Construa um Freqüêncímetro com Microntrolador 68HC908GP32

Ano 39 Nº 370 - Novembro/03
Brasil R$ 9,90
Europa € 4,30

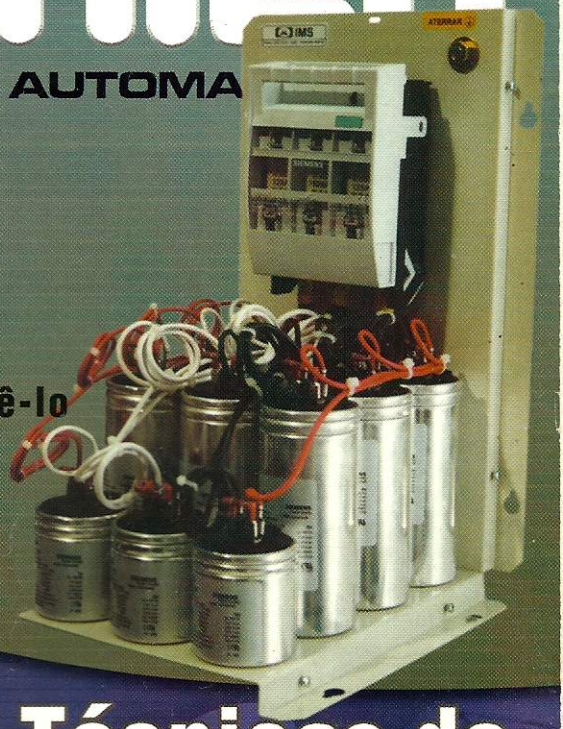
www.sabereletronica.com.br

SABER ELETRÔNICA

TECNOLOGIA - INFORMÁTICA - AUTOMA

Correção do Fator de Potência

Economize dinheiro, sabendo como e porque fazê-lo





Técnicas de Modulação AM/FM

Uma visão geral sobre transmissão de RF em alta potência

Gravador Digital

Saiba como gravar até 20 segundos de voz com tecnologia em estado sólido



Ponta de prova de RF para multímetro

Conversores de Dados

Conheça as principais arquiteturas, e obtenha o melhor desempenho no seu projeto

Soluções Práticas

:: Monitor de barramento
:: Localizador de cabos
:: Sensor de vazamentos
:: Timer com histerese
:: Sinalizador para painéis de máquinas

TESTADOS

ISSN 0101-6717

Editora Saber Ltda.

Diretores
Hélio Fittipaldi
Thereza Mozzato Ciampi Fittipaldi

ELETRÔNICA
TECNOLOGIA · INFORMÁTICA · AUTOMAÇÃO

www.sabereletronica.com.br

Editor e Diretor Responsável
Hélio Fittipaldi

Diretor Técnico
Newton C. Braga

Redação
Sérgio Vieira

Conselho Editorial
Alexandre Capelli
João Antonio Zuffo
Newton C. Braga

Colaboradores
Alfonso Perez
Jeff Eckert
Márcio José Soares
Roberto Remaili

Designers
Diogo Shiraiwa
Ernani Yoshinaga
Jonas Ribeiro Alves
Renato Paiotti

Circulação
José Luiz Cazarim

PUBLICIDADE
Ricardo Nunes Souza
Carla de Castro Assis
Melissa Rigo Peixoto

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

Impressão
Globo Cochrane

Distribuição
Brasil: DINAP
Portugal: MIDESA

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

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

Associada da:

ANER
Associação Nacional dos Editores de Revistas.

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

EDITORIAL

O ano está terminando e, em março de 2004, a Revista Saber Eletrônica irá completar 40 anos. Vinte dias antes da revolução de 1964, chegava às bancas a primeira edição da revista "Eletrônica" (que é como se chamava na época) editada pela Etegil, uma empresa da Philips do Brasil.

Pretendemos já na edição de janeiro próximo, apresentar o que foi feito nestes 40 anos e, para tanto, iniciaremos trazendo o primeiro editor A.W.Franke.

Enquanto isso nesta edição, nosso repórter Sérgio Vieira, mostra os números e o que aconteceu na maior feira latinoamericana do setor eletroeletrônico, a FIEE / ElectronicAméricas 2003.

Ah! Já ia me esquecendo... aqueles leitores que nos pediram um artigo sobre gravador digital, podem encontrá-lo na página 36.

Até a próxima edição.

Atendimento ao Leitor: a.leitor.sabereletronica@editorasaber.com.br

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

ÍNDICE

ENERGIA



Correção do Fator de Potência 4

MICROCONTROLADORES

Construa um Programador para o Microcontolador 68HC908GP32
Através da Porta Serial do seu PC 10

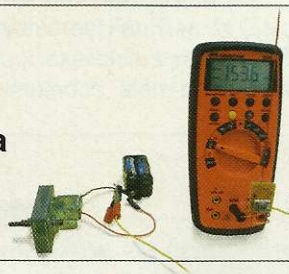
TECNOLOGIA

Conversores de Dados
parte 2 14

INSTRUMENTAÇÃO

Por dentro do Analisador de Espectro 21

Ponta de Prova de RF para Multímetro



..... 28

Frequencímetro para Geradores de Energia 32

INGLÊS NA ELETRÔNICA

Fenômenos Transitórios
Significado de Jitter 34

SEÇÃO DO LEITOR 3

COMPONENTES



Gravador Digital 36

Proteção Térmica para Microprocessadores 40

LM3524
Modulador PWM 40

UCC37323/4/5 43

TELECOMUNICAÇÃO

Técnicas de Modulação Am/FM 49

SOLUÇÕES PRÁTICAS

Resolvendo Problemas com o CI 4093 55

Timer de Desligamento Automático 55

Monitor de Barramento 56

Localizador de Cabos 57

Sensor de Nível de Líquidos e/ou Vazamentos 58

Sinalizador Bicolor de Painéis de Máquinas 59

REPORTAGEM

FIEE/EletronicAméricas Supera Expectativas 44

NOTÍCIAS

USA em notícias 60

CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Economize dinheiro, sabendo como e porque fazê-lo

Alexandre Capelli

INTRODUÇÃO

Hoje, independentemente da legislação, corrigir o fator de potência tornou-se uma prática obrigatória para as empresas cujos processos fabris demandam grande consumo de energia elétrica. Nesses casos, como veremos, um baixo fator de potência reflete-se diretamente no preço do produto ou serviço, tornando-as menos competitivas no mercado. A intenção deste artigo é mostrar uma visão geral do gerenciamento da energia elétrica, tendo como foco principal técnicas e soluções para melhorar o cos φ e, portanto, reduzir custos.

VISÃO GERAL DO SISTEMA DE POTÊNCIA

O sistema de distribuição de energia elétrica é dividido em duas redes: primária e secundária. A primária atinge tensões muito elevadas, e o valor depende muito das regiões, porém, tensões acima de 69 kV são normais nessa linha. A rede secundária também tem seu valor variável em função do trecho e outras condições, mas é bem mais baixo que a rede primária (13,8 kV, por exemplo). A **figura 1** mostra um diagrama simplificado do processo.

O fato é que, sob o ponto de vista da secundária, o consumidor pode ligar sua carga em uma rede mono, bi, ou trifásica (**figura 2**). Repare que até 12 kW de potência podemos optar por uma ligação monofásica (carga entre fase e neutro). Quando ultrapassamos este valor até o limite de 25 kW, entretanto, devemos fazer uma conexão bifásica (duas fase e neutro), por exemplo: vários chuveiros em uma residência, já para valores acima dos 25 kW temos de conectar as cargas em uma rede trifásica. Essa situação é mais comum nas indústrias, em tensões de 220 V, 380 V, 440 V, ou 690 VCA.

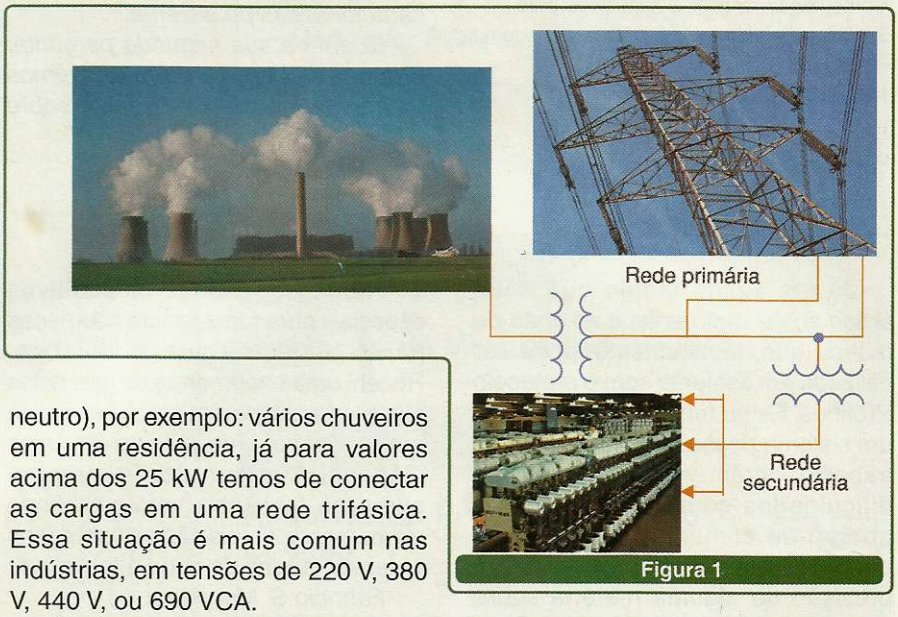


Figura 1

Conforme ilustra a **figura 3** as cargas podem ser ligadas em delta (triângulo - Δ) ou estrela, sejam elas indutivas (motores) ou resistivas.

Para a ligação em estrela temos que a tensão de linha é √3 vezes maior que a de fase ($V_L = V_f . \sqrt{3}$).

A corrente entre ambas, contudo, é a mesma, ou seja: $I_f = I_L$.

Quando ligamos as cargas no esquema delta (também conhecido como triângulo), a tensão de fase é igual a de linha ($V_f = V_L$); enquanto a corrente de linha é √3 vezes maior que a de fase:

$I_L = I_f \sqrt{3}$.

A potência dissipada em ambos os sistemas é a mesma, e pode ser calculada através da fórmula: $P = \sqrt{3} V_L . I_L . \cos \varphi$. Onde cos φ é fator de potência.

Um sistema trifásico é representado matematicamente através da **figura 4**, onde podemos observar a defasagem de 120º elétricos entre as tensões das três fases.

Supondo a tensão "a" como referência teremos:

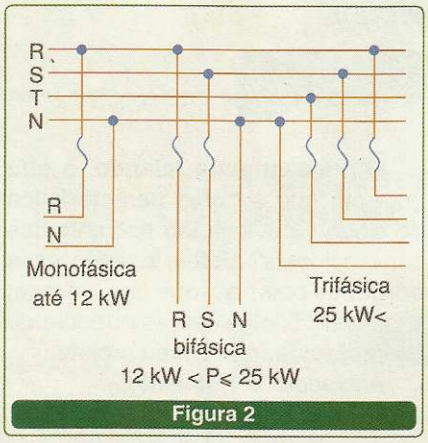


Figura 2

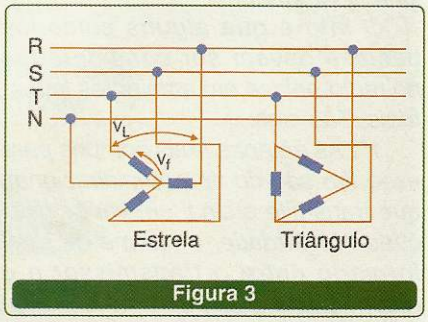


Figura 3

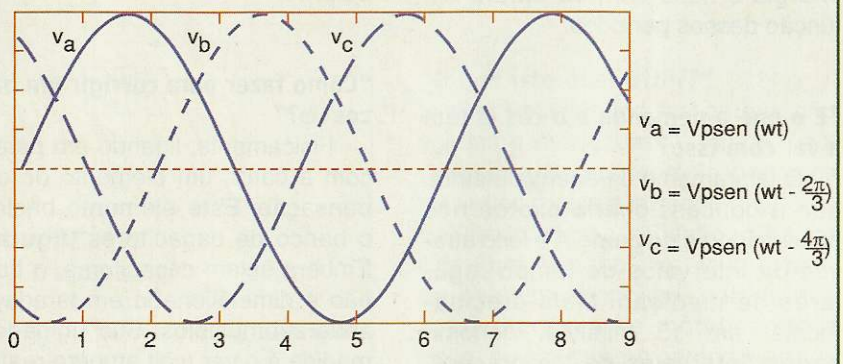


Figura 4

$Va = Vp \text{ sen } \omega t$
$Vb = Vp \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3)$
$Vc = Vp \text{ sen } (\omega t - 4\pi/3)$

Também podemos representar o sistema trifásico de modo fasorial (**figura 5**), onde:.

$$V_a = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \text{ e } -J0 = Vef \angle 0^o$$

$$Vb = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \text{ e } -J^{2\pi/3} = Vef \angle -120^o$$

$$Vc = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \text{ e } -J^{4\pi/3} = Vef \angle -240^o$$

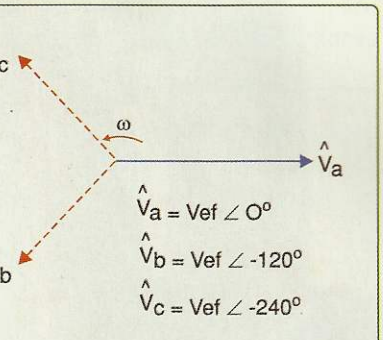


Figura 5

FATOR DE POTÊNCIA

Bem, agora que já temos uma visão geral do sistema trifásico podemos explorar melhor o conceito de fator de potência, também conhecido como cos φ.

A maior parte das cargas em um ambiente industrial é de natureza indutiva (motores, transformadores, solenóides, etc.). Ora, para que qualquer dispositivo desse tipo funcione é necessário um campo eletromagnético. No motor, por exemplo, o rotor gira somente quando exposto a um campo eletromagnético. A tensão de um enrolamento primário de um transformador, por sua vez, somente chega ao secundário através desse mesmo campo.

