fundo de escala de 1 V.

Para uma corrente de 10 nA de fundo de escala, o resistor selecionado será de 10 k ohms de modo que aparecerá também uma tensão de 0,01 volt sobre ele gerando na saída uma tensão de 1 V, que corresponde ao novo fundo de escala.

Um ponto importante a ser considerado é que, devido à elevadíssima resistência de entrada do amplificador operacional, não teremos efeito sensível dele sobre a corrente a ser medida, o que é fundamental para se garantir a precisão do circuito.

Lembramos, finalmente, que a precisão da medida dependerá justamente da precisão dos resistores selecionados.

Será interessante colocar resistores de 1 ou 2% de precisão nesta função, inclusive para os que determinam o ganho do amplificador.

Para estes, existe uma alternativa que consiste em trocar o resistor de realimentação de 390 k ohms por um resistor de 330 k ohms em série com um *trimpot* multivoltas de 100 k ohms, e se fazer o ajuste do circuito para obter a precisão desejada.

MONTAGEM

Na figura 1 fornecemos o diagrama completo do nanoamperímetro.

A disposição dos componentes numa placa de circuito impresso é apresentada na figura 2.

A seleção de escalas admite duas opções: uma chave seletora ou ainda bornes onde serão conectadas as pontas de prova.

A escolha dependerá do leitor, já que não é muito simples em nossos dias encontrar uma chave de 1 pólo x 4 posições.

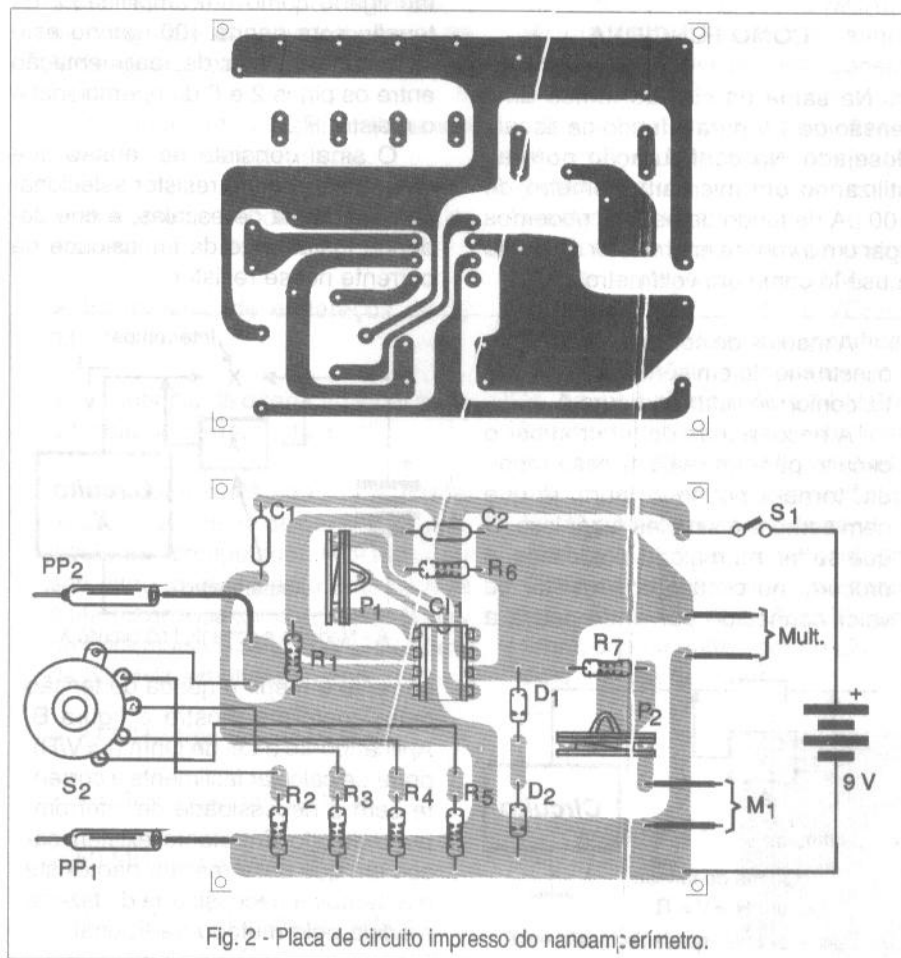


Fig. 2 - Placa de circuito impresso do nanoamperímetro.

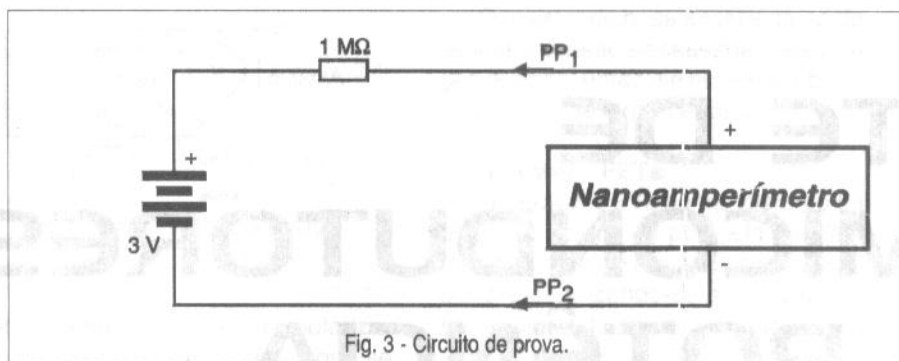


Fig. 3 - Circuito de prova.

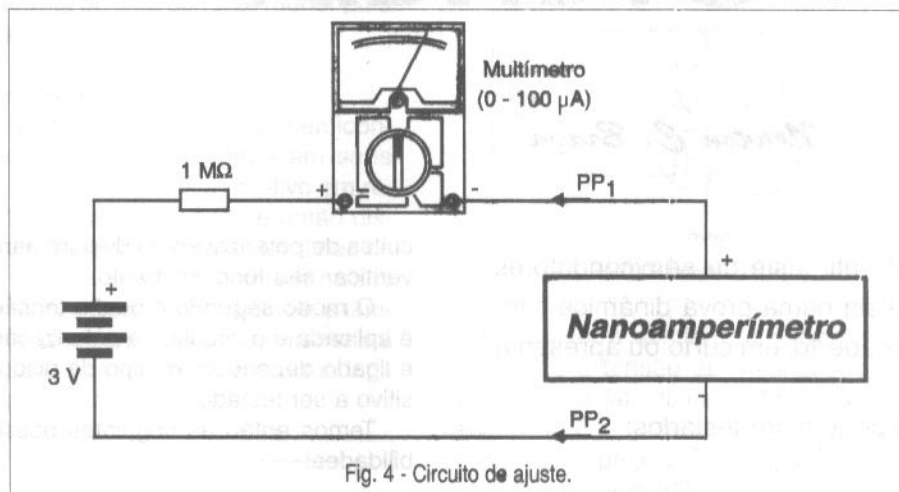


Fig. 4 - Circuito de ajuste.

LISTA DE MATERIAL

Semicondutores:

CI₁ - CA3140 - Circuito integrado com FET de entrada

D₁, D₂ - 1N4148 - diodos de silício de uso geral

Resistores: (1/8W, 5%)

R₁ - 3,9 kΩ

R₂ - 100Ω

R₃ - 1 kΩ

R₄ - 10 kΩ

R₅ - 100 kΩ

R₆ - 390 kΩ

R₇ - 5,6 kΩ

P₁, P₂ - 10 kΩ

Capacitores:

C₁ - 220 nF - poliéster

C₂ - 330 nF - poliéster

Diversos:

M₁ - 100 μA - microamperímetro - ver texto - ou voltímetro de 1 V

B₁ - 9 V

S₁ - Interruptor simples

S₂ - Chave de 1 pólo x 4 posições - ver texto

Placa de circuito impresso, botão para a chave seletora, pontas de prova, fios, conector de bateria, solda, etc.

Além dos resistores de precisão, os demais componentes não são críticos.

O circuito pode ser instalado numa caixinha plástica com ou sem o instrumento indicador, conforme a versão.

PROVA E USO

Para prová-lo será necessário gerar uma corrente de valor conhecido. Ligue então o medidor na escala de 10 μA no circuito da figura 3.

Ligue o circuito e, antes de colocar as pilhas no suporte, ajuste P₁ para indicação de nulo na saída.

Com o circuito em funcionamento a indicação deverá ser de uma saída de 0,3 V, já que a corrente será de ordem de 3 μA.

Para fazer o ajuste você poderá ligar no circuito da figura 4 um multímetro que alcance a escala maior, conforme é ilustrado.

Esse ajuste deverá ser feito apenas para sua versão com *trimpot* de ganho em série com o resistor entre os pinos 6 e 2 do operacional. ■

Eletrônica sem Choques!!!

OS MAIS MODERNOS
CURSOS PRÁTICOS
À DISTÂNCIA

Aquí está a grande chance de você
aprender todos os segredos da
eletroeletrônica e da informática

Preencha, recorte e envie hoje mesmo o cupom
abaixo. Se preferir, solicite-nos através do telefone ou
fax (de segunda à sexta-feira das 08:30 às 17:30 h)

- Eletrônica Básica
- Eletrônica Digital
- Rádio • Áudio • Televisão
- Compact Disc
- Videocassete
- Forno de Microondas
- Eletrônica, Rádio e Televisão
- Eletrotécnica
- Instalações Elétricas
- Enrolamento de Motores
- Refrigeração e Ar Condicionado
- Microprocessadores
- Software de Base
- Informática Básica - DOS/WINDOWS
- Montagem e Manutenção de Micro

Em todos os cursos você tem uma
CONSULTORIA PERMANENTE!

Occidental Schools®

Av. Ipiranga, 795 - 4º andar

Fone: (11) 222-0061

Fax: (11) 222-9493

01039-000 - São Paulo - SP

À

Occidental Schools®

Caixa Postal 1663

01059-970 - São Paulo - SP

Solicito, GRÁTIS
o Catálogo Geral de cursos

Nome: _____

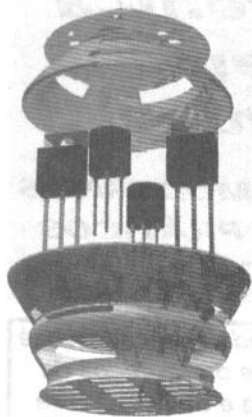
End: _____

Bairro: _____

CEP: _____

Cidade: _____

Est.: _____



TESTE DE SEMICONDUCTORES DE POTÊNCIA

Newton C. Braga

Descrevemos a montagem deste útil teste de semicondutores de potência. O circuito, que se baseia numa prova dinâmica simples, detecta se o componente está aberto, em curto ou apresenta fugas.

Os seguintes semicondutores podem ser testados:

- SCRs
- Power - FETs
- Bipolares de potência (NPN e PNP)
- Darlingtonos de potência (NPN e PNP)
- IGBTs
- Diodos

Tanto nas aplicações industriais como nas instalações elétricas e nos equipamentos de consumo e automóveis, os semicondutores de potência são cada vez mais usados.

Isso significa que não é apenas no laboratório de Eletrônica que devem existir recursos para o teste deste tipo de componente. Nas oficinas de eletricidade de automóvel, de reparação de eletrodomésticos, para o técnico de instalações elétricas e o profissional de manutenção industrial, um teste de componentes de potência consiste num equipamento de grande utilidade.

Veja que neste caso não falamos do multímetro que faz um teste estático que nem sempre é conclusivo para alguns componentes, uma vez que ele revela apenas o estado de junções e, eventualmente, a existência de curtos e fugas.

O teste que descrevemos neste artigo é mais completo, pois no caso

de transistores opera com sua polarização conforme o tipo e no caso de SCRs faz o seu disparo.

CARACTERÍSTICAS:

- Tensão de teste: 12 a 15 V
- Corrente de teste: 500 mA
- Corrente de disparo para SCR: 10 a 50 mA
- Faixa de ganhos de bipolares: 5 a 200
- Faixa de ganhos de Darlingtonos: 500 a 10000
- Corrente mínima do dispositivo testado: 500 mA.

COMO FUNCIONA

O circuito consiste numa fonte de corrente contínua que gera aproximadamente 12 V, tensão esta que é aplicada no dispositivo em teste e nos cir-

cuitos de polarização ou disparo para verificar seu funcionamento.

O modo segundo o qual a tensão é aplicada e o circuito de polarização é ligado dependem do tipo de dispositivo a ser testado.

Temos então as seguintes possibilidades:

a) Diodos

No caso dos diodos o que fazemos é simplesmente polarizá-los no sentido direto e depois inverso, tendo em série uma lâmpada indicadora. Se o diodo estiver bom, a lâmpada acenderá apenas na polarização em sentido direto.

b) Transistores bipolares

Dependendo do transistor ser NPN ou PNP, teremos a polaridade da tensão aplicada. Ligamos então a lâmpada indicadora em série com o coletor e aplicamos a polarização de base com um resistor de valor compatível com a corrente necessária à saturação. O resistor, conforme mostra a figura 1, é calculado para resultar numa corrente de aproximadamente 50 mA, o que para um ganho mínimo de 10 vezes resulta nos 500 mA que fazem a lâmpada acender com pleno brilho.

Observe que a lâmpada só deverá acender quando o interruptor que polariza a base for acionado.

c) Transistores Darlington

Neste caso, procedemos exatamente como no anterior, dependendo do transistor ser NPN ou PNP. No en-

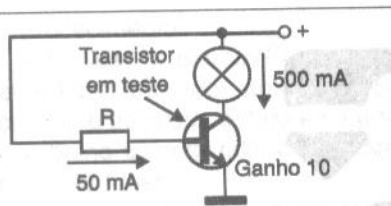


Fig. 1 - R é calculado para saturar transistores com ganho 10.

tanto, apenas o resistor de polarização de base é maior, uma vez que se necessita de uma corrente menor para levá-lo à saturação.

d) SCRs

No teste deste tipo de semicondutor, a lâmpada é ligada em série com o anodo, que fica positivo em relação ao catodo. O SCR é então disparado pela conexão momentânea de um resistor de valor apropriado na sua comporta. Quando isso ocorrer a lâmpada acenderá e assim permanecerá se o SCR estiver bom, conforme indica a figura 2.

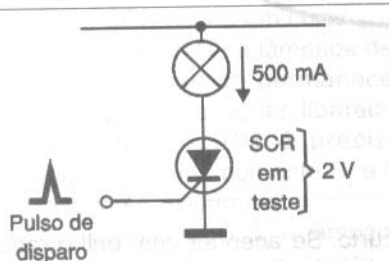


Fig. 2 - O SCR permanece disparado depois do teste.

O resistor é dimensionado para gerar uma corrente de disparo da ordem de 50 mA, o que está dentro do exigido pela maioria dos SCRs comuns usados em aplicações gerais.

e) IGBTs

O teste do *Isolated Gate Bipolar Transistor* ou IGBT é feito com a sua polarização do modo indicado na figura 3, conforme ele seja N ou P.

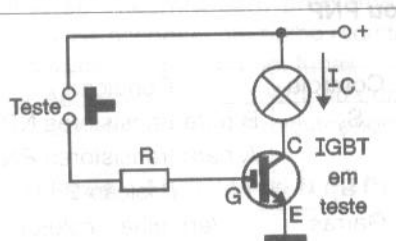


Fig. 3 - Teste de IGBT.

O resistor de base encarrega-se de aplicar a tensão necessária à saturação quando, então, se ele estiver bom, a lâmpada deverá acender.

f) Power - FETs

Os *Power-FETs* ou transistores de efeito de campo de potência são testados ligando-se em série com a lâmpada e polarizando-se sua comporta (*gate*) de modo que eles saturam, veja a figura 4.

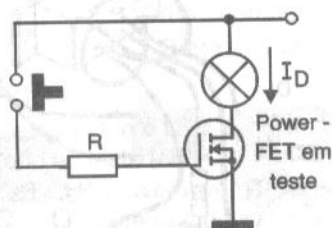


Fig. 4 - Teste de Power - FETs.

Para isso, o sentido da corrente principal e a tensão de polarização dependem do fato do transistor ser de canal N ou P.

No nosso projeto, um conjunto de chaves permite modificar a polaridade da tensão aplicada e o modo como é feita a polarização do componente em teste.

MONTAGEM

Na figura 5 temos o diagrama completo do teste de semicondutores de potência.

A placa de circuito impresso para esta montagem é mostrada na figura 6.

O transformador tem enrolamento primário de acordo com a rede de energia e o secundário não é crítico, podendo ter tensões entre 9 e 12 V com corrente de 1 ampère.

Como a chave rotativa de 1 pólo x 4 posições é um componente que apresenta certa dificuldade de obtenção, nada impede que o leitor faça a seleção dos resistores por interruptores simples, tomando apenas o cuidado de sempre ter apenas uma chave acionada, conforme ilustra a figura 7.

Os resistores têm qualquer tolerância e a dissipação é indicada na relação de materiais no caso de cada um.

A lâmpada é de 12 V x 250 a 500 mA do tipo usado em aplicações automotivas como, por exemplo, iluminação de painéis, interior de carro (luz de cortesia) e lanterna.

Os LEDs podem ser do tipo comum (vermelho e verde) ou bicolores para uma montagem mais sofisticada.

O conjunto pode ser montado em caixa de plástico ou madeira de acordo com a preferência de cada montador.

Para a conexão dos componentes em prova podem ser usados fios com garras pequenas.

Os fios ou as garras devem ter cores diferentes para maior facilidade de identificação na ligação ao componente em teste.