Desse modo duas potências devem ser geradas:

Potência Reativa – necessária para criar o campo eletromagnético, cuja unidade de medida é VAR (volt ampère reativo).

Potência Ativa – aquela que, de fato, realiza trabalho, gerando movimento no motor, calor em um banco de resistores, etc.

O cos φ nada mais é do que uma relação matemática entre essas potências. Através do triângulo das potências, representado na **figura 6**, podemos entender melhor.

A potência aparente, medida em VA (volt ampère) é a soma vetorial das potências ativa e reativa. Como o fator de potência é uma função trigonométrica, seu valor é sempre um número entre 0 e 1. Algumas vezes ele também é representado entre 0 e 100%.

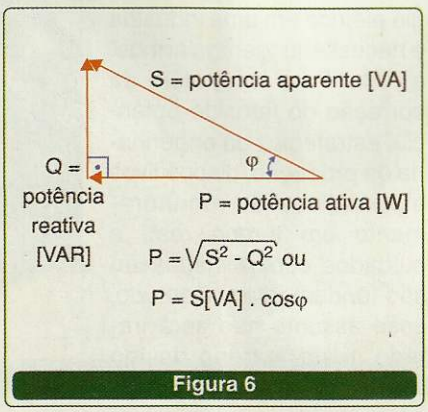


Figura 6

"Mas, qual o significado físico disto?"

Analisando o triângulo das potências, veremos que, quanto maior for a potência reativa, menor será o fator de potência, pois a ativa também será menor. É uma questão de geometria, ou melhor, trigonometria. Ora, mas é justamente a potência ativa, também conhecida como potência útil, que realiza trabalho. A reativa não.

Resumindo, se o cos φ for baixo, significa que temos um baixo "rendimento" do sistema. Grande parte da energia gasta não produz nada. Quanto maior for a energia reativa, mais se paga e menos se produz. Por outro lado, tendo um cos φ bom, a situação é inversa, visto que temos uma menor perda.

"Quanto é um cos φ bom?"

Em 1996, o DNAEE fez algumas alterações nas normas de fiscalização e tarifação. Dentre elas, temos:

- Mudança do valor de cos φ mínimo de 0,85 para 0,92.
- Faturamento da energia reativa excedente.
- Período de avaliação de mensal para horário.

"Por que a concessionária de energia elétrica estabelece um valor mínimo para o fator de potência, e até estabelece multas para quem não o atingir?"

Porque um baixo cos φ não afeta apenas o consumidor que o gera, mas sim todos os demais que estiverem ligados no mesmo *link*. O baixo cos φ favorece o surgimento de harmônicas, polui a rede elétrica, e diminui a qualidade da energia. Isto gera prejuízos para os consumidores (máquinas paradas, falhas, etc.), e para a concessionária (desperdício de energia gerada).

TARIFAÇÃO DA ENERGIA ELÉTRICA

Antes de tratarmos de tarifação, vamos a outro conceito importante quando analisarmos do fator de potência: a demanda.

"O que é demanda?"

Demanda é a razão entre o consumo de energia pelo tempo em que ele ocorreu. Por essa razão ela é medida em kWh. Podemos dividir os consumidores, basicamente, em dois grandes grupos: A e B. O grupo B representa os atendidos em baixas tensões. Neste grupo temos as residências, pequenas plantas comerciais, e rural. Esses consumidores pagam apenas o consumo medido no mês, não importando em qual hora do dia, ou em qual época do ano a energia tenha sido consumida.

O grupo A é aquele atendido com tensão de fornecimento igual ou superior a 2,3 kV, ou em baixa tensão, porém, em sistemas que utilizam o mesmo tipo de faturamento da conta (subterrâneos, por exemplo). A maior parte das pequenas, médias, e grandes indústrias enquadram-se nesta categoria, cuja tarifação é horo-sazonal.

"Qual a diferença entre o consumidor horo-sazonal (grupo A) e o comum (grupo B)?"

Enquanto o consumidor "B" tem sua conta baseada única e exclusivamente no consumo mensal, não importando a hora ou época de uso da energia elétrica, o grupo A paga por: consumo, demanda, e baixo fator de potência.

No Brasil, o período do dia onde há maior consumo de energia elétrica está compreendido entre 17 e 22 horas, tendo seu "pico" máximo às 19 horas. Podemos notar algumas discretas diferenças destes horários em função de algumas regiões.

Além disso, nossa "disponibilidade hídrica" não é homogênea durante todo o ano. Entre maio e novembro, temos a época denominada período seco e de dezembro a abril o período úmido. Não precisa dizer quando a energia é mais cara ou barata em função desses períodos.

"E o que a demanda e o cos φ têm a ver com isso? "

O faturamento da energia elétrica que a concessionária exerce nos consumidores do grupo A é feito através de intervalos de tempo regulares de medição. Mais precisamente, em 15 minutos, denominados "intervalos de integração". Em um mês ocorrem, aproximadamente, 3000 intervalos de quinze minutos. O fato de controlar cos φ é que a demanda estará sendo medida 3000 vezes por mês e, para fins de tarifação, a concessionária de energia irá considerar o valor mais alto, mesmo que este tenha sido medido uma única vez.

Ora, imagine que determinado equipamento, por causa de uma falha qualquer, apresente um pico de demanda muito acima da normal por apenas quinze minutos e, logo após, volte a funcionar normalmente. Como o grupo A paga pelo consumo, baixo cos φ, e demanda, isto afetará diretamente a conta de energia.

CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

"Mas, corrigir o cos φ é a única coisa que posso fazer para reduzir minha conta?"

Não.

Na verdade, para que haja uma diminuição significativa dos custos com energia elétrica em uma indústria é necessário "gerenciarmos" a rede. Para isso, além da correção do fator de potência, estratégias da engenharia de produção, dispositivos automáticos de monitoramento em tempo real, e cuidados com a instalação são fundamentais. Contudo, esse assunto não será tratado nesta matéria devido a sua extensão, mas fica aqui a promessa para as próximas edições.

"Como fazer para corrigir um baixo cos φ?"

Fisicamente, ligando em paralelo com a carga um elemento de compensação. Este elemento básico é o banco de capacitores (**figura 7**). Embora sejam capacitores, o banco não é dimensionado em faraday ou seus submúltiplos. Sua unidade de medida é o var (volt ampère reativo), normalmente, multiplicado por mil [kVAR]. A **figura 8** exibe o exemplo de um banco de capacitores ligado em paralelo com um motor trifásico. Esses capacitores podem (ou não) vir protegidos com fusíveis. Isso é uma opção de cada fabricante, porém, como regra prática, caso eles sejam colocados, eles devem ter uma corrente igual a 1,7 vezes a nominal do capacitor.

Essa técnica evita uma atuação indevida dos elementos de proteção em função dos transistórios da manobra. A **figura 9** mostra outro exemplo com o esquema de ligação com contatores para manobra de bancos de



Figura 7

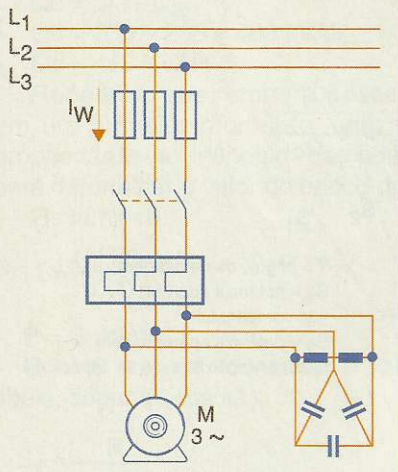


Figura 8

capacitores protegidos por fusíveis. Antes de entrarmos na análise matemática para o cálculo e dimensionamento dos bancos de capacitores para correção do cos φ, vamos explorar um pouco mais os modos como podemos alocar esses dispositivos. Há duas formas de utilizar os bancos de capacitores: modo fixo, e sistema automático centralizado de bancos.

a) Modo fixo

O modo fixo consiste em dimensionarmos o banco de capacitores segundo um fator de potência médio.

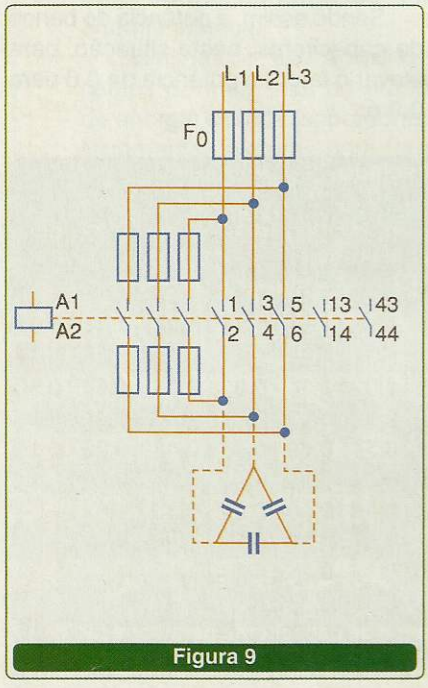


Figura 9

"O que isto quer dizer?"

Em uma fábrica, as cargas são ligadas e desligadas o tempo todo. Durante o dia, por exemplo, podemos ter vários motores e transformadores operando. Nessa situação, o banco age com eficiência e eleva o fator de potência. Suponha, porém, que a atividade vá se modificando à noite, ou até mesmo parando. Agora, apenas algumas lâmpadas estão ligadas. O banco de capacitores passa a ser uma carga, e não um corretor, desperdiçando energia.

Para compensar este efeito podemos fazer a correção individual (**figura 10**), tendo um banco para cada carga. À medida que cada carga é desligada, o seu respectivo banco também é desconectado da rede.

A desvantagem deste sistema é óbvia, visto que precisamos de um banco para cada carga. Uma alternativa é fazer a correção por grupo de cargas (**figura 11**). A vantagem é que utilizamos um número menor de bancos, e a desvantagem é que ainda há certa capacitância indesejada na rede, à medida que o desligamento de uma única carga significa a desconexão dessa capacitância.

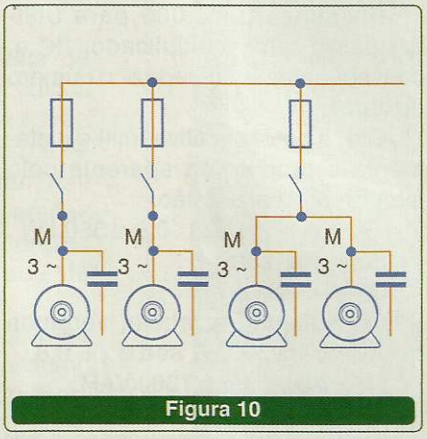


Figura 10

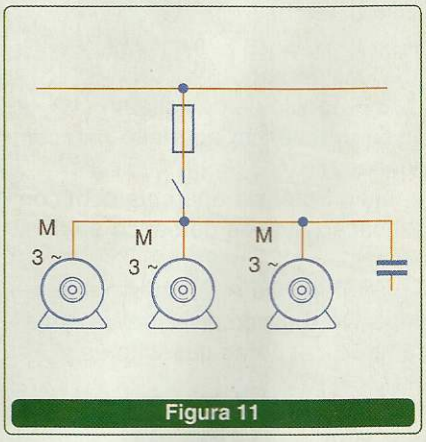


Figura 11

b) Correção centralizada automática

O melhor resultado é quando a correção do cos φ é feita dinamicamente, segundo o monitoramento da rede em tempo real.

A **figura 12** ilustra um diagrama genérico onde um "regulador" mede o cos φ todo o tempo, e liga ou desliga o banco de capacitores segundo a necessidade.

Podemos encontrar equipamentos no mercado capazes de "chavear" mais de doze bancos. A **figura 13**

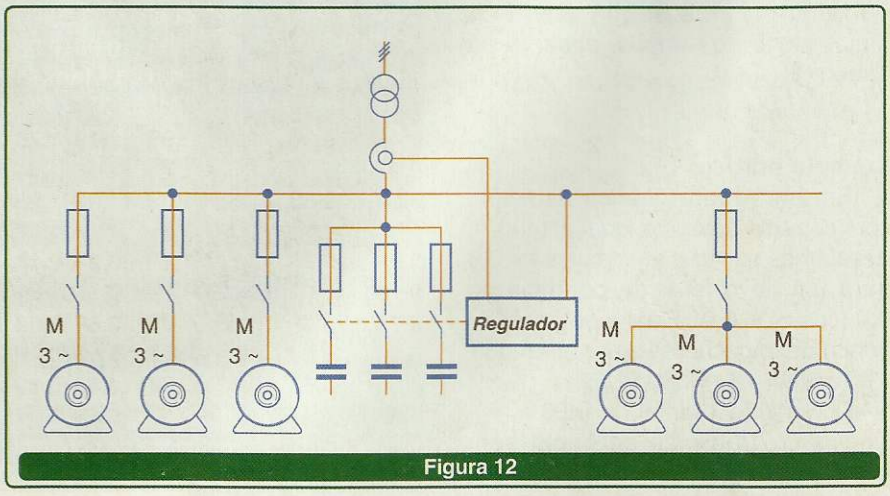


Figura 12

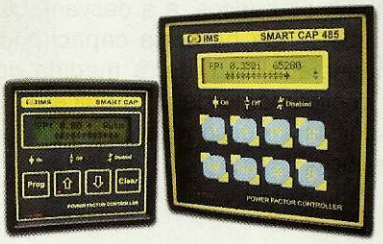


Figura 13

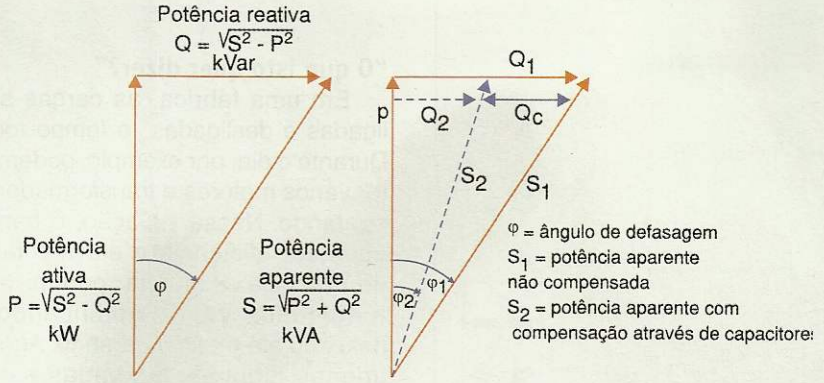


Figura 14

apresenta um desses modelos da IMS.