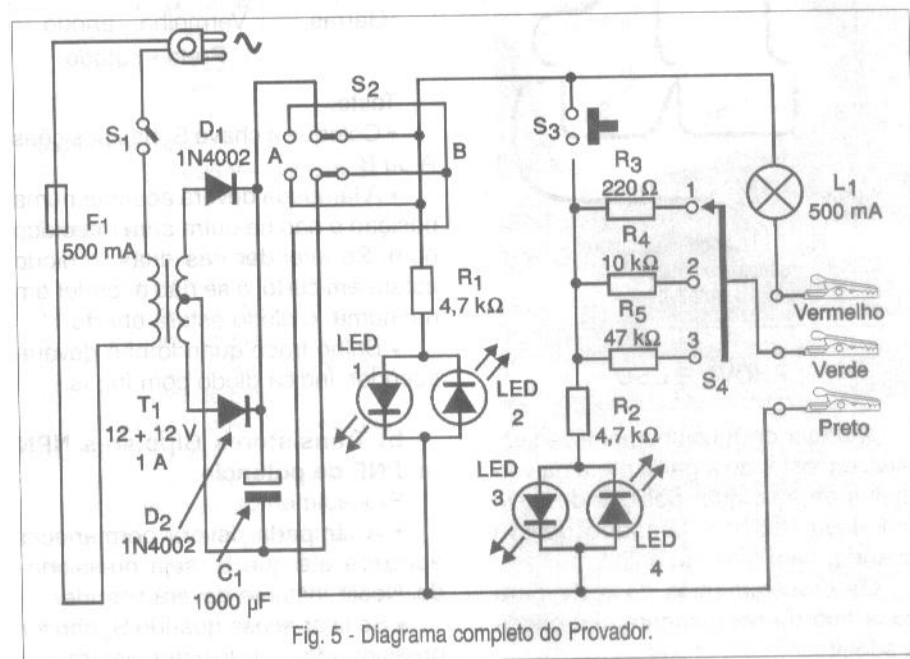


Fig. 5 - Diagrama completo do Provador.

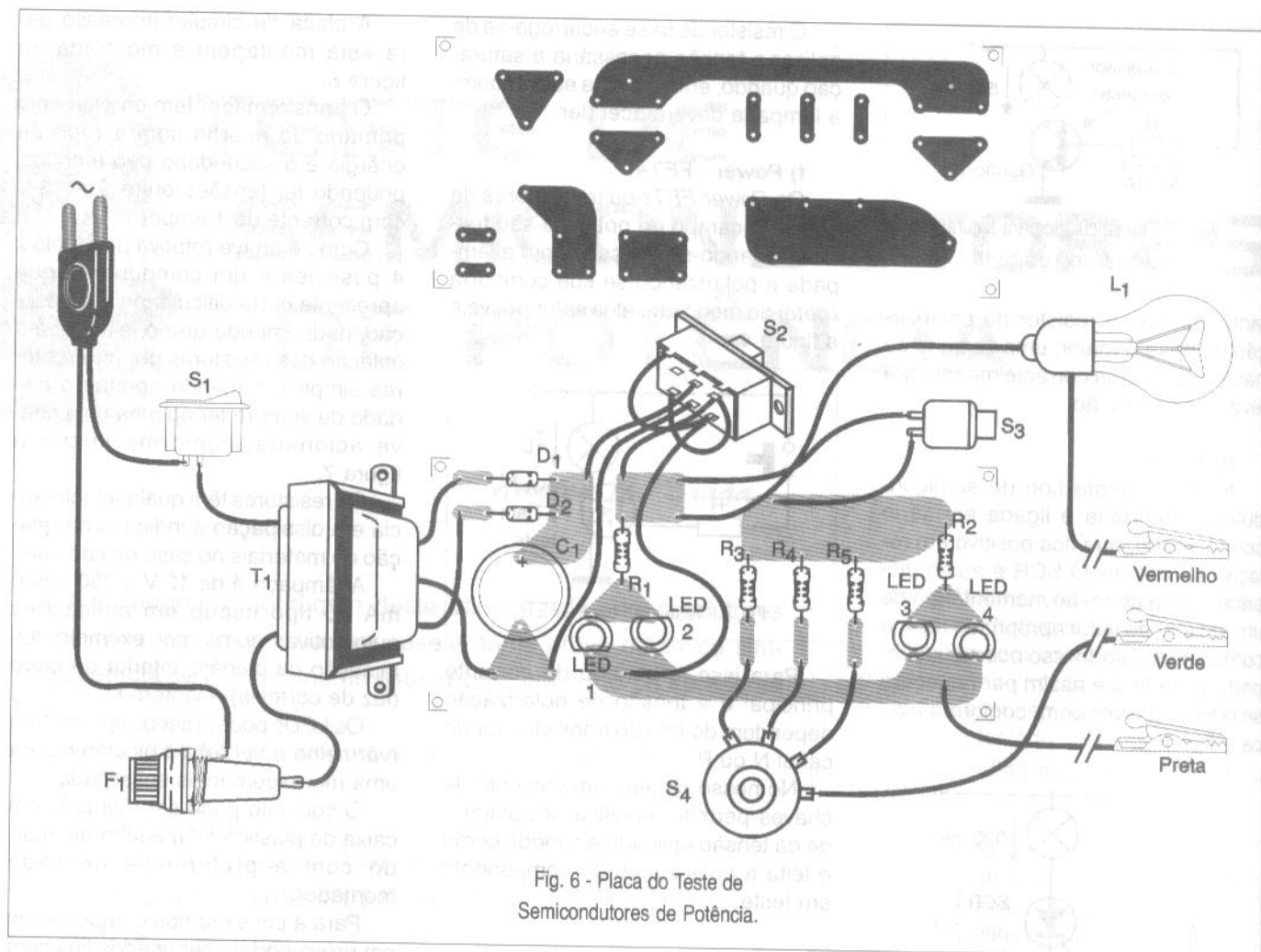


Fig. 6 - Placa do Teste de Semicondutores de Potência.

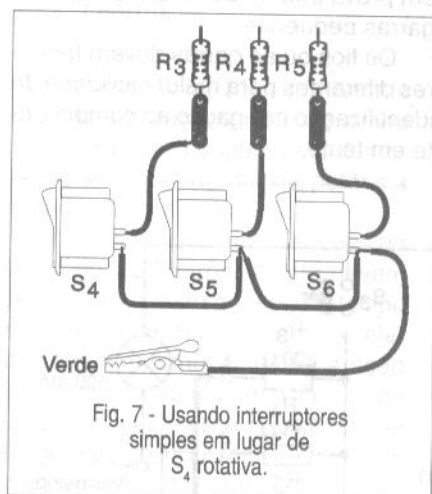


Fig. 7 - Usando interruptores simples em lugar de S₄ rotativa.

PROVA E USO

A prova de funcionamento é simples: encostando a garra preta na vermelha em qualquer posição de teste (NPN ou PNP), a lâmpada deverá acender com máximo brilho.

Os procedimentos de teste para cada tipo de componente são dados a seguir:

a) Diodos

Controle	Condição
S ₂	A ou B
S ₄	Qualquer
Garras	Vermelha - anodo Preta - catodo

Teste:

- Coloque a chave S₂ nas posições A ou B
- A lâmpada deverá acender numa posição e não na outra para um diodo bom. Se acender nas duas, o diodo estará em curto, e se não acender em nenhuma, o diodo estará aberto.
- Brilho fraco quando não deveria acender, indica diodo com fugas.

b) Transistores Bipolares NPN ou PNP de potência

Procedimento:

- A lâmpada deverá permanecer apagada até que S₃ seja pressionado. Neste instante deverá acender.
- Se ficar acesa quando S₃ não for pressionado, o transistor estará em

curto. Se acender com brilho reduzido nesta condição, o transistor estará com fugas.

- Se não acender quando S₃ for pressionado, o transistor estará aberto.

Controle	Condição
S ₂	B para transistores NPN A para transistores PNP
S ₄	Posição 1
Garras	Vermelha - coletor Verde - base Preta - emissor

c) Darlingtonos de Potência NPN ou PNP

Controle	Condição
S ₂	B para transistores NPN A para transistores PNP
S ₄	Posição 2
Garras	Vermelha - coletor Verde - base Preta - emissor

Procedimento:

- Ao ligar o aparelho a lâmpada deverá permanecer apagada. Se acender, o transistor estará em curto. Se o brilho for reduzido, o transistor apresenta fugas.

- Ao pressionar S_3 a lâmpada deverá acender. Se não acender, o transistor se encontra aberto.

d) SCRs

Controle	Condição
S_2	Posição B
S_3	Posição 1 para SCRs pouco sensíveis (126, etc.) Posição 2 para SCRs sensíveis (106)
Garras	Vermelha - anodo Verde - comporta (gate) Preta - catodo

Procedimento:

- Ao ligar o aparelho a lâmpada deverá permanecer apagada. Se acender, o SCR estará em curto.

- Pressionando S_3 , a lâmpada deverá acender e assim permanecer mesmo depois que S_3 for liberado. Para desligar o SCR é preciso desconectar por um momento S_1 e ligar novamente o aparelho.

- Se ao pressionar S_3 a lâmpada não acender, o SCR estará aberto.

e) IGBTs

Controle	Condição
S_2	B para tipos N A para tipos P
S_4	Posição 2
Garras	Vermelha - coletor Verde - comporta (gate) Preta - emissor

Procedimento:

- Ao ligar S_1 a lâmpada não deverá acender. Se isso ocorrer, o componente se encontra com problemas (curto). Se acender com brilho reduzido, o transistor estará com fugas.

- Ao pressionar S_3 a lâmpada deverá acender para um transistor bom.

f) Power - FETs (canal N ou P)

Procedimento:

- Ao ligar S_1 não deverá acender a lâmpada. Se acender, o transistor

estará em curto. Se apresentar brilho reduzido, o transistor estará com fugas.

- Pressionando S_3 , a lâmpada deverá acender. Caso isso não ocorra, o transistor estará aberto.

Controle	Condição
S_2	B para canal N A para canal P
S_4	Posição 3
Garras	Vermelha - dreno (d) Verde - comporta (g) Preta - fonte (s)

Observações:

- O LED₁ e o LED₂ indicam a polaridade do teste (NPN ou PNP, canal N ou P) - se houver inversão, o componente em teste não deverá ser danificado.

- Ao pressionar S_3 , os LEDs 3 e 4 indicam a polaridade da tensão que está sendo aplicada ao elemento de controle.

- Com transistores de muito baixo ganho e a chave S_4 na posição 1, a lâmpada pode não acender com seu máximo brilho.

LISTA DE MATERIAL

Semicondutores:

D_1, D_2 - 1N4002 - diodos retificadores
LED₁, LED₃ - LEDs vermelhos
LED₂, LED₄ - LEDs verdes

Resistores:

R_1, R_2 - 4,7 k Ω , 1/8 W
 R_3 - 220 Ω x 1 W
 R_4 - 10 k Ω , 1/8 W
 R_5 - 47 k Ω , 1/8 W

Capacitores:

C_1 - 1 000 μ F x 25 V - eletrolítico

Diversos:

T_1 - Transformador com primário de acordo com a rede de energia e secundário de 12 + 12 V x 1 A
 S_1 - Interruptor simples
 S_2 - Chave de 2 pólos x 2 posições
 S_3 - Interruptor de pressão
 S_4 - Chave de 1 pólo x 3 posições, rotativa (ver texto)
 L_1 - Lâmpada de 12 V x 500 mA
 F_1 - 500 mA - fusível
Placa de circuito impresso, garras jacaré de cores diferentes, cabo de força, caixa para montagem, fios, suporte de fusível, solda, etc.

CADA VEZ MAIS
PERTO DO FUTURO

Teletronix
Equipamentos Eletrônicos

ESPERA TELEFONICA
LINK DE VHF
GERADOR DE ESTEREO
TRANSMISSOR DE FM
LINK DE VHF
COMPRESSOR DE AUDIO
PROCESSADOR DE AUDIO

AUAD CORREA EQUIPAMENTOS
ELETRONICOS LTDA.
Praça da Pirâmide 175
Centro Empresarial
Santa Rita do Sapucaí • MG
FONE: (035) 3471-1071
HOME PAGE: www.teletronix.com.br

Fóschiani

Um tipo de cálculo bastante comum em trabalhos de Eletrônica e que é ensinado (nem sempre) nas Escolas Técnicas, é o do *shunt* que expande a escala de um instrumento de bobina móvel na medida de correntes. Se o leitor não aprendeu isso como deveria na Escola Técnica ou no curso de Engenharia, ou ainda se esqueceu exatamente como se faz, eis aqui uma boa oportunidade de aprender ou reciclar seus conhecimentos.

Shunt ou resistência de derivação é uma resistência ligada em paralelo com um instrumento indicador de bobina móvel ou ferro móvel para ampliar sua escala, conforme ilustra a figura 1.

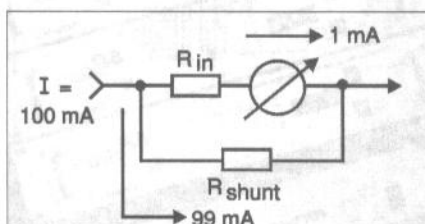


Fig. 1 - Ampliando a escala de um instrumento com uma resistência de derivação ou "shunt".

Esta resistência, conforme o próprio nome sugere, deriva uma parte da corrente do circuito de modo a possibilitar a medida de correntes de maior valor do que a obtida pelo fundo de escala do instrumento.

De com acordo com o exemplo da figura 1, se tivermos um instrumento com fundo de escala de 1 mA e calcularmos um *shunt* de modo que ao se estabelecer a corrente máxima no circuito ele desvie 99 mA, poderemos medir correntes de até 100 mA com ele.

O recurso do *shunt* é amplamente empregado nas escalas de corrente dos multímetros analógicos comuns e em todos os casos onde um instrumento de bobina móvel ou ferromagnético deva ser usado na medida de correntes.

Neste artigo ensinaremos de forma simples como se calcula um *shunt*.

CALCULANDO SHUNTS

Newton C. Braga

CÁLCULOS

Consideremos um instrumento de fundo de escala I_0 e cuja resistência de bobina seja R_0 .

Queremos ligar em paralelo com este instrumento um *shunt* de valor R_s para que o circuito seja capaz de medir uma corrente I . Temos, então, o circuito da figura 2.

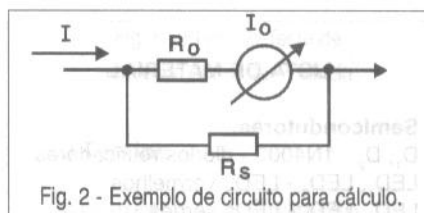


Fig. 2 - Exemplo de circuito para cálculo.

Neste circuito:

I_0 = corrente de fundo de escala do instrumento (ampères)

R_0 = resistência ôhmica do instrumento (ohms)

I = nova corrente de fundo de escala (ampères)

R_s = resistência do *shunt* (ohms)

Observamos pela figura que, para que o instrumento seja percorrido pela sua corrente de fundo de escala, deve ser estabelecida uma tensão V nas suas extremidades.

Esta tensão será dada por:

$$V = R_0 \times I_0 \quad (I)$$

Da mesma forma, a corrente no *shunt* que é de $I - I_0$ (corrente total menos a corrente no instrumento) será estabelecida quando ele for submetido à mesma tensão:

$$V = R_s \times (I - I_0) \quad (II)$$

Igualando as duas expressões (I) e (II), temos:

$$R_s \times (I - I_0) = R_0 \times I_0 \quad (III)$$

Podemos então obter a fórmula final para cálculo de R_s :

$$R_s = \frac{R_0 \times I_0}{I - I_0}$$

Onde:

R_s é a resistência do *shunt* (ohms)

R_0 é a resistência interna do instrumento (ohms)

I_0 é a corrente de fundo de escala do instrumento (ampères)

I é a nova corrente de fundo de escala desejada com o *shunt* (ampères)

Exemplo:

Um instrumento de fundo de escala 1 mA e resistência interna de 20 ohms deve ser usado para medir correntes de até 2 ampères. Qual deverá ser o valor do *shunt* a ser empregado? Veja a figura 3.

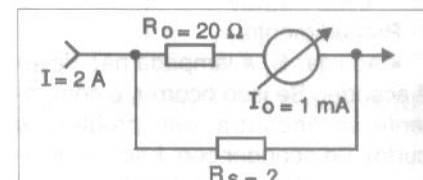


Fig. 3 - Circuito para o problema proposto.

Temos:

$$I_0 = 0,001 \text{ A}$$

$$R_0 = 20 \text{ ohms}$$

$$I = 2 \text{ A}$$

$$R_s = ?$$

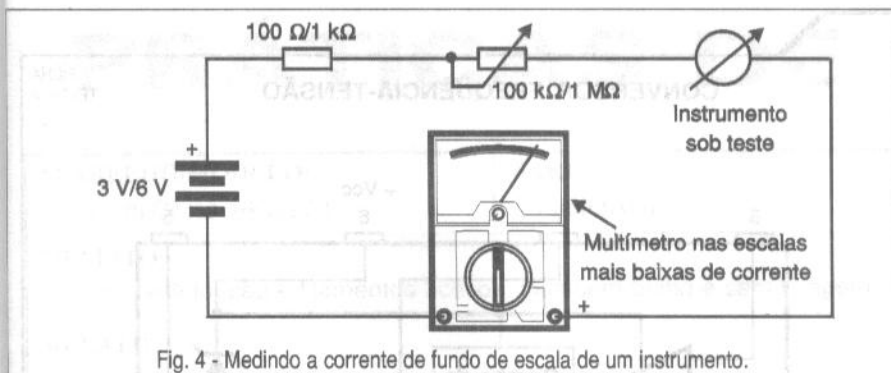


Fig. 4 - Medindo a corrente de fundo de escala de um instrumento.

Aplicando a fórmula:

$$R_s = \frac{R_o \times I_o}{I - I_o}$$

$$R_s = \frac{20 \times 0,001}{2 - 0,001}$$

$$R_s = \frac{0,02}{1,999}$$

$$R_s = 0,01005 \Omega$$

Na prática, podemos aproximar o valor para 0,01 ohm em função da própria precisão do instrumento.