Agora, sim, vamos aos cálculos:

A **figura 14** exibe dois triângulos das potências. À esquerda um com fator de potência já definido, e o outro com cos φ a ser corrigido.

Por uma simples questão de geometria, temos

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

Considerando

φ = ângulo de defasagem

S_1 = Potência aparente não compensada

S_2 = Potência aparente com compensação através de banco de capacitores.

Teremos $Qc = P.(\tan \varphi_1 - \tan \varphi_2)$, onde Qc é a potência reativa necessária do banco de capacitores, e P a potência útil.

Além da fórmula, necessitamos de uma tabela para determinar a potência do banco. A que segue atende a maior parte dos casos. observe na **Tabela 1**.

Exemplo prático:

Em uma rede trifásica de 380V, com corrente aparente igual a 1400 A, desejamos elevar o atual cos $\varphi_1 = 0,6$ para um novo fator de potência de 0,9 (cos $\varphi_2 = 0,9$). Qual a potência do banco de capacitores a ser utilizada?

Tensão U = 380 V

Corrente (aparente) I = 1400 A

cos φ_1 (fator de potência sem correção) = 0,6

O produto da tensão pela corrente aparente será a potência aparente. Como o sistema é trifásico, teremos:

$$S = \frac{U.I.\sqrt{3}}{1000} = \frac{380.1400.1,73}{1000} \cong 920 \text{ kVA}$$

Dividimos por 1000 para utilizarmos o fator multiplicador "k" e, conseqüentemente, reduzir o número de zeros.

Ora, a potência ativa (útil) é justamente o produto da aparente pelo fator de potência, então:

$P = S \cdot \cos \varphi_1 = 920 \cdot 0,6 \cong 550$ kW

Potência reativa:

$Q_1 = S \cdot \text{sen } \varphi_1$

Consultando a tabela, veremos que se cos $\varphi_1 = 0,6$, sen $\varphi_1 = 0,8$.

$Q_1 = 920 \times 0,8 \cong 736$ kVAR.

Para um novo fator de potência igual a 0,9 (cos $\varphi_2 = 0,9$) a potência aparente será:

$$S_2 = \frac{P}{\cos \varphi_2} = \frac{550}{0,9} \cong 610 \text{ kVA}$$

A potência necessária do banco de capacitores será igual a diferença entre e potência reativa na primeira situação (cos $\varphi_1 = 0,6$) e a segunda (cos $\varphi_2 = 0,9$)

$Qc = Q_1 - Q_2$

Se voltarmos à tabela: para um cos φ = 0,9, temos que sen φ = 0,44:

$Q_2 = S_2 \cdot \text{sen } \varphi 2$

$Q_2 = 610 \cdot 0,44 \cong 268$ kVAR

Sendo assim, a potência do banco de capacitores, nesta situação, para elevar o fator de potência de 0,6 para 0,9 é:

Fator de potência da instalação			Fator de potência desejado cos φ2									
			1,00	0,98	0,96	0,94	0,92	0,90	0,85	0,80	0,75	0,70
cos φ1	sen φ	tan φ	tan φ1 - tan φ2									
0,40	0,92	2,29	2,29	2,09	2,00	1,93	1,86	1,81	1,67	1,54	1,41	1,27
0,45	0,89	1,99	1,99	1,79	1,70	1,63	1,56	1,51	1,37	1,24	1,11	0,97
0,50	0,87	1,73	1,73	1,53	1,44	1,37	1,30	1,25	1,11	0,98	0,85	0,71
0,55	0,83	1,52	1,52	1,32	1,23	1,16	1,09	1,04	0,90	0,77	0,64	0,50
0,60	0,80	1,33	1,33	1,13	1,04	0,97	0,90	0,85	0,71	0,58	0,45	0,31
0,65	0,76	1,17	1,17	0,97	0,88	0,81	0,74	0,69	0,55	0,42	0,29	0,15
0,70	0,71	1,02	1,02	0,82	0,73	0,66	0,59	0,54	0,40	0,27	0,17	-
0,75	0,66	0,88	0,88	0,68	0,59	0,52	0,45	0,40	0,26	0,13	-	-
0,80	0,60	0,75	0,75	0,55	0,46	0,39	0,32	0,27	0,13	-	-	-
0,85	0,53	0,62	0,62	0,42	0,33	0,26	0,19	0,14	-	-	-	-
0,90	0,44	0,48	0,48	0,28	0,19	0,12	0,05	-	-	-	-	-

Tabela 1 - Determinação da potência do banco de capacitores para correção de cos φ1 a cos φ2.

$Qc = Q_1 - Q_2$

$Qc = 736 - 268 = 468$ kVAR

$Qc = 468$ KVAR

Reparem que, embora possa ser complicado em um primeiro momento, utilizamos apenas as propriedades do triângulo das potências e a tabela para determinar o valor do banco de capacitores.

Resumindo:

$$S = \frac{U.I.\sqrt{3}}{1000}$$

$P = S \cdot \cos \varphi 1$

$Q_1 = S$ .sen $\varphi 1$ (consultar o valor de sen $\varphi 1$ na tabela, segundo cos $\varphi 1$).

$$S_2 = \frac{P}{\cos \varphi_2}$$

$Q_2 = S_2$ .sen $\varphi 2$ (consultar o valor de sen $\varphi 1$, na tabela, segundo o novo fator de potência desejado cos $\varphi 2$).

Por fim: $Qc = Q_1 - Q_2$

CONCLUSÃO

Como vimos, a correção do fator de potencia é um fator relevante nos custos de produção, Adequá-lo apenas traz benefícios não diretamente sob a forma de uma menor "conta de luz", mas também através da redução de máquinas paradas (falhas, baixa produtividade, manutenção, etc.) com a melhora da qualidade de energia elétrica.

Na minha opinião, acredito que os fabricantes de máquinas de grande consumo de energia elétrica (sopradoras, máquinas-ferramenta, injetoras para termoplásticos, etc.) deveriam considerar a relação custo/benefício de equiparem seus produtos com corretores automáticos de cos φ, já de fábrica. Com certeza, um dispositivo que consome menos é mais competitivo no mercado.

Quanto a instalação, optar por banco fixo de capacitores, correção pontual, ou por grupo de cargas, ou ainda uma correção centralizada automática dependerá de caso a caso.

Lembre-se sempre, porém, em futuras expansões de pontos de energia e qual agregará maior valor ao produto final (em qualidade e custo).



Que requisitos devem ser encontrados em fontes de alimentação modernas? Deve ser universal, estreita e de tamanho reduzido. Isto explica o porque das três novas linhas de fontes de alimentação oferecidas pela Phoenix Contact: a estreitíssima MINI POWER, a incrivelmente reduzida STEP POWER, e a poderosa QUINT POWER de uso universal. O que todas elas tem em comum? São de uso mundial, operação altamente confiável, poderosa reserva de potência, Power Boost e certificações internacionais.

PHOENIX CONTACT
INNOVATION IN INTERFACE

Phoenix Contact Ind. Com. Ltda - Rua Gino Cesaro, 169 - Água Branca - São Paulo/SP - 05038-140
Telefone (11) 3871-6444 - Fax (11) 3871-6401 - http://www.phoenixcontact.com.br

CONSTRUA UM PROGRAMADOR PARA O MICROCONTROLADOR 68HC908GP32, ATRAVÉS DA PORTA SERIAL DO SEU PC

O artigo que ora apresentamos implementa um programador para o microcontrolador 68HC908GP32 da Motorola, utilizando a porta serial do computador.

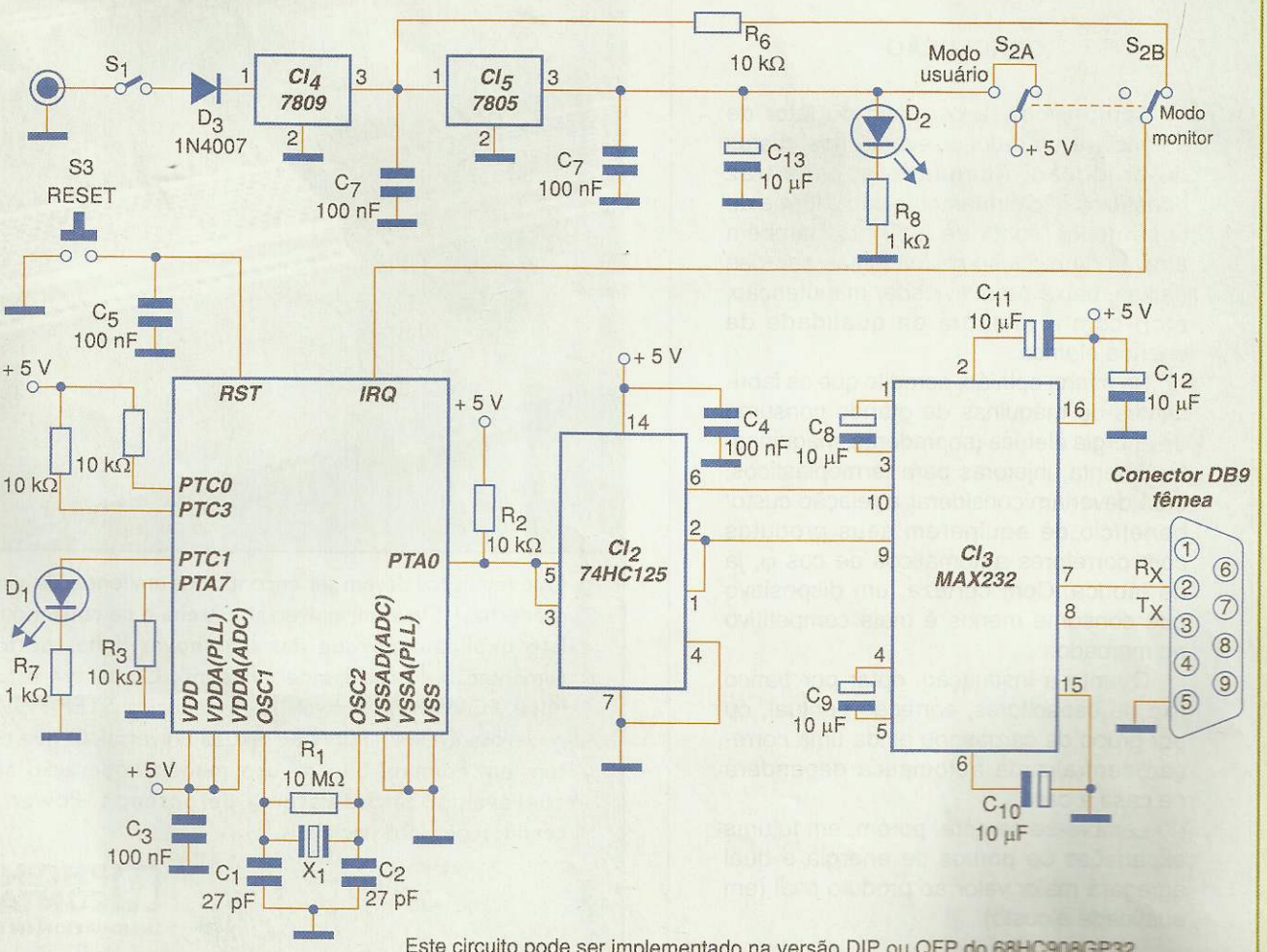
Alfonso Pérez

O CIRCUITO

A **figura 1** mostra o diagrama para o programador de microcontroladores 68HC908GP32. Esses microcontroladores possuem um *firmware* (programa em ROM instalado quando o *chip* é fabricado) para permitir sua programação e testes. Esse *firmware* é armazenado em um espaço de memória conhecido como ROM MONITOR.

Quando o microcontrolador começa executando o código armazenado na ROM MONITOR, é dito que ele está no modo Monitor, permitindo que seja programado a partir de um computador (PC). Quando o microcontrolador começa a executar o código armazenado na memória FLASH do programa que está disponível para o usuário, é dito que ele está no modo Usuário.

Resumindo:



Este circuito pode ser implementado na versão DIP ou QFP do 68HC908GP32

Figura 1

Modo Monitor (programação do microcontrolador);

Modo Usuário (execução do código do usuário na memória FLASH).

Use o interruptor S_2 para selecionar o modo de operação (Modo Monitor ou Modo Usuário). Note que esse interruptor é de 2 pólos x 2 posições. Se for usado um interruptor de 3 posições, com o centro OFF, poderá ser eliminado o interruptor S_1.

Segundo a **figura 1**, para entrar no modo monitor (programação, quando o pino IRQ=VTST, são necessárias as seguintes condições:

PTC0 e PTC3 = Nível alto (1 Lógico).

PTC1 e PTA7 = Nível baixo (0 Lógico).

Para entrar no modo usuário são necessárias as tensões de alimentação de +5 V e terra.

O SOFTWARE DE PROGRAMAÇÃO PROG08SZ.

O programa PROG08SZ permite programar os microcontroladores 68HC908GP32. Esse programa pode ser obtido na página:

www.pemicro.com/ics08/index.html

Nessa página, procure o seguinte item para fazer o *download*:

ICS08GPGT software for 68HC908GP32/GT16/GT8 Single File Install.

Instale o programa seguindo os procedimentos normais. O programa é instalado no *menu* principal: Iniciar-Programas com o nome:

ICS08GPGTZ In-Circuit Simulator.

No *menu* anterior procure o item: **WinIDE Development Environment** para editar e compilar o código *assembler*, que normalmente é um arquivo com a extensão **.asm**. Depois de compilar esse arquivo, é gerado um arquivo com a extensão **.s19** que é o arquivo em linguagem de máquina para gravar no microcontrolador.