OUTROS PROBLEMAS

Ao trabalhar com instrumentos para calcular *shunts*, o leitor poderá ter dois problemas básicos:

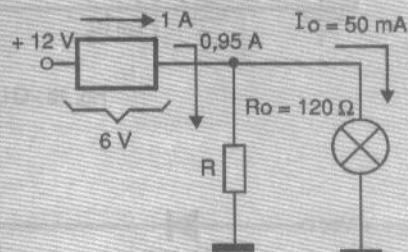
- determinar a resistência interna do instrumento.
- determinar o fundo de escala do instrumento.

Para o primeiro caso o procedimento é muito simples, uma vez que podemos medir esta resistência com um multímetro comum. Lembramos que teremos sempre valores baixos, da ordem de poucos ohms a algumas dezenas de ohms. Se o valor lido for maior, o instrumento não é um micro-amperímetro ou miliamperímetro, mas sim um voltímetro, devendo provavelmente existir internamente um resistor em série, ou ainda a própria bobina ser de alta resistência.

Para o segundo caso, poderemos usar o circuito da figura 4 com o intuito de medir a corrente de fundo de escala. Inicialmente, com o potenciômetro na posição de máxima resistência, vamos reduzindo sua resistência até o ponto em que o instrumento em teste indique a corrente de fundo de escala.

Os mesmos procedimentos que vimos para o caso de instrumentos de medida são válidos também para outras aplicações. Na figura abaixo temos um exemplo de circuito em que desejamos alimentar uma lâmpada de 6 V x 50 mA a partir de uma fonte de 12 V, mas ela está ligada em série com outro circuito no qual deveremos aplicar 6 V para passar uma corrente de 1 ampère.

A lâmpada funciona, neste caso, como se fosse um instrumento de 50 mA com 120 ohms de resistência e devemos calcular R para que opere como um *shunt* que leve o "fundo de escala" do circuito para 1 A.



O valor dessa corrente, que é a mesma que circula pelo multímetro, será indicado por este instrumento na sua escala de correntes.

OBSERVAÇÃO FINAL

Os *shunts* são resistências de valores muito baixos, da ordem de fração de ohms. A sua elaboração pode ser feita com pedaços de fio comum de cobre AWG a partir de uma tabela de resistência em ohms por metro.

Para facilitar ao leitor, fornecemos esta tabela, em nosso *site*, no endereço www.sabereletronica.com.br/revistas/compo/awg.htm

ACERTE SUA VIDA JÁ

somente

R\$ 9,95 mensais

(mais despesas postais)

**E VOCÊ APRENDE
NA MELHOR
ESCOLA DE PROFISSÕES
PELO EXCLUSIVO
"SR - SYSTEM"
(SELF REALIZATION)**

**PROJETOS DE
CIRCUITOS ELETRÔNICOS (4 pgts.)**

FORNOS MICROONDAS (3 pgts.)

**ANTENAS COMUNS
E PARABÓLICAS (4 pgts.)**

ELETRÔNICA INDUSTRIAL (5 pgts.)

TV EM CORES (7 pgts.)

**MINICOMPUTADORES E
MICROPROCESSADORES (7 pgts.)**

ELETRÔNICA DIGITAL (8 pgts.)

**ELETRODOMÉSTICOS E
INSTALAÇÕES ELÉTRICAS
BÁSICAS (8 pgts.)**

PRÁTICAS DIGITAIS (10 pagtos.)

PROMOÇÕES VÁLIDAS ATÉ 30/07/2001

**PRÁTICA DE CIRCUITO IMPRESSO
(somente à vista)**

argos

IPDTEL

CEP.: 05049-970 Caixa Postal 11916

Lapa- S.Paulo- F.: (011) 3641-8166



**PEÇO ENVIAR-ME PELO CORREIO
INFORMAÇÕES GRATUITAS**

Curso:

Nome:

Rua:

Nº:

Cidade:

Estado:

CEP:

Anote Cartão Consulta nº 1022

LM2917

O circuito integrado LM2917 da National Semiconductor é um conversor frequência-tensão que pode ser usado em aplicações industriais ou convencionais na medida da rotação de motores, velocidade de deslocamento de objetos, etc. Neste artigo focalizamos suas características além de um circuito de aplicação.

O LM2917 é fornecido em invólucro DIL de 14 pinos com a configuração em blocos mostrada na figura 1b. Outra opção com 8 pinos é vista na figura 1a.

Para usá-lo basta levar em consideração que a tensão de saída pode ser calculada facilmente a partir da tensão de alimentação e de R_1 e de C_1 empregando-se a seguinte fórmula:

$$V_s = f_{in} \times R_1 \times C_1$$

Onde: V_s é a tensão de saída, em volts
 f_{in} é a frequência do sinal de entrada, em hertz

R_1 é o resistor entre o pino 3 e o terra, em ohms

C_1 é o capacitor ligado entre o pino 2 e o terra, em farads

Este circuito integrado possui tacômetro referenciado ao terra, o que permite o uso direto de sensores de relutância variável, comparadores com amplificadores operacionais, além de outros circuitos. A linearidade é da ordem de 0,3%.

Dentre os usos possíveis para este componente destacamos:

- Tacômetros
- Medidores de ângulo de abertura
- Velocímetros
- Controles de velocidade
- Chaves acionadas por sons

Máximos Absolutos:

- Tensão de alimentação..... 28 V
- Corrente de alimentação (opções Zener) 25 mA
- Tensão de coletor..... 28 V
- Tensão diferencial de entrada..... 28 V
- Dissipação de potência (sufixo B)..... 1200 mW

Na figura 2 mostramos um circuito de aplicação típico para este componente.

CONVERSOR FREQUÊNCIA-TENSÃO

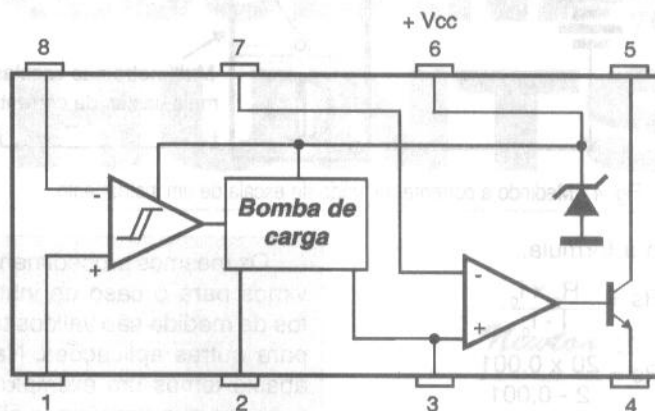
FICHA
TÉCNICA

Fig. 1a - O LM2917N-8.

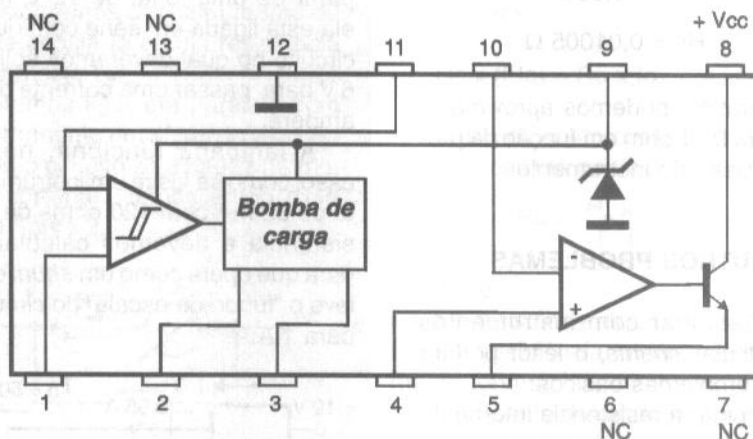


Fig. 1b - O LM2917M OU N.