Para gravá-lo procure dentro do *menu* Iniciar/Programas **ICS08 GPGTZ In-Circuit Simulator** e selecione o item:

PROG08SZ – Flash Programmer.

Quando o programa é iniciado pela primeira vez (**figura 2**), é neces-

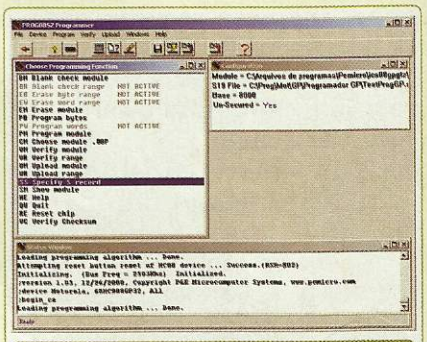


Figura 2



sário configurá-lo para adaptá-lo ao circuito de programação da **figura 1**. Dependendo do estado em que se encontre o circuito de programação (Modo Monitor ou Usuário), podem aparecer quadros de mensagens como os mostrados nas **figuras 3 e 4**. Siga as instruções conforme se indica (apagar ou *ressetar* o circuito de programação).

Depois, é apresentado o quadro de diálogo: **Attempting to contact target and pass security**, como é visto na **figura 5**.

No quadro etiquetado com tipo de hardware (**Target Hardware Type**) selecione a opção:

Class III – Direct serial to target w/MON08 serial port circuitry built in.

No quadro etiquetado con **Class I, II, III, IV = Setting**, selecione a porta onde foi conectado o circuito de programação e a velocidade de transmissão que, nesse caso, é de 9600 bauds.

No quadro etiquetado com **Target MCU Setting byte**, selecione a opção:

IGNORE security failure and enter monitor mode.

Dê um *clique* no controle **Contact target whit these settings**, para conectar-se com a placa de programação. Na etiqueta **status** é possível observar os estados de comunicação com a placa.

Caso a comunicação falhe, revise se todas as conexões estão corretas. Observe o *status* para ter uma idéia do problema.

Se a comunicação se completar, o programa mostrará o quadro de diálogo **Specify Programming Algorithm to user** (veja **figura 6**). Para o microcontrolador 68HC08GP32 selecione qualquer dos seguintes arquivos:

908_gp32.08p

908_gp32_highspeed.08p

e dê um *clique* no controle Abrir.

Agora, seleciona no *menu* File o item **Specify S Record** (olhe a **figura 7**). O programa mostrará a janela **Specify S19 File to Load** para selecionar o diretório e o arquivo S19 (linguagem de máquina) que se deseja gravar no microcontrolador. Uma vez selecionado, dê um *clique* no controle Abrir. Observe na janela **Configuration** o item:

S19 File =

Nele, será mostrada a rota do diretório selecionado e o nome do arquivo S19 que será programado no microcontrolador.

A seguir, selecione no *menu* **Program** o item **Erase Module** para deixar a memória do microcontrolador em branco.

Finalmente, seleciona no menu **Program** o item **Program Module** para programar o microcontrolador.

Feito isso, passe o interruptor para o modo usuário (execução) e verifique o programa. Se foi selecionado o arquivo "TestProgGP.S19", então o LED1 oscilará.

Repita os passos anteriores cada vez que for programar o microcontrolador. Quando o programa PROG08SZ já está aberto pode-se selecionar o algoritmo de programação **908_gp32.08p** ou **908_gp32_highspeed.008p** a partir do item **Chose Module (algorithm)** no menu **Device**. Se já estiver selecionado o arquivo para gravar o microcontrolador com a extensão **.s19**, poderá ser omitido este passo.

O código "TestProgGP.asm" para testar o circuito de programação pode ser baixado no *site*: www.sabereletronica.com.br seção downloads

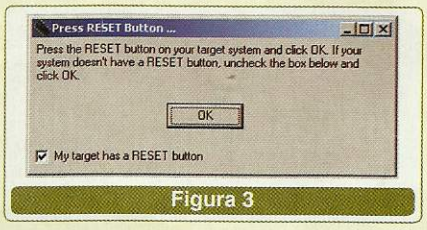


Figura 3

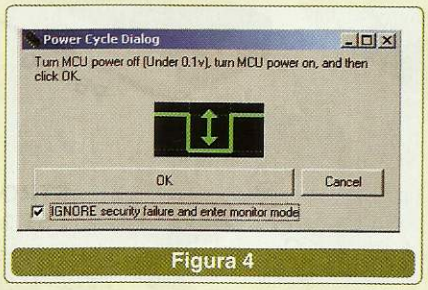
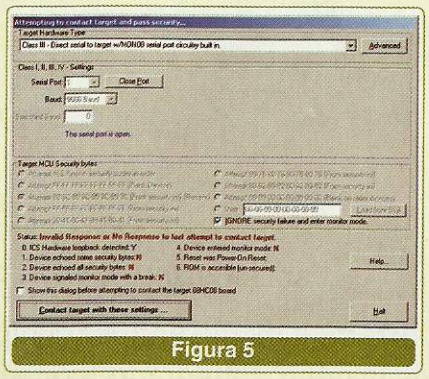
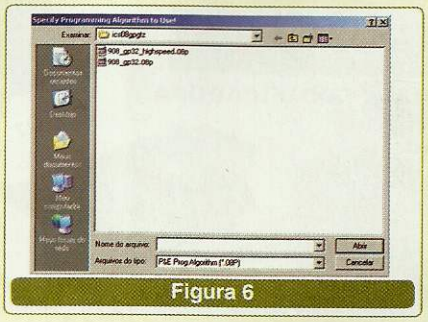
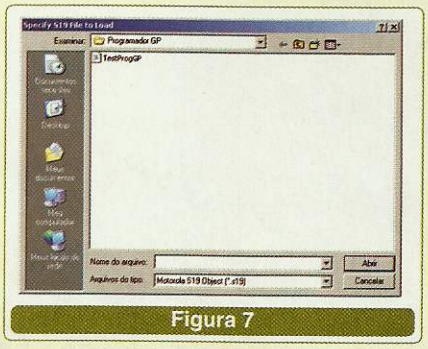


Figura 4


Figura 5


Figura 6


Figura 7

LISTA DE MATERIAL

Semicondutores:

CI_1 - microcontrolador 68HC908GP32.
CI_2 - 74HC125
CI_3 - MAX232
CI_4 - 7809 - Regulador de 9 V.
CI_5 - 7805 - Regulador de 5 V.
D_1 - 1N4007
D_2 e D_3 - LED de 3mm.

Resistores:

R_1 - 10 MΩ - ¼ W.
R_2 a R_6 - 10KΩ - ¼ W.
R_7 e R_8 - 1KΩ - ¼ W.

Capacitores:

C_1 e C_2 - 27 pF cerâmico.
C_3 a C_7 - 100 nF cerâmico.
C_8 a C_{13} - 10 µF/16V eletrolítico.

Diversos:

X_1 - Cristal de 10 MHz.
S_1 - Interruptor
S_2 - Interruptor de 2 pólos x 2 posições.
S_3 - Pulsador

CONVERSORES DE DADOS parte 2

CONHEÇA AS PRINCIPAIS ARQUITETURAS, E SAIBA COMO OBTER O MELHOR DESEMPENHO DO SEU PROJETO.

No primeiro artigo desta série de três, discorremos sobre a importância dos ADCs e DACs na Eletrônica moderna, ressaltando que a incorreta interpretação de suas características técnicas pode comprometer um projeto. Continuamos nossa série analisando as diversas arquiteturas desses circuitos, com especial ênfase àquelas que estão diretamente associadas ao bom desempenho de processadores, como nos DSPs.

Este artigo é baseado em informações obtidas principalmente no "Data Converter Selection Guide", da Texas Instruments.

Newton C. Braga

Os ADCs e DACs podem ter as mais diversas arquiteturas, as quais dependem de diversos fatores como o número de bits, velocidade, precisão, etc.

A variedade de arquiteturas é um dos obstáculos para os projetistas que nem sempre conhecem todas da forma como deveriam, conseqüentemente, podem ser tentados a usar um tipo de conversor numa aplicação em que um outro seria mais vantajoso.

E, quando dizemos em mais vantajoso, não se deve levar em conta apenas velocidade e custo.

As aplicações modernas são muito mais sensíveis a características como tamanho, filtragem, sensibilidade a ruídos, erros, etc.

A seguir, daremos uma visão geral das diversas arquiteturas utilizadas nos conversores de dados, começando pelos ADCs (Conversores Analógicos-Digitais).

DELTA-SIGMA (ΔΣ)

Em um ADC Delta-Sigma o sinal de entrada é sobreamostrado por um modulador numa taxa de amostragem muito alta. Depois, esse sinal é filtrado e decimado de modo a produzir um fluxo de dados de alta resolução através de um filtro digital que opera numa velocidade menor.

Na **figura 1** temos um diagrama de blocos que representa esse tipo de conversor de dados.

Os conversores Delta-Sigma podem apresentar uma precisão muito alta, sendo ideais para converter sinais analógicos que vão desde correntes contínuas até sinais de alguns megahertz.

A arquitetura Delta-Sigma permite que haja uma relação contínua entre velocidade, resolução e consumo de potência, o que a torna extremamente flexível.

Como esses conversores fazem uma sobreamostragem das entradas, eles podem também realizar as filtragens anti-falseamento no domínio digital.

Dentre as aplicações típicas para os ADCs Delta-Sigma, podemos citar as que envolvem o controle de processos industriais, instrumentação analítica e de teste, instrumentação médica e áudio digital.

Ao se utilizar um ADC Delta-Sigma, devem ser feitas as seguintes considerações de projeto:

a) Taxa de Amostragem

O número de vezes por segundo em que o sinal de entrada é amostrado define a taxa de amostragem ou "sampling rate". Em boa parte dos conversores comuns, essa taxa também é aquela em que eles enviam os dados, ou taxa de dados ("data rate").

Nos conversores Delta-Sigma, a taxa de amostragem é muito maior do que a taxa de dados.

b) Taxa de Dados

O número de amostragens enviadas por segundo define a taxa de dados ou "data rate". Os conversores Delta-Sigma amostram a entrada numa velocidade muitas vezes maior do que aquela em que eles enviam os dados. Em alguns casos, essa velocidade de envio de dados ou "data rate" pode ser programada.

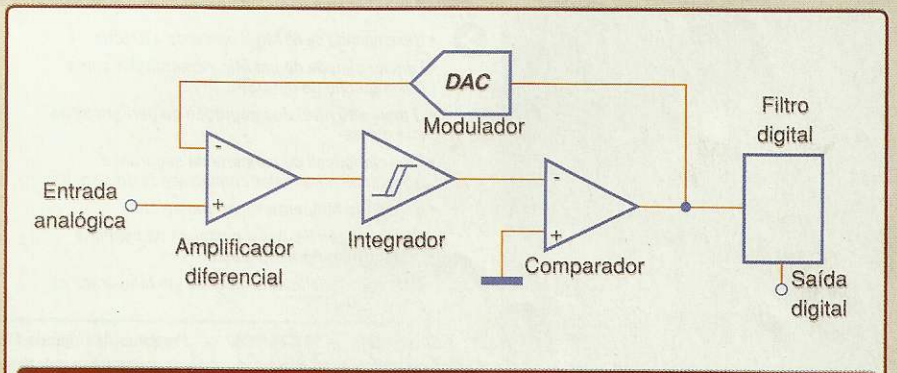


Figura 1

c) Relação de decimação

A relação entre a taxa de amostragem e a taxa de dados dá a relação de decimação ou "decimation ratio".

Em muitos conversores Delta-Sigma essa relação pode ser ajustada.

Uma relação de decimação maior resulta numa taxa de envio de dados menor, também é chamada de relação de sobreamostragem ou "oversampling ratio".

d)Tempo de Acomodação do Filtro

Normalmente, os conversores Delta-Sigma são utilizados para amostrar sinais numa faixa limitada de sinais.

Quando um conversor se vê diante de um sinal que varia de uma forma muito rápida como, por exemplo, um degrau ou um pulso, o seu filtro deve passar por um processo denominado "acomodação" ou "setting". Esse processo ocorre porque a saída do filtro não pode mudar tão rapidamente como a sua entrada. Durante sua decorrência, a saída do filtro faz uma aproximação do estado, eventualmente alcançando o nível do sinal de entrada.

O intervalo de tempo que demora para o filtro "acomodar-se" é normalmente expresso em termos de ciclos de conversão. Um filtro que se acomoda depois de 4 ciclos produz pelo menos três saídas inválidas de dados.

Quando se projetam circuitos multiplexados, essa característica deve ser observada com cuidado.

e) ENOB

Trata-se do acrônimo para "Effective Number of Bits" ou Número Efetivo de Bits.

É uma forma de se expressar a relação sinal-ruído inerente de um conversor de dados.

Esse valor é expresso em termos RMS.

f) Bits Livres de Ruído

O termo inglês usado é *Noise-Free Bits* e consiste no número de bits mais significativos de um conversor que permanecem constantes para um sinal de entrada DC.

g) Freqüência do Modulador

Trata-se da freqüência segundo a qual o modulador processa o sinal de entrada. Normalmente, mas não sempre, essa freqüência é igual à taxa de amostragem.

h) Formatação de Ruído

Esse termo, chamado "Noise Shaping" em inglês, define a característica especial de um modulador Delta-Sigma.

Os moduladores Delta-Sigma fazem a quantização do sinal de entrada em um fluxo de alta velocidade, mas de baixa resolução com uma propriedade especial: diferentemente dos sistemas normais de amostragem, a maior parte do ruído de quantização aparece como ruído de alta freqüência.

A formatação do ruído dá ao conversor Delta-Sigma a importante vantagem em relação a outros sistemas de sobreamostragem: com ela, pode ser obtida uma resolução mais alta para uma determinada relação de sobreamostragem.

i) Ruído de Quantização

Trata-se da diferença entre o sinal real e o sinal convertido após sua quantização, não incluindo os erros DC e de linearidade.

j) Ordem do Modulador

O modulador mais simples de um conversor Delta-Sigma é o de "primeira ordem".

Moduladores de ordem mais alta cortam o ruído de quantização mais fortemente, produzindo menos ruído na faixa passante. Todavia, os moduladores de ordem mais elevada são mais difíceis de projetar e consomem mais energia, além de ocuparem mais espaço no *chip*.

CONVERSORES SAR

SAR significa *Sucessive-Approximation Register* ou Registrador de Aproximações Sucessivas.

Os ADCs-SAR são os preferidos quando se procura uma arquitetura com média para alta resolução e velocidades médias de amostragem. A faixa de resoluções um ADC-SAR é de 8 a 16 bits com velocidades típicas menores do que 10 MSPS (Milhões de Amostragens por Segundo).

O conversor SAR opera da mesma forma que uma balança de pesagem. Em um dos lados é colocado um peso desconhecido, enquanto que no outro pesos conhecidos vão sendo colocados um a um até que ela encontre o ponto de equilíbrio. O peso desconhecido pode então ser medido pela simples contagem dos pesos que foram colocados até se obter o equilíbrio.

Na **figura 2** temos um diagrama de blocos que representa esse tipo de arquitetura.

No conversor SAR, o sinal é o peso desconhecido que é amostrado e retido. Essa tensão é comparada sucessivamente com tensões conhecidas até que se obtenha o resultado.

Ao se projetar um equipamento que utiliza esse tipo de conversor,

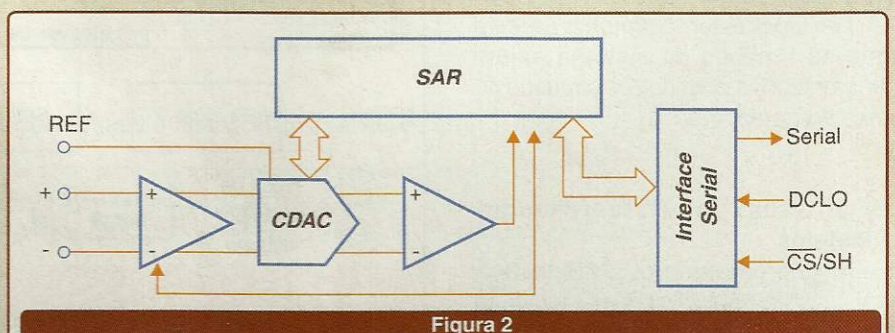


Figura 2

devem ser feitas as seguintes considerações:

a) Tempo de Aquisição

É o tempo que o circuito interno de amostragem e retenção demora para adquirir o sinal e fixá-lo com ½ LSB da resolução do conversor.

b) Tempo de Conversão

É o tempo que demora para o conversor SAR converter o sinal adquirido em um sinal digital.

Esse tempo normalmente é de N+1 ciclos de *clock* do conversor, onde N é o número de bits de resolução.

c) Nenhum código ausente

Um conversor com mais de 1 LSB de não linearidade diferencial em dois códigos adjacentes pode fazer com que dois valores diferentes de entrada apareçam na saída como um único valor (veja o artigo anterior da série). Isso significa que existe um código faltando.

Um conversor SAR ideal com N bits de resolução tem N bits de nenhum código ausente.

d) Clock interno/externo

O *clock* que controla o processo de conversão pode estar embutido no conversor ou pode ser externo, fornecido pelo usuário.

O uso de um *clock* externo permite que a velocidade seja diminuída durante o processo de aquisição. Aumentando esse tempo, pode-se aumentar a precisão, uma vez que a entrada tem mais tempo para se acomodar.

Um *clock* externo também permite que as funções do sistema sejam sincronizadas com outros circuitos do mesmo equipamento.

e) Entradas Bipolares/Pseudo-Bipolares

Muitos conversores SAR modernos operam com fonte de alimentação simples e podem apenas aceitar sinais de entrada que oscilem entre 0 e o valor máximo da tensão de alimentação.

Em muitas aplicações, o sinal de entrada é bipolar oscilando entre valores positivo e negativos. Conversores que podem trabalhar com esses sinais são denominados bipolares.

Em um conversor pseudo-bipolar o que se faz é trabalhar com uma entrada que oscile entre o ponto médio da escala de tensões de entrada, sendo a metade superior para valores positivos e a inferior para valores negativos.

O projetista deverá tomar cuidado na escolha de um conversor que possa trabalhar com o tipo de sinal que ele vai ter na entrada.

CONVERSORES PIPELINE

ADCs que tenham taxas de conversão de dezenas de MSPS são peferivelmente baseados na arquitetura "pipeline".

O ADC Pipeline consiste em N etapas idênticas cascateadas, conforme ilustra o diagrama de blocos da **figura 3**.

A saída digital de cada etapa é combinada de modo a produzir os bits paralelos de saída. Dessa forma, um valor digitalizado se torna disponível a cada ciclo do *clock*.

O processo de combinação dos dados internamente requer um intervalo digital ou "latência de dados", que é designado normalmente por "pipeline delay" ou latência de dados. Na maioria das aplicações, esse valor não é uma limitação para o projeto, podendo ser expresso na forma de um número de *clocks*, e também é constante.

Uma característica importante dessa arquitetura que permite um alto desempenho em altas freqüências é a entrada diferencial de sinais. A configuração de entrada diferencial resulta numa faixa dinâmica ótima, uma vez que ela distingue menores amplitudes de sinais e tem uma redução de harmônicas de todas as ordens. Além disso, esses ADCs utilizam alimentação simples de +5 V até – 1,8 V.

Os principais pontos a serem considerados em um projeto são:

a) Taxa de Amostragem

É a velocidade máxima que o conversor pode adquirir e converter para a forma digital um sinal de entrada, mantendo uma determinada performance. Essa taxa de amostragem também leva em conta que muitos ADCs do tipo Pipeline

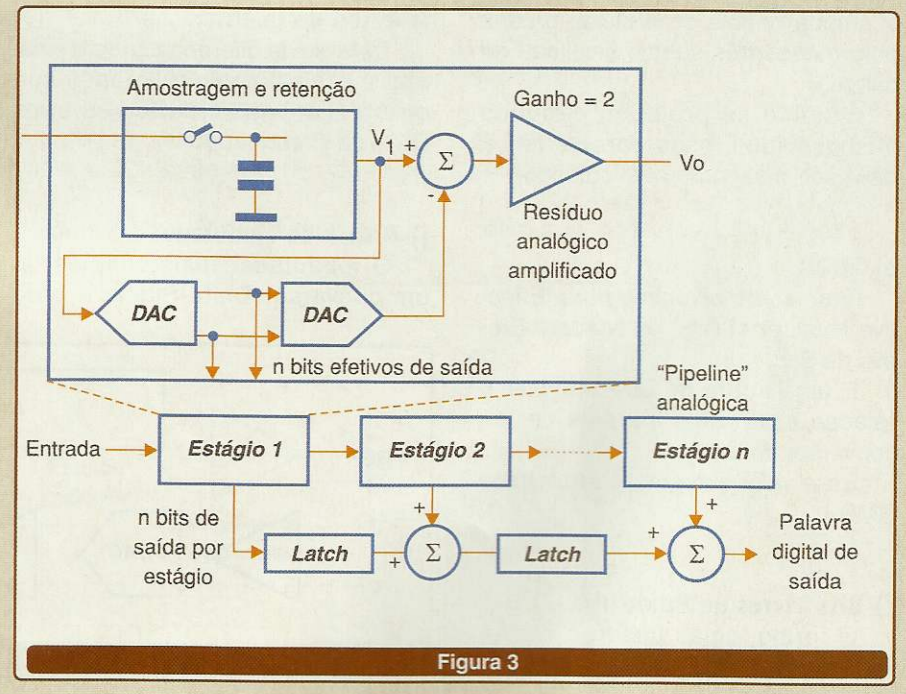


Figura 3

possuem um circuito de amostragem e retenção interno (*Sample-and-Hold* ou S/H).

A taxa de amostragem para conversores de alta velocidade é normalmente indicada em MSPS (Mega Amostragens por Segundo).

b) Retardo da Pipeline

É expresso pelo número de *clocks* a partir do instante em que a amostragem é adquirida até estar disponível na saída do ADC.

c) SFDR

SFDR é o acrônimo para *Spurius Free Dynamic Range* ou Faixa Dinâmica Livre de Espúrios.

Essa especificação indica a distância (em dB) da amplitude fundamental ao pico do componente espúrio no espectro de freqüências de saída. O pico pode ter tanto natureza harmônica como não harmônica.

d) SNR

A relação sinal-ruído ou *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) indica a relação em termos rms entre o sinal e outros componentes espectrais, excluindo as primeiras cinco harmônicas e a componente DC.

Essa relação é especificada em unidades dBc ou dBFS para uma determinada freqüência e taxa de amostragem.

e) Jitter de Abertura

A modulação em fase do *clock* de modulação provoca uma variação de amostra para amostra no momento exato em que o amplificador S/H adquire uma delas.

O *jitter* de abertura caracteriza a capacidade do ADC de digitalizar rapidamente mudanças do sinal de entrada. Em aplicações de subamostragem, essa característica é importante.

DACS

Os conversores Digitais-Analógicos ou DACs, também podem ser encontrados com diversas arquiteturas e, da mesma forma, o projetista precisará estar atento às características de cada uma ao fazer seu projeto.

Passamos agora a analisar as características dos DACs.

DAC Delta-Sigma (ΔΣ)

Os DACs Delta-Sigma são o inverso dos ADCs Delta-Sigma.

É comum o uso do termo "converse" em lugar de "inverse" na literatura inglesa, mas a palavra "converso" não é existe em nosso idioma com o significado atribuído.

Os DACs Delta-Sigma incluem uma interface serial, registradores de controle, modulador, capacitor comutado e um *clock* para o modulador e filtro. Na **figura 4** apresentamos o diagrama de blocos de um conversor desse tipo.

Esses conversores possuem uma alta resolução, além de exigirem pouca energia, o que os torna ideais para o controle em laço fechado nas aplicações de controle industrial, equipamento de teste e medida de alta resolução, equipamentos alimentados por bateria e sistemas isolados.

A rede R-2R de resistores é o principal elemento dessa arquitetura.

Ao desenvolver um projeto que utilize um conversor desse tipo, o projetista deverá estar atento para os seguintes pontos:

a) Erros Estáticos

São os erros que afetam a precisão dos sinais e podem ser descritos em 4 termos, conforme analisamos de forma mais detalhada na primeira parte deste artigo.

b) Erros de Offset

Definidos como a diferença entre os pontos nominais e reais de *offset*, esses erros também foram abordados na primeira parte deste artigo.

c) Erro de Ganho

O erro de ganho é definido como a diferença entre os pontos de ganho reais e nominais na função de transferência depois que o erro de *offset* tenha sido corrigido para zero.

Mais informações podem ser obtidas na primeira parte deste artigo.

d) Erro de Não-Linearidade Diferencial (DNL)

Definido como a diferença entre a largura real de degrau para um ADC, ou a altura de um degrau para um DAC e o valor ideal de 1 LSB, esse erro também foi abordado em detalhes na primeira parte desse artigo.

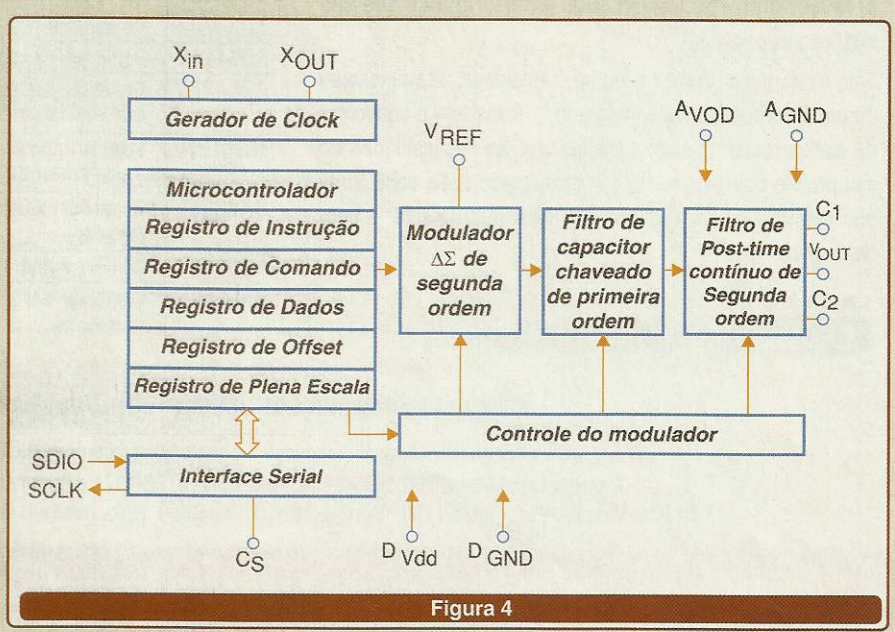


Figura 4

e) Erro de Não-Linearidade Integral (INL)

Trata-se do desvio dos valores da função de transferência real da reta ideal, abordado igualmente em detalhes na primeira parte do interior.

f) Características dinâmicas

São as características de erros que afetam o comportamento de um DAC durante as transições dos sinais.

Os itens seguintes descrevem os fatores que afetam esse comportamento.

g) Tempo de Acomodação

Já descrevemos o tempo de acomodação definindo-o como "o tempo necessário para que a saída alcance um valor final dentro dos limites definidos pela banda de valores".

Para um DAC que tenha um erro de acomodação de +/- ½ LSB numa escala de 5 V, então com 12 bits a banda de erros permitida será de +/- 0,601 mV, e para um DAC de 16 bits um erro de +/- 0,038 mV.

Observe que o dispositivo de 16 bits não é mais lento que o de 12, ele simplesmente precisa de mais tempo para atingir as especificações.

h) Glitch

Quando se fala no tempo de acomodação, o tempo total para que os transientes sejam fixados foi considerado, mas para a natureza desses transientes.