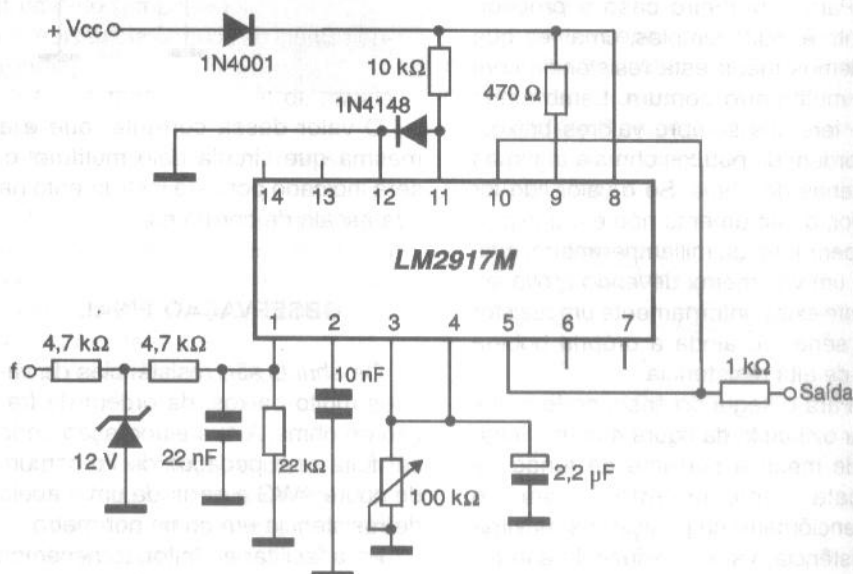
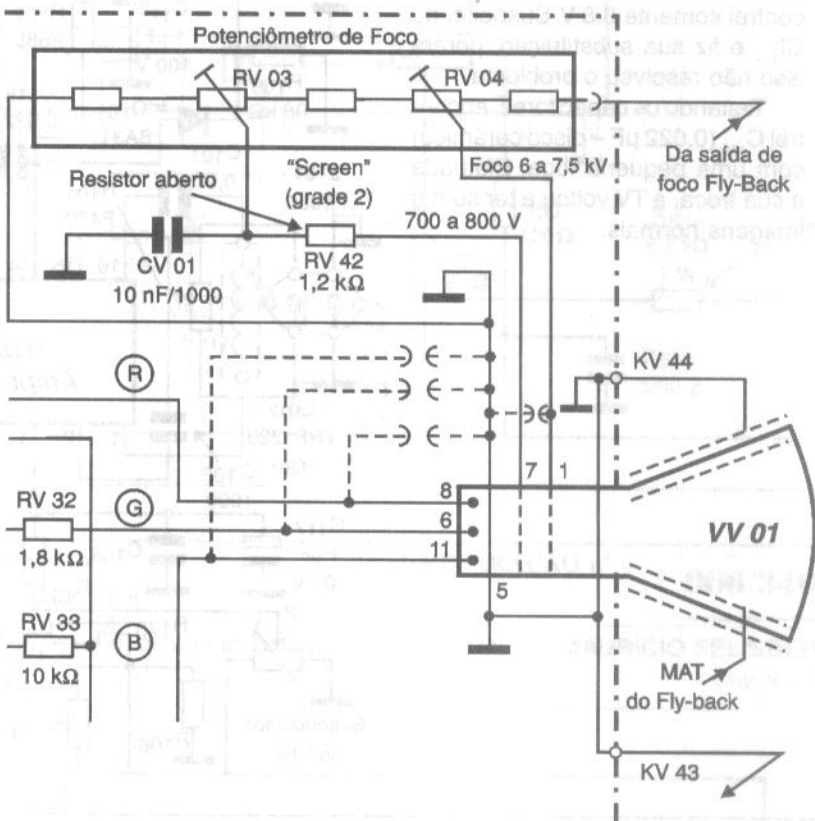


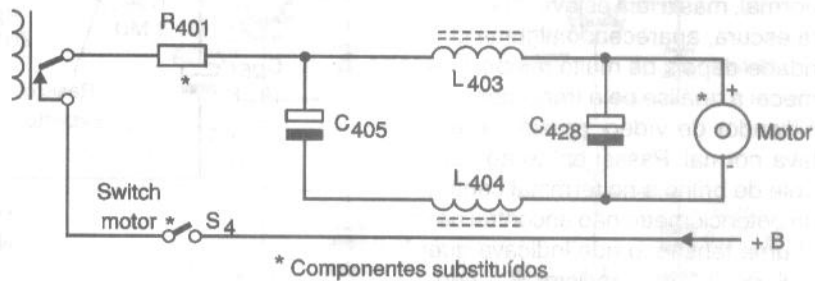
Fig. 2 - Aplicação do LM2917M como conversor f/V.

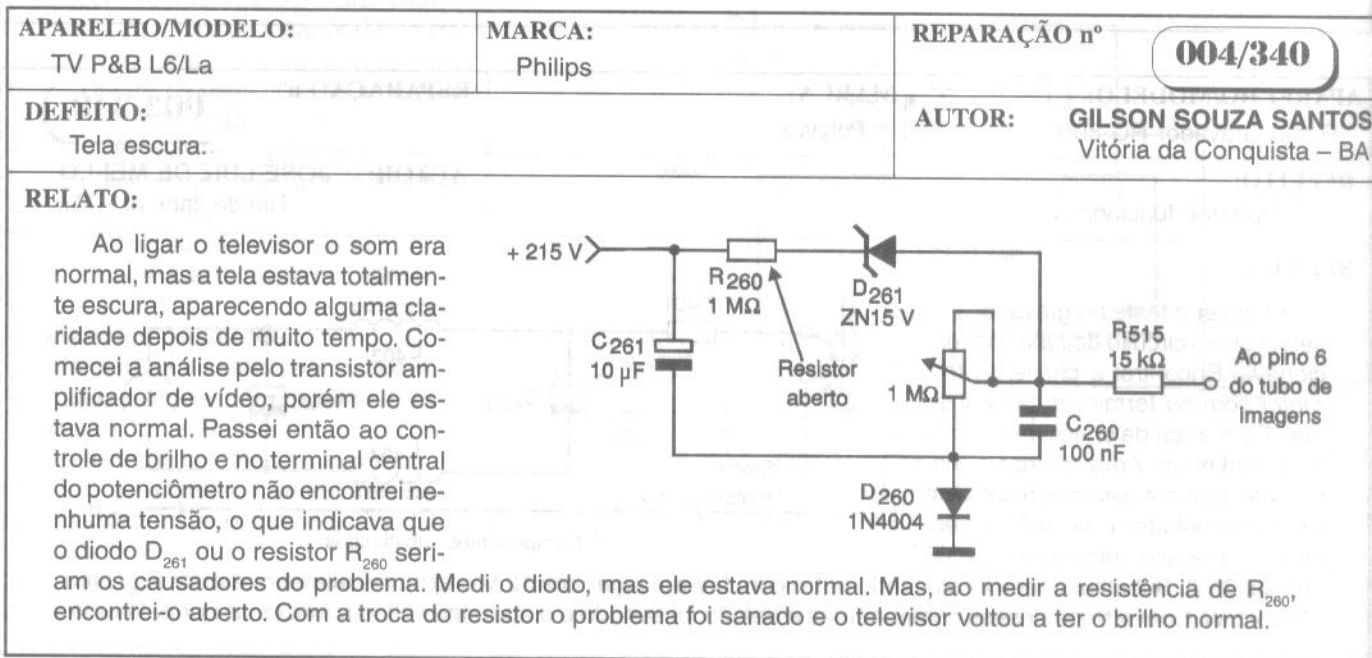
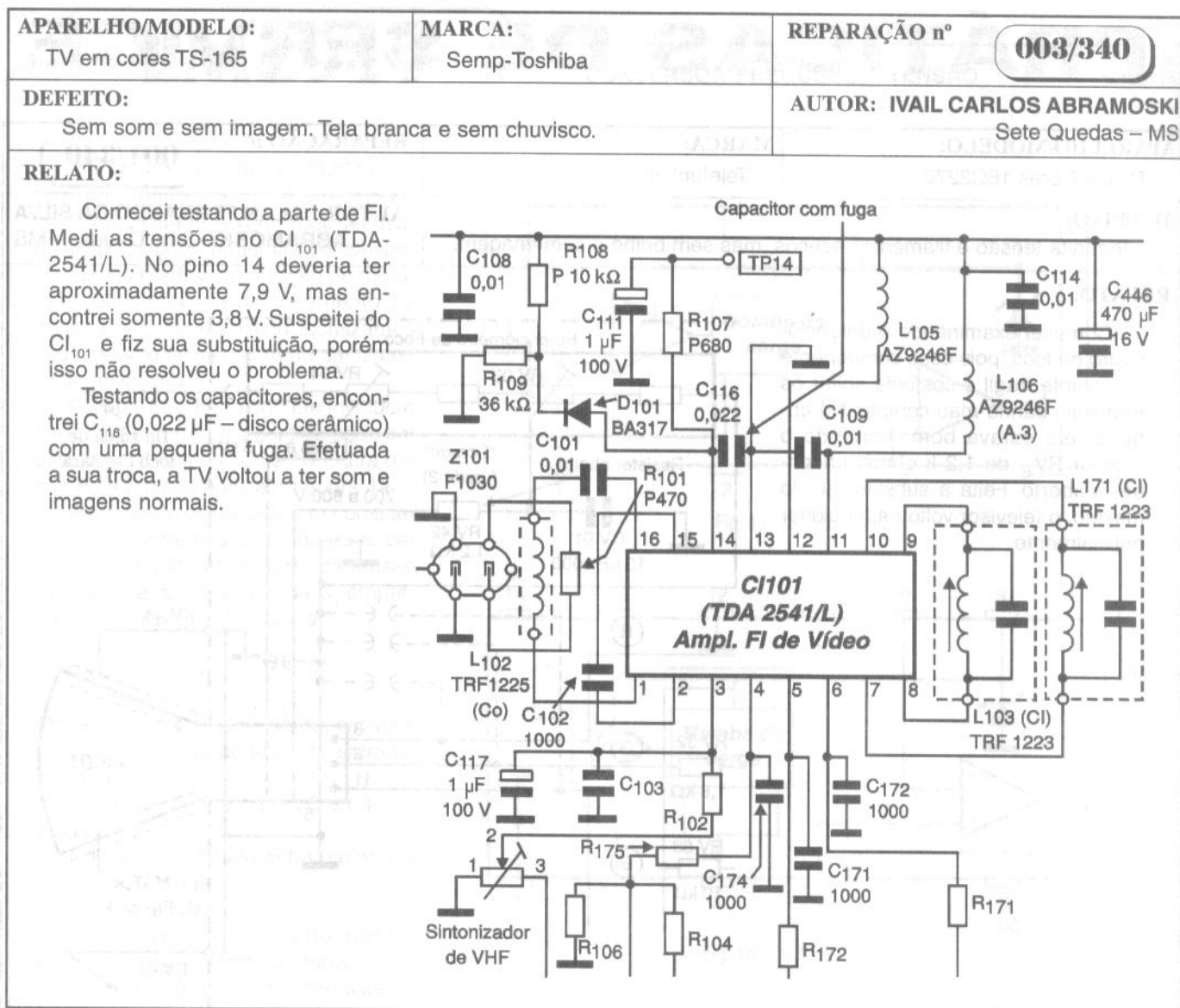
PRÁTICAS DE SERVICE