O "glitch" é definido como a quantidade de carga injetada na saída analógica a partir das entradas digitais, quando as entradas mudam de estado. Essa medida é feita quando a mudança ocorre entre estados em que a maior quantidade de bits é alterada, por exemplo de 7FFF HEX para 8000 HEX. Os efeitos do *glitch* podem ter conseqüências que dependem da aplicação.

i) Feedthrough Digital

Esse termo, que não traduzimos, indica quando um DAC não é selecionado e uma atividade lógica digital de alta freqüência é aplicada na sua entrada aparecendo na saída como ruído.

j) Distorção Harmônica Total + Ruído

É definida como a relação entre a raiz quadrada da soma dos quadrados dos valores das harmônicas e os ruídos em relação à freqüência fundamental.

Essa característica é expressa em termos de porcentagem, ou dB, da amplitude da freqüência fundamental, numa determinada taxa de atualização.

CURRENT STEERING

A maioria dos conversores digitais-analógicos modernos são fabricados em processos CMOS *submícron* ou BiCMOS.

Esses conversores conseguem alcançar taxas de conversão de 500 MSPS, e resoluções de 14 ou mesmo 16 bits. Para se conseguir tais velocidades e resoluções, esses DACs empregam uma arquitetura cujo nome em inglês é "current steering" ou direcionamento de corrente.

Na **figura 5** temos um diagrama de blocos desse tipo de conversor.

Nesse circuito temos fontes segmentadas de corrente.

Existe no cerne do circuito um elemento com um "array" de fontes que, em conjunto, fornece a corrente total de saída, tipicamente de 20 mA.

Um decodificador interno endereça a cada chave quando ela deve ou não fornecer corrente, cada vez que o DAC é atualizado. Direcionando as correntes de todas as fontes, ao se somarem sobre uma carga, elas formam o sinal analógico de saída.

Para que o desempenho seja o melhor, o ideal é que a tensão sobre a carga seja a menor possível, de modo a se obter maior linearidade do conversor.

Ao utilizar esse tipo de conversor, o projetista deverá estar atento para os seguintes pontos:

a) Taxa de Atualização

É a taxa na qual o conversor muda seu sinal de saída como conseqüência da atualização do *latch* interno.

Essa taxa é dada pela freqüência de *clock*.

b) Compliância da Tensão de Saída – Vco

Para um DAC que fornece sinais na forma de corrente, a tensão máxima que pode ser desenvolvida numa carga de saída determina sua performance. Excedendo esse limite

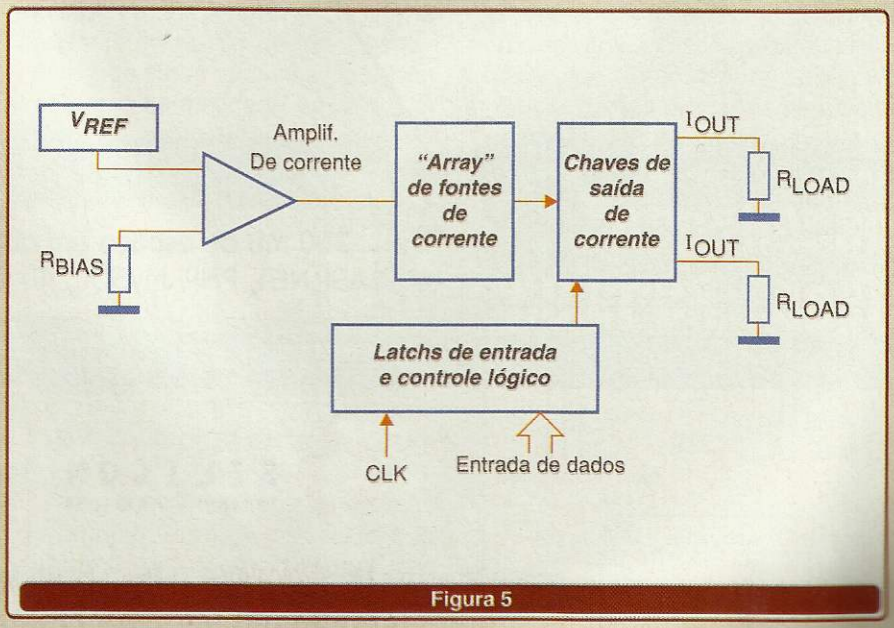


Figura 5

de compliância, o resultado será uma performance não linear com um rápido aumento na distorção do sinal.

c) Impulso de Glitch

É uma especificação no domínio do tempo que descreve o transiente que ocorre no momento da comutação e aparece na saída durante uma mudança de código.

O impulso de *glitch* especifica a integral do tempo (área) do valor analógico do transiente de *glitch*, e é normalmente expressa em pV-segundo.

d) ACPR

Trata-se do acrônimo para *Adjacent Channel Power Ratio* e significa a comparação da potência do sinal transmitida na faixa com as potências do sinal que caem em canais adjacentes (fora da faixa).

e) Distorção por Intermodulação (IMD)

O IMD de dois tons é a relação entre o tom fundamental com o pior produto de terceira ordem (ou maior).

Tipicamente, os produtos harmônicos de terceira ordem são dominantes e por estarem perto do fundamental, são difíceis de serem eliminados por filtragem.

f) Sen x/ x Rool-Off

Como um conversor DAC é um sistema que faz amostragens, essa especificação descreve a atenuação do espectro de saída resultante da resposta de manutenção de ordem zero.

CONCLUSÃO

Conforme o leitor percebeu neste artigo, quais características devem ser observadas em um conversor de dados depende não apenas de sua aplicação, mas também de sua arquitetura.

Assim, para as diversas arquiteturas, o projetista deverá estar habilitado a escolher o tipo certo, e em função da escolha, analisar as folhas de especificação com atenção especial aos dados relevantes e, então, partir para o projeto. Na terceira parte deste artigo faremos uma abordagem das aplicações práticas dos conversores de dados.

SILICOM INTERNET PROVIDER
SOLUÇÕES PARA INTERNET

Hospede seu web-site com quem realmente entende do assunto !

Hospedagem apenas R$ 19,90*

300 MB de espaço em disco, 40 contas POP3
ASP.NET, PHP, MySQL, 40 Gb de tráfego mensal

SILICOM
INTERNET PROVIDER

www.silicom.com.br - (11) 6198-2526 - info@silicom.com.br

*Consulte sobre a promoção

POR DENTRO DO ANALISADOR DE ESPECTRO

Roberto Remaili

INTRODUÇÃO

A análise de sinais é utilizada na caracterização de sistemas e no diagnóstico de falhas.

Há três maneiras de se analisar um sinal conforme mostra a **figura 1**, onde tem-se três eixos: amplitude, freqüência e tempo. A primeira delas, e a mais conhecida, é a da perspectiva P_1, onde observa-se a tensão do sinal em função do tempo e utilizando como ferramenta um osciloscópio.

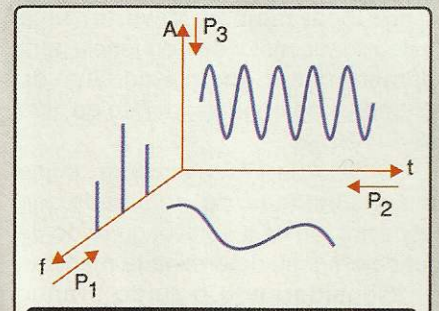


Figura 1

A segunda maneira (perspectiva P_2)é pela observação de suas componentes espectrais, medindo a amplitude e a freqüência, utilizando um analisador de espectro.

Finalmente, pode-se examinar um sinal sob uma terceira perspectiva (P_3), que seria a freqüência em função do tempo utilizando um analisador de intervalo de tempo.

Veremos agora detalhes sobre o funcionamento e aplicações de um analisador de espectro, instrumento empregado para análise de sinais segundo a perspectiva P_2.

O analisador de espectro surgiu nos anos 60, e era uma das poucas ferramentas para análise de sinais de RF, ao lado do medidor de potência e do contador de freqüências, sendo porém muito mais poderosa e versátil. Pode-se usá-lo em diversas aplicações no laboratório: na caracterização de osciladores, medidas de espúrios e distorção em amplificadores, análise de sinais modulados, análise de conversores de freqüência. Quando em campo, na medida de espectro irradiado, identificação de interferências, detecção de "rádios piratas", entre outras.

COMO FUNCIONA

A primeira idéia que se pode ter para implementar um analisador de espectro seria através de um filtro variável (**figura 2**) que varresse cada freqüência do sinal de entrada e indicasse a sua amplitude na tela. O problema deste tipo de implementação é que filtros variáveis não apresentam a seletividade necessária, além do que seu *range* de freqüência é limitado. Na prática, a melhora de um fator implica na piora do outro.

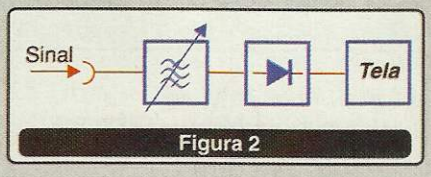


Figura 2

O ESTÁGIO DE ENTRADA (RF)

Para solucionar esses problemas os analisadores de espectro são implementados como receptores heteródinos, conforme diagrama de blocos da **figura 3**. Um analisador de espectro de RF básico costuma ter um *range* de freqüência de 9 kHz a 3 GHz, e amplitude de - 140 dBm a + 30 dBm.

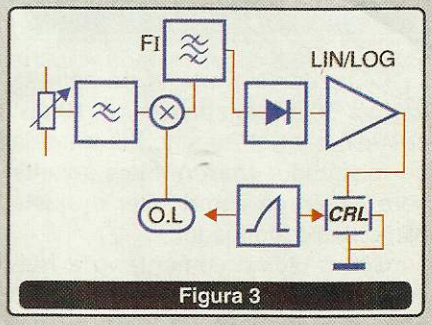


Figura 3

Neste tipo de implementação, o filtro de FI é fixo e o "espectro do sinal passa por ele" conforme a freqüência do oscilador local.

A freqüência do 1º filtro de FI está acima da frequência máxima do sinal de entrada, e é escolhida de acordo com as características do filtro passa-baixas de entrada para adequada rejeição da freqüência imagem. Como exemplo numérico escolhemos a freqüência de 3,6 GHz.

Assim, pela **figura 4**, quando o instrumento está medindo um sinal de entrada em 2,0 GHz, seu oscilador

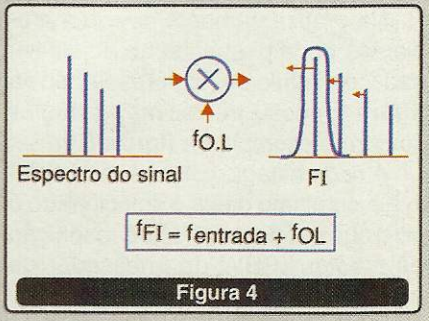


Figura 4

local encontra-se na freqüência de 5,6 GHz. Para cobrir todo *range* de freqüência de entrada o oscilador local varre a faixa de 3,069 GHz a 6,6 GHz.

O filtro de entrada possui duas funções: a primeira, como já foi dito, é eliminar os sinais de entrada na freqüência imagem; a segunda função é atenuar o "vazamento" do sinal do oscilador local para a entrada do analisador de espectro (**figura 5**).

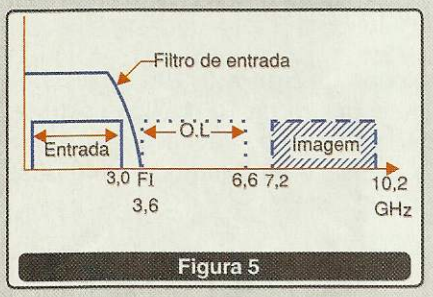


Figura 5

O atenuador variável de entrada (de 0 a 60 dB, em passos de 10 dB) controla o nível do sinal na entrada do misturador (*mixer*). Mais adiante será mostrado como fazer o ajuste ótimo deste atenuador.

Como último comentário a respeito do estágio de entrada, deve-se salientar a não existência de um capacitor de desacoplamento DC. Isso porque simplesmente não há um capacitor que opere satisfatoriamente em todo o *range* da freqüência de entrada. Os misturadores de freqüência desses instrumentos não toleram componente DC, danificando-se facilmente. Cabe ao usuário garantir que o circuito sob teste apresente 0 VDC (ou possua um capacitor de desacoplamento adequado para a freqüência do sinal a ser analisado).

O ESTÁGIO DE FI

Na prática, também devido a problemas de implementação e seletividade, o módulo de FI representado na **figura 3**, possui três ou mais estágios conforme exemplo na **figura 6**.

A cada estágio o filtro é mais seletivo e no último deles é selecionado o filtro que define a banda de resolução de medida (RBW do analisador de espectro, normalmente de 1kHz a 10

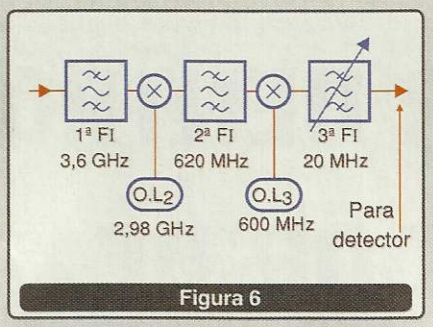


Figura 6

MHz em passos de 1,3,10). Para este último filtro o formato escolhido é o do filtro Gaussiano, que possui um menor atraso e permite uma maior velocidade de varredura quando comparado com outros filtros, tais como Butterworth e Chebyshev.

A melhor resolução (menor RBW) permite identificar sinais bem próximos em freqüência. No caso da medida de dois sinais senoidais de mesma amplitude com separação de freqüência igual à resolução do filtro RBW, tem-se como resultado na tela do analisador um "gap" de 3 dB (**figura 8**).

Um dos fatores de mérito de um analisador de espectro é o fator de forma de seu filtro RBW, que é definido como:

$$SF(60,3) = BW(60dB)/BW(3dB)$$

Quanto menor este fator, melhor é o filtro de RBW, aproximando-se do filtro ideal, que é o filtro "porta" (ver **figura 7**).

Normalmente, o fator de forma é dado pelo fabricante nas especificações do produto, porém há também um método muito simples de se verificar a curva do filtro de RBW. Para isto, basta fazer a medida de um sinal senoidal (CW), que o traço da tela é a própria curva do filtro (**figura 9**).

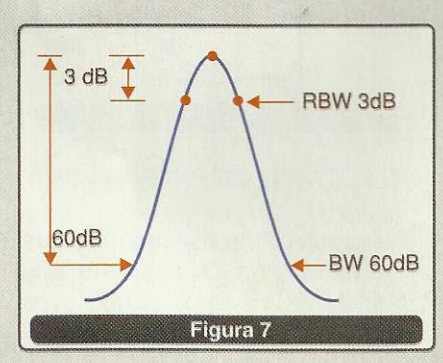


Figura 7

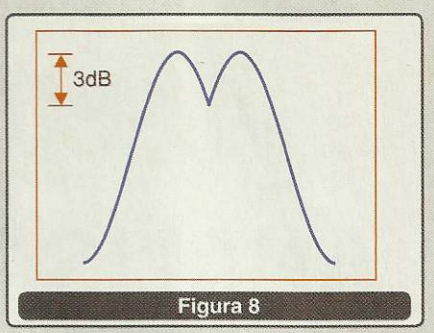


Figura 8

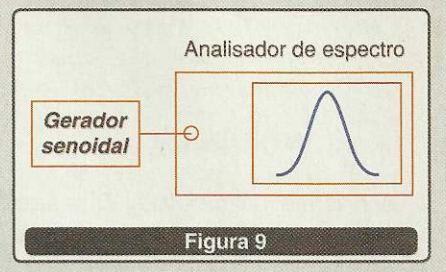


Figura 9

Uma pergunta pertinente a essa altura, seria saber se é possível ter uma resolução melhor que 1 kHz?

Sim, há analisadores de espectro com resolução de até 1 Hz! Esta resolução normalmente é conseguida através de filtros digitais ou análise FFT. Porém não basta apenas um método de filtragem melhor, o oscilador local também deve ter uma estabilidade maior de freqüência para garantir que a energia do sinal de entrada mantenha-se dentro do filtro de FI / RBW.

O filtro de RBW também define a sensibilidade do analisador de espectro, ou seja, o nível do ruído de fundo em uma determinada medida.

Considerando o ruído branco gaussiano (densidade espectral de potência uniforme dentro da faixa de freqüência e amplitude com distribuição estatística gaussiana), a potência de ruído em uma determinada banda é definida por:

$P_{ruído}$ (W) =kTB onde:

k = 1,36 x 10^{-23} W/Hz (constante de Boltzman)

T = temperatura ambiente em Kelvin

B = banda do sinal em Hz

ou

$P_{ruído}$ (dBm) = 10 log (KTB) + 30

Para temperatura ambiente, próxima de 290 °K, tem-se $P_{ruído}$ = - 174 dBm/Hz.

Da expressão anterior para cada fator de 10 que reduzimos a banda do ruído, a potência detectada se reduz de 10 dB. Isto pode ser verificado na prática na tela do analisador de espectro.

Para um RBW inicial de 100 kHz tem-se um nível de ruído de fundo inicial (ver **figura 10**). O valor absoluto deste depende de alguns fatores como a figura de ruído do analisador de espectro e a banda equivalente de ruído do filtro de FI, mas isto não vem ao caso agora. O importante é que, diminuindo o RBW para 10 kHz pode-se observar o nível de ruído reduzir de 10 dB, e fazendo RBW = 1 kHz, o nível decresce de 20 dB do valor inicial.

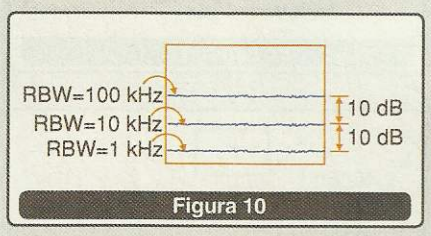
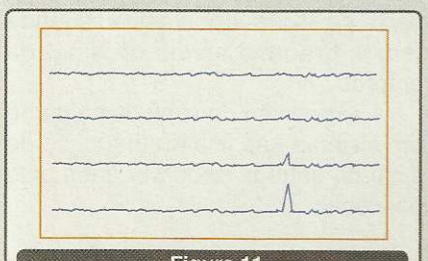


Figura 10

Esta característica é importante na medida de espúrios de misturadores e amplificadores. Quando desejamos medir sinais que são muito fracos (baixíssima amplitude), a redução da largura de RBW permite identificá-los mesmo quando inicialmente mascarados no ruído (ver **figura 11**).


Figura 11

Um exemplo numérico: Deseja-se identificar sinais espúrios na saída de um amplificador com nível de – 115 dBm, usando um analisador de espectro que apresenta ruído de fundo de – 96 dBm para RBW = 1 MHz. Para este RBW fica impossível medir o espúrio. Reduzindo o RBW para 1 kHz, o nível de ruído cai para – 126 dBm e o espúrio fica 9 dB acima do traço de ruído de fundo.

O DETECTOR

O detector utilizado é simplesmente um detector de envoltória. O sinal de saída do detector passa por um filtro de vídeo, de largura variável (**figura 12**). Este filtro também influencia no tempo de varredura do analisador de espectro. Sua largura modifica a amplitude do ruído em torno de seu traço médio na tela, principalmente quando se escolhe a escala logarítmica (dB) (**figura 13**). A escolha entre o amplificador logarítmico ou linear define a escala da tela, dBm ou miliwatts respectivamente.

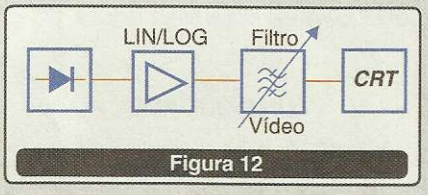


Figura 12

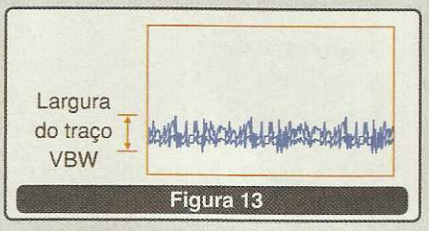


Figura 13

AMPLIANDO O RANGE DE FREQÜÊNCIA

Há duas maneiras de expandir a resposta em freqüência dos analisadores:

1) *mixagem* fundamental
2) *mixagem* harmônica.

Na *mixagem* fundamental, somente a freqüência fundamental do oscilador local é utilizada. Assim, para implementar um analisador até 26 GHz, o oscilador local deve ter um *range* de varredura também de 26 GHz. A perda de conversão dos misturadores neste caso é de apenas 8 dB. Estes analisadores possuem uma sensibilidade maior que os que utilizam *mixers* harmônicos, porém são bem mais caros, uma vez que o oscilador local tem um *range* de frequência bem maior.

Os analisadores de espectro com mixagem harmônica necessitam que o oscilador local tenha um *range* de varredura constante, de 3,6 GHz a 6,6 GHz, segundo o exemplo numérico anterior. Os sinais de entrada de freqüência superior são convertidos para FI pelos harmônicos superiores do oscilador local. Quando a fundamental do oscilador varre de 3,6 GHz a 6,6 GHz, a segunda harmônica varre de 7,2 GHz a 13,2 GHz, a terceira harmônica de 10,8 GHz a 19,8 GHz, e assim por diante (ver a **figura 14 a**).

Dependendo da freqüência do sinal de entrada, escolhe-se a harmônica do oscilador local necessária para convertê-lo para a freqüência de FI.

Se na *mixagem* harmônica fosse escolhida a 1ª FI para conversão do sinal, teríamos como sinais de entrada convertidos para o detector as linhas tracejadas da **figura 14b**,

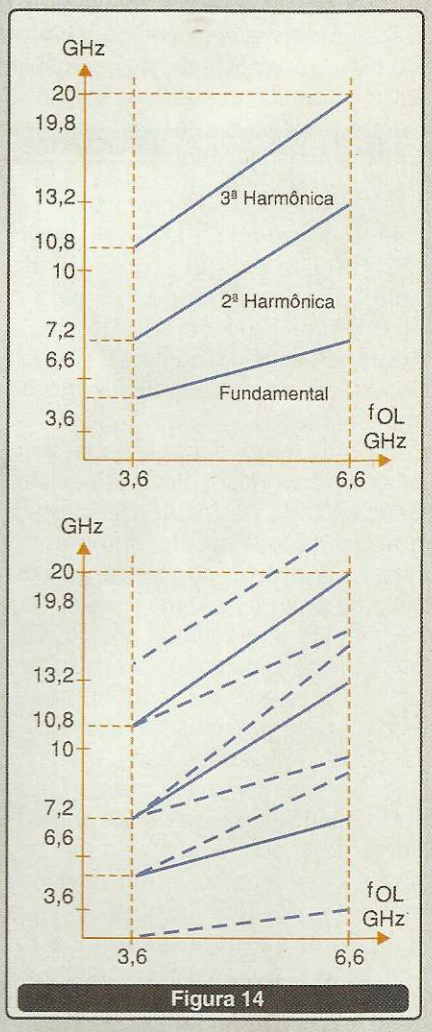


Figura 14

ou seja, f_{OL} +/- 3,6 GHz e fica fácil ver que há múltiplas respostas para cada freqüência de entrada.

Para minimizar este problema quando se utiliza a mixagem harmônica, o sinal é convertido diretamente para a 2ª FI, no caso 620 MHz (**figura 15**). Escolhendo convenientemente os batimentos, pode-se cobrir todo *range* do sinal de entrada. Por exemplo, escolhendo 2 – e 4-, pode-se cobrir freqüências até 25,8 GHz.

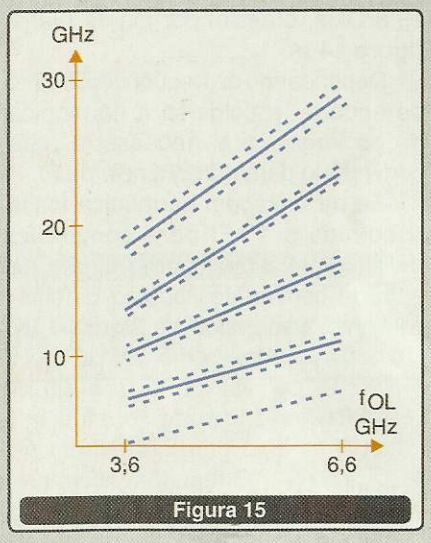


Figura 15

O misturador harmônico pode ser interno ou externo. Para freqüências até 40 GHz existem no mercado analisadores de espectro com o misturador harmônico interno. A **figura 16** ilustra o diagrama de blocos do estágio de entrada neste tipo de implementação.

O *duplexador* separa o sinal para os dois caminhos. O filtro pré-seletor é sintonizado na freqüência da raia que se deseja medir, eliminando todos os outros componentes do sinal de entrada, evitando assim que batimentos indesejados com outras harmônicas do oscilador local resultem em falsas medidas. Esse filtro está sincronizado com o oscilador local.

Com misturadores externos pode-se estender ainda mais o *range* de freqüência de medida. Os analisadores de espectro possuem em seu painel dois conectores: um sendo a saída do oscilador local e o outro a entrada direta para a segunda FI. Um terceiro é o sinal de controle de varredura para sincronizar o filtro

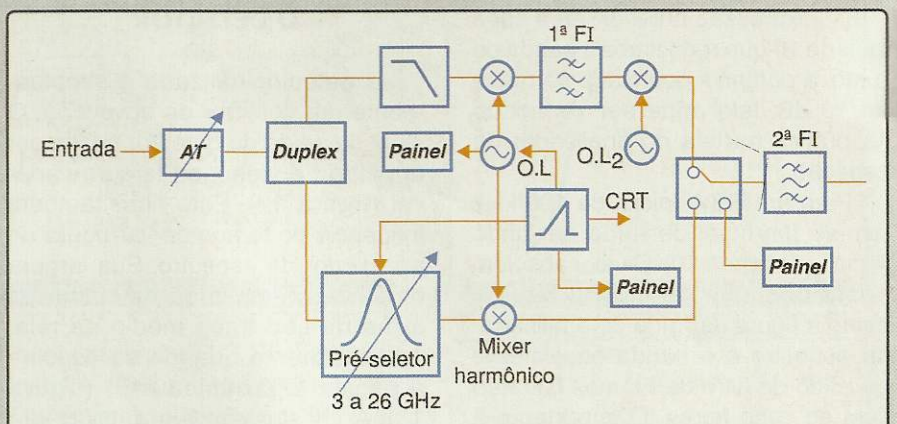


Figura 16

pré-seletor externo. Com misturador externo é possível chegar à freqüência de 75 GHz ou mais. Veja **figura 17.**



Figura 17

LINEARIDADE

A definição matemática de um sistema linear é:

$S_1 = \alpha \cdot E_1$
$S_2 = \alpha \cdot E_2$
$S_1 + S_2 = \alpha \cdot (E_1 + E_2)$.

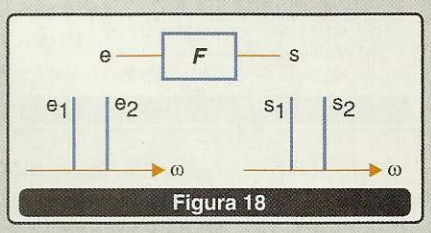


Figura 18

E_1 e E_2 são os sinais aplicados na entrada do sistema e S_1 e S_2 são os sinais resultantes na saída.

Traduzindo da matemática para o português, considerando $e_1(t) = A_1.\cos w_1 t$ e $e_2(t) = A_2 \cos w_2 t$, colocando um sinal com freqüência w_1 na entrada de um sistema linear tem-se somente um sinal com freqüência w_1 na saída, provavelmente com outra amplitude e fase, mas somente w_1. O mesmo vale para um sinal com freqüência w_2. A condição de linearidade é garantida se, quando colocado na entrada do sistema um sinal que é a soma dos dois sinais individuais, tem-se na saída a soma dos dois sinais de saída também individuais, ou seja, na saída haverá somente as freqüências dos sinais de entrada e mais nenhuma outra (ver **figura 18**).