APARELHO/MODELO: TV em Cores 16C2270	MARCA: Telefunken	REPARAÇÃO n° 001/340
DEFEITO: Tem alta tensão e filamentos acesos, mas sem brilho e sem imagem.		AUTOR: ALAN FERNANDO DA SILVA ABRAMOSKI - Sete Quedas – MS
RELATO: Comecei examinando o potenciômetro de foco, pois esse componente é bastante frágil e costuma soltar os terminais dando mau contato. No entanto, ele estava bom. Testando o resistor RV ₄₂ de 1,2 k ohms, encontrei-o aberto. Feita a substituição do mesmo, o televisor voltou a funcionar normalmente.		

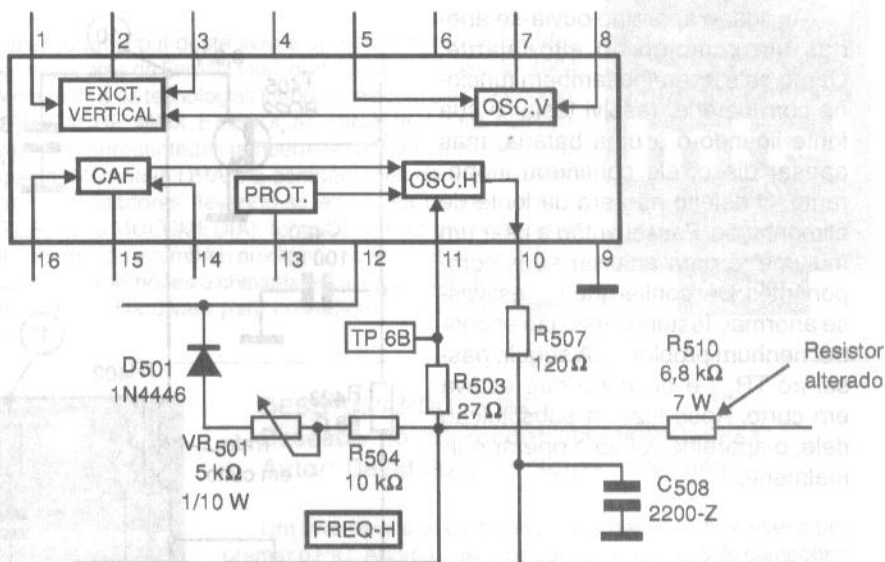


APARELHO/MODELO: Rádio-Gravador RG-800	MARCA: Polyvox	REPARAÇÃO n° 002/340
DEFEITO: O <i>tape</i> não funcionava.		AUTOR: JOSÉ LUIZ DE MELLO Rio de Janeiro – RJ
RELATO: Ao fazer o teste no gravador, observei que o circuito de <i>tape</i> não funcionava. Encontrei a chave <i>switch-motor</i> com os terminais carbonizados. Fiz a troca da chave, mas o defeito continuou. Ao examinar o motor notei que ele estava em curto no circuito regulador e no resistor em série com a alimentação (R ₄₀₁ – 68 ohms x 2 W). Substituí o motor colocando outro com 9 V em lugar dos 12 V originais e alterei o resistor R ₄₀₁ para 82 Ω x 5 W. Com a troca desses componentes o defeito foi sanado e o aparelho voltou a funcionar normalmente.		

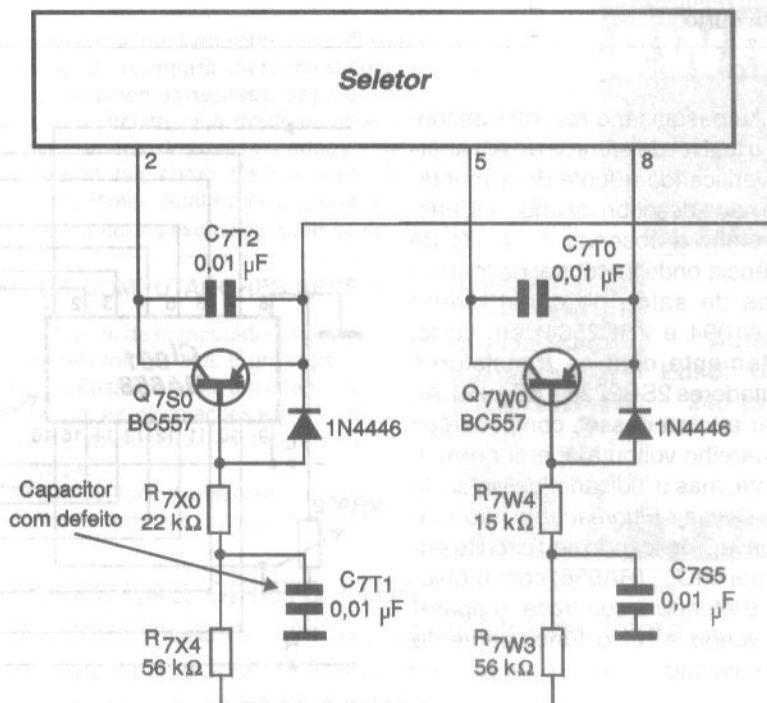




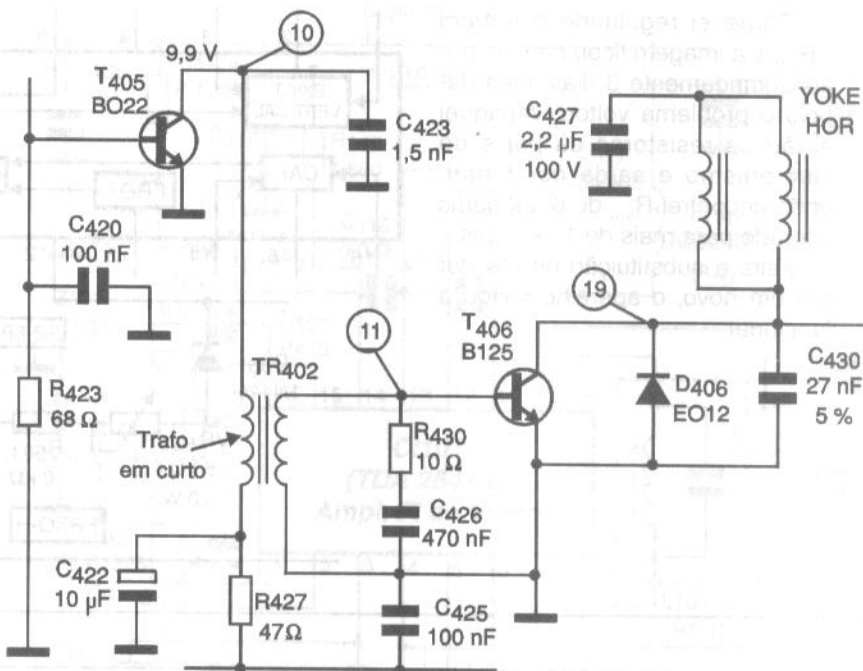
APARELHO/MODELO: TV em cores TC-2001Z	MARCA: Mitsubishi	REPARAÇÃO n° 005/340
DEFEITO: Imagem tombada, fora de sincronismo horizontal.		AUTOR: IVAIL C. ABRAMOSKI Sete Quedas - MS
RELATO: Comecei regulando o <i>trimpot</i> VR₅₀₁ e a imagem ficou perfeita por aproximadamente 3 dias, mas depois o problema voltou. Verifiquei então os resistores da parte de sincronismo e saída horizontal, onde encontrei R₅₁₀ de 6,8 k ohms alterado para mais de 15 k ohms. Feita a substituição do resistor por um novo, o aparelho voltou a funcionar		



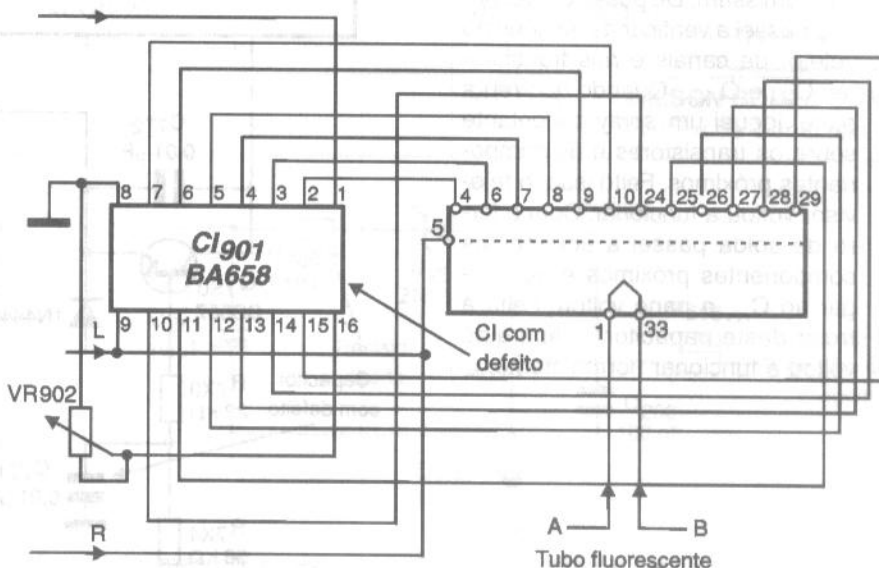
APARELHO/MODELO: TV em cores TC2020	MARCA: Mitsubishi	REPARAÇÃO n° 006/340
DEFEITO: Depois de um tempo de funcionamento, os canais baixos desapareciam (saíam do ar).	AUTOR: MAURÍCIO FELISBERTO Mauá – SP	
RELATO: Este defeito aparecia quando o televisor já se encontrava aquecido, fazendo com que os canais baixos sumissem. De posse do esquema, passei a verificar as tensões no seletor de canais e nos transistores Q_{7S0} e Q_{7W0}. Quando ocorreu a pane, joguei um <i>spray</i> congelante sobre os transistores e os componentes próximos. Feito isso, o televisor voltou a funcionar. Com o ferro de solda passei a aquecer os componentes próximos e ao chegar ao C_{7T1} a pane voltou. Feita a troca deste capacitor, o aparelho voltou a funcionar normalmente.		



APARELHO/MODELO: TV P&B Mod. 381	MARCA: Philco	REPARAÇÃO n° 007/340
DEFEITO: Inoperante.		AUTOR: IVAIR FRANCISCO DE SOUZA - Monções – SP
RELATO: Ao ligar o aparelho ouvia-se apenas um zumbido no alto-falante. Como este aparelho também funciona com bateria, resolvi testar e sua fonte ligando-o a uma bateria, mas apesar disso, ele continuou inoperante. O defeito não era da fonte de alimentação. Passei então a usar um multímetro para analisar seus componentes. Desconfiei que T ₄₀₆ estivesse anormal. Testei-o, mas não encontrei nenhum problema. A seguir, passei ao TR ₄₀₂ e descobri que estava em curto. Após fazer a substituição dele, o aparelho voltou a operar normalmente.		



APARELHO/MODELO: Amplificador Modelo 246	MARCA: Gradiente	REPARAÇÃO n° 008/340
DEFEITO: Em curto.		AUTOR: JOSÉ LUIZ DE MELLO Rio de Janeiro – RJ
RELATO: Ao pesquisar o receptor encontrei o fusível de entrada de AC aberto. Verificando a fonte de alimentação nada descobri de anormal. Passei então a observar o circuito de potência onde encontrei os transistores de saída do canal direito (2SA1094 e 2SC2564) em curto, juntamente com os transistores excitadores 2SC2238 e 2SA968. Ao fazer a troca desses componentes o aparelho voltou a operar normalmente, mas o indicador de sinais do tipo <i>Display Fluorescente</i> não funcionava. Verificando seu circuito encontrei o IC ₉₀₁ (BA658) com problema. Efetuada a sua troca, o aparelho voltou a ter o funcionamento normalizado.		



LITERATURA TÉCNICA

MICROCONTROLADOR 8051 - DETALHADO

**Autor: Denys
Emílio Campion
Nicolosi - 256 págs.**

O microcontrolador da família 8051 é o mais consumido e aplicado no mundo. São mais de 300 milhões de peças vendidas por ano!

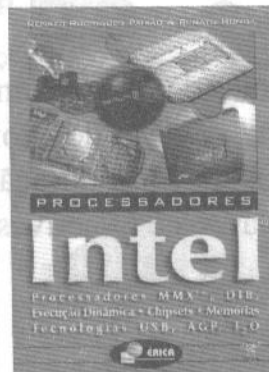
A proposta deste livro é ensinar sobre os microcontroladores da família 8051, com extenso material didático teórico para o estudante melhorar sua competência até poder projetar hardware e software com boa desenvoltura. Ele contém: revisão geral detalhada de lógica e aritmética binária; circuitos lógicos e memórias; teoria específica e detalhada do microcontrolador; listas completas das instruções; exercícios propostos; diagramas de programação; extensa bibliografia e índice remissivo.



R\$ 39,90

PROCESSADORES Intel Autores: Renato Rodrigues Paixão e Renato Honda - 176 págs.

O objetivo principal deste livro é apresentar a evolução dos Microprocessadores da Família Intel, partindo do processador 4004 até o Pentium III, e as tecnologias introduzidas com eles, tais como: MEMÓRIA CACHE, MMX, EXECUÇÃO DINÂMICA, DIB, AGP, entre outras. São apresentadas também as características técnicas de Chipsets, Memórias DRAM e comparações de desempenho entre os processadores, levando-se em conta os três vetores (INTEGER, FP e MULTIMEDIA), tornando o livro uma excelente fonte de informação e também auxiliando na escolha adequada de processadores, memórias e chipsets para a aquisição de PCs, ou especificação de Hardware para consultores ou departamentos técnicos.



R\$ 29,90



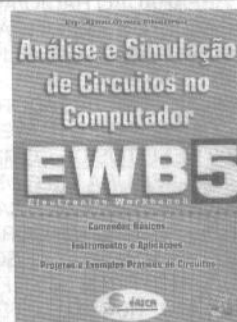
R\$ 34,00

DESBRAVANDO O PIC Baseado no microcontrolador PIC16F84 Autor: David José de Souza - 199 págs.

Um livro dedicado às pessoas que desejam conhecer e programar o PIC. Aborda desde os conceitos teóricos do componente, passando pela ferramenta de trabalho (MPASM). Desta forma o MPLab é estudado, com um capítulo dedicado à Simulação e Debugação. Quanto ao PIC, todos os seus recursos são tratados, incluindo as interrupções, os timers, a EEPROM e o modo SLEEP. Outro ponto forte da obra é a estruturação do texto que foi elaborada para utilização em treinamento ou por autodidatas, com exemplos completos e projetos propostos.

EWB 5 - Eletronics Workbench Análise e Simulação de Circuitos no Computador Autor: Eng. Rômulo Oliveira Albuquerque - 143 págs.

Este é mais do que um livro sobre um software de simulação de circuitos. Nele você encontrará, de forma simples e direta, todos os comandos e procedimentos necessários para montar e simular, passo a passo, o seu circuito, seja digital ou analógico. Além disso, é descrito o funcionamento dos mais variados instrumentos usados em um laboratório real, tais como: Osciloscópio, Gerador de Função, Multímetro, Bode Plotter, Analisador Lógico e Gerador de Palavras Binárias, sendo fornecidos exemplos didáticos de aplicação com eles.



R\$ 27,00

MONTAGEM, MANUTENÇÃO E CONFIGURAÇÃO DE COMPUTADORES PESSOAIS

Este livro contém informações detalhadas sobre montagem de computadores pessoais. Destina-se aos leitores em geral que se interessam pela Informática. É um ingresso para o fascinante mundo do Hardware dos Computadores Pessoais. Seja um integrador. Monte seu computador de forma personalizada e sob medida. As informações estão baseadas nos melhores produtos de informática. Ilustrações com detalhes requissimos irão ajudar no trabalho de montagem, configuração e manutenção.

Escrito numa linguagem simples e objetiva, permite que o leitor trabalhe com computadores pessoais em pouco tempo. Anos de experiência profissional são apresentados de forma clara e objetiva.



R\$ 39,00

**Autor:
Edson D'Ávila
240 págs.**

SABER MARKETING DIRETO LTDA.

Verifique as instruções na solicitação de compra da última página. Maiores informações
Disque e Compre (11) 6942-8055. -Rua Jacinto José de Araújo, 309 - Tatuapé - São Paulo - SP

REMETEMOS PELO CORREIO PARA TODO O BRASIL