Na prática, nenhum sistema é perfeitamente linear. O analisador de espectro é utilizado para medidas de não linearidade dos sistemas. O problema é que o próprio analisador também possui não linearidades, e para realizar medidas corretamente é preciso garantir que estas não linearidades sejam bem menores que a do sistema sob teste.

Os sistemas operam na região linear quando temos níveis pequenos dos sinais de entrada. A não linearidade se torna significativa quando temos grandes níveis do sinal de entrada.

A expressão do sinal de saída de um sistema não linear em função do sinal de entrada pode ser dada pelo polinômio.

$$S(t) = a_0 + a_1 \cdot e(t) + a_2 \cdot e^2(t) + a_3 \cdot e^3(t) + ... a_n e^n(t)$$

Onde o termo a_1 representa o ganho linear do sistema, a_2 é o coeficiente de segunda ordem, a_3 o de terceira ordem e assim por diante.

Em telecomunicações, existem dois parâmetros importantes que definem o grau de linearidade de um sistema que são os pontos de intersecção de segunda ordem, quando $a_1.e(t) = a_2.e^2(t)$ e o ponto de intersec-

ção de terceira ordem, quando $a_1.e(t) = a_3.e^3(t)$, representados pelo gráfico da **figura 19**.

Esses pontos de intersecção não são atingidos na prática, sendo obtidos por extrapolação linear de medidas feitas em níveis mais baixos de sinal de entrada. A reta pontilhada em laranja seria essa extrapolação do ganho linear. A curva cheia azul representa o ganho real do sistema e sua compressão.

Quando se realizam medidas de intermodulação com o analisador de espectro não se pode ignorar que o mesmo também é composto de circuitos reais e que inclusive intermodulam, podendo apresentar resultados que não correspondam às características reais do sistema sob teste, caso níveis elevados de sinal sejam aplicados ao misturador. Neste aspecto, quanto menor o sinal na entrada do misturador, menor a intermodulação do próprio analisador de espectro. Todavia, se o nível do sinal for muito baixo, as raias de intermodulação que se deseja medir do sinal de entrada podem ficar abaixo do ruído de fundo do analisador de espectro, também impossibilitando a medida. Portanto, existe um ponto ótimo para realizar esta medida, ponto este em que o analisador de espectro apresenta o seu maior *range* dinâmico. O mesmo costuma ser indicado por um gráfico parecido com o da **figura 20** no catálogo de especificações do instrumento.

Nessa figura temos dois tipos de retas, uma pontilhada representando o nível relativo de ruído em relação ao nível de sinal de entrada, com inclinação de – 1dB/dB, ou seja, a cada dB que aumentamos no sinal de entrada, a relação sinal/ruído cresce de 1 dB, e outra contínua com inclinação – 2 dB/ dB, ou seja, a cada 10 dB que reduzimos a potência de entrada (como vimos anteriormente o nível absoluto da intermodulação de 3ª ordem se reduz de 30 dB) o nível relativo de intermodulação decresce de 20 dB. A potência de entrada no misturador para obter o máximo *range* dinâmico corresponde à intersecção dessas duas retas.

O atenuador de entrada do analisador de espectro deve ser ajustado para esta condição.

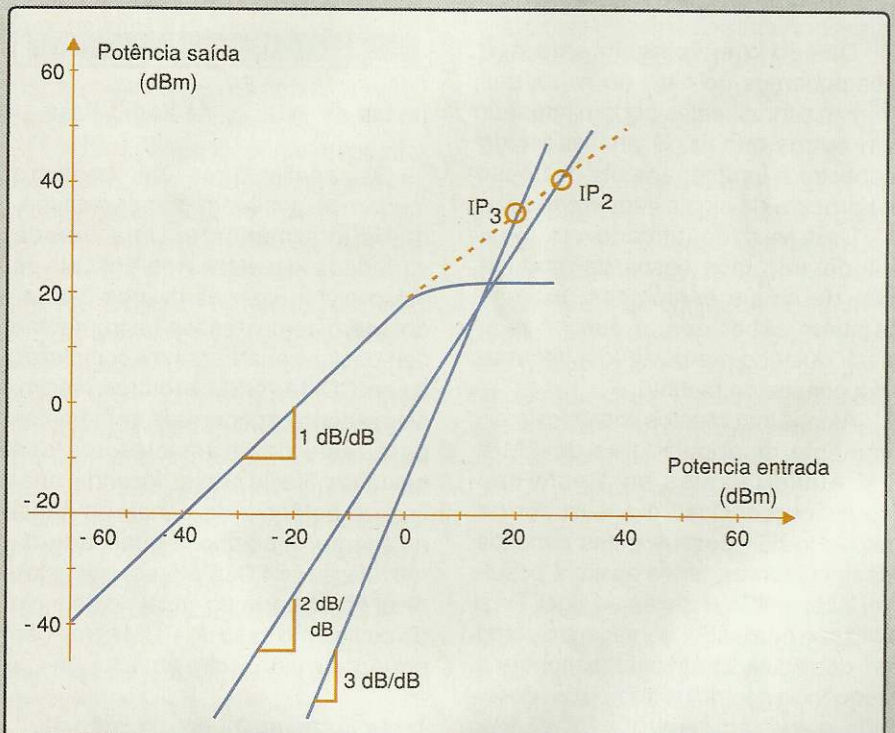


Figura 19

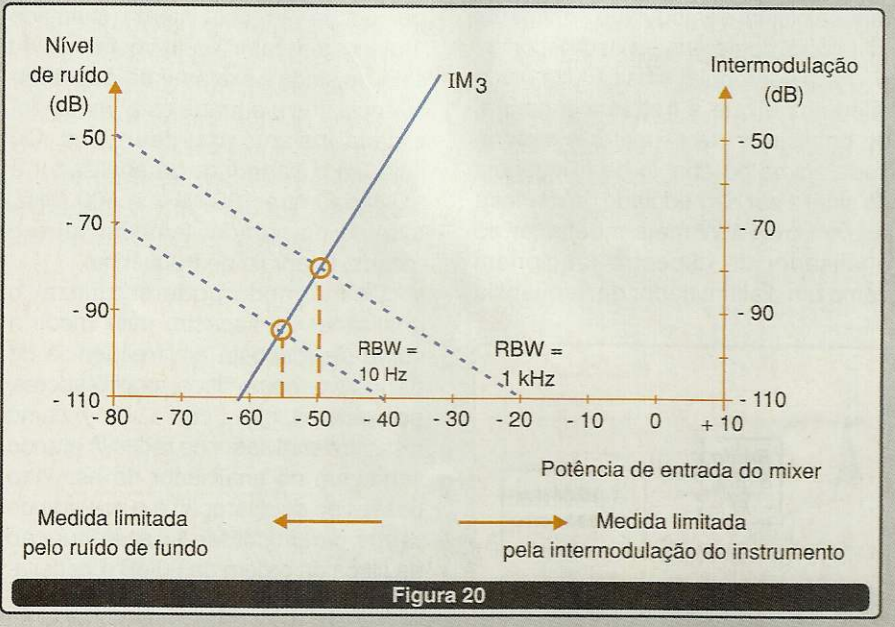


Figura 20

APLICAÇÕES PARA O ANALISADOR DE ESPECTRO

Espectro Irradiado

Órgãos reguladores emitem normas limitando o espectro do sinal irradiado por transmissores de RF. Em geral, são definidas máscaras que são comparadas com o espectro do sinal emitido pelo equipamento. Estas determinam a banda de guarda e a potência irradiada nos canais adjacentes. Nos analisadores de espectro modernos pode-se inserir os dados da largura do canal e da banda de guarda para que ele realize todas as medidas automaticamente, medindo a densidade espectral de potência e fazendo a integração por

toda a banda. Em alguns casos basta escolher somente a norma reguladora com que se deseja caracterizar o sinal e o instrumento ajusta os valores acima automaticamente.

Ocorrência de "fading seletivo"

Na transmissão de dados de alta capacidade, 155 Mb/ s por exemplo, a banda de RF do canal é aproximadamente 40 MHz. Apesar do uso de antenas parabólicas de alta diretividade, certas rotas de rádio estão sujeitas a reflexões e interferências de múltiplos caminhos conforme **figura 21**. A combinação do sinal direto com o sinal refletido na antena receptora provoca o que se chama "*fading* seletivo" no espectro do sinal recebido (**figura 22**), assim:

$S_A = S_D(t) + S_R(t)$
S_A = sinal na antena
S_D = sinal direto
S_R = sinal refletido
$S_R(t) = \alpha.S_D(t - \tau)$

τ é a diferença de atraso entre percurso direto e o refletido, e α a relação de amplitude entre os sinais. Tanto α quanto τ, podem variar no tempo devido as condições de propagação.

O analisador de espectro pode ser útil na determinação de ocorrências de *fading*. Com o recurso de *"minimum peak hold"* (detector de mínimo), fica armazenada na tela a menor amplitude do sinal para cada freqüência, deixando registrado um evento esporádico como é o *fading* seletivo.

Para realizar esta medida, conecta-se o instrumento à saída auxiliar de FI do receptor do rádio digital. Veja **figura 23.**

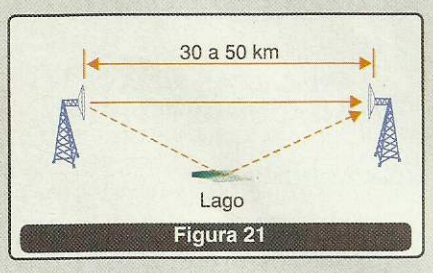


Figura 21

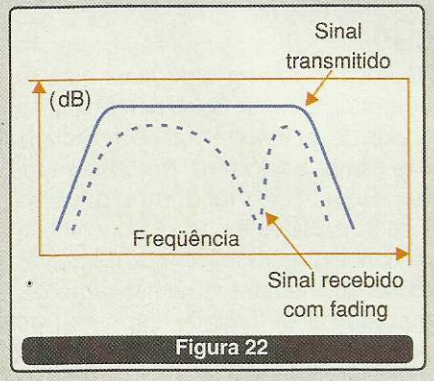


Figura 22

Medidas de interferência

Devido o envelhecimento dos componentes do filtro de saída dos transmissores, estes podem interferir em outros canais. O analisador de espectro é uma ferramenta muito útil na procura de sinais interferentes.

Uma vez identificado um sinal interferente, nos casos de modulação de sinais analógicos pode-se também saber qual a sua origem, demodulando-o e ouvindo a informação contida no mesmo.

Alguns intrumentos possuem internamente demoduladores de AM e FM e alto-falantes para este tipo de aplicação. Caso o analisador de espectro não possua estes circuitos demoduladores, ainda assim é possível fazer a demodulação do sinal. Para utilizar o analisador de espectro como um demodulador AM basta sintonizar a freqüência central na freqüência desejada, o *span* em zero Hz e RBW/VBW com largura suficiente para passar o sinal modulado. Na tela do espectro tem-se o sinal demodulado em função do tempo, como em um osciloscópio.

Para demodular sinais FM, a única diferença é que a freqüência central do analisador de espectro é sintonizada acima ou abaixo da frequência do sinal a ser demodulado de maneira que o filtro RBW mais o detector do analisador de espectro funcionem como um discriminador de freqüência **(figura 24)**. Novamente na tela tem-se o sinal demodulado como na tela de um osciloscópio.

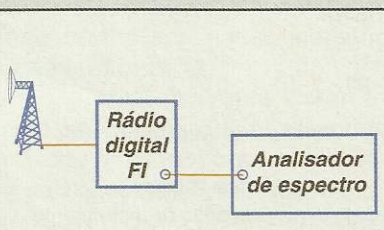


Figura 23

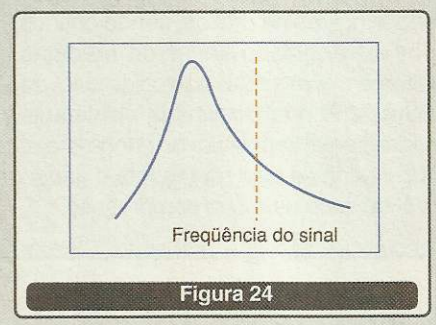


Figura 24

Testes de estação de Rádio Base

Os analisadores de espectro modernos possuem microprocessadores internamente. Uma grande variedade de softwares aplicativos em conjunto com hardwares dedicados permitem a esses instrumentos demodular e analisar sinais complexos como CDMA, GSM e outros. Assim, eles se tornam poderosas ferramentas para teste dos transmissores das estações Rádio Base, fazendo análise de potência do canal, do canal adjacente, medindo a qualidade da modulação (π/4 DQPSK, por exemplo), nível de potência do canal no domínio do código (no caso do CDMA) relação portadora/ruído, entre outras.

Teste de resposta em freqüência

Alguns instrumentos possuem um gerador de varredura interno (chamado "traking generator") cuja freqüência do sinal de saída é exatamente igual à freqüência que a entrada está "medindo" a cada instante, daí seu nome. Ou seja, se a varredura do analisador é ajustada entre 100 MHz e 500 MHz, a saída do gerador também varre o mesmo intervalo de freqüência.

Desse modo pode-se utilizar o analisador de espectro para medir a curva de resposta em freqüência de dispositivos como filtros, amplificadores, acopladores, etc..., como se o mesmo fosse um analisador de redes. A grande vantagem do analisador de espectro nesse tipo de aplicação é o seu grande *range* dinâmico. Medir a atenuação de filtros da ordem de 80 dB é perfeitamente possível. Observe a figura 25.

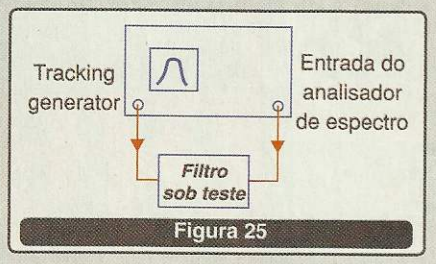


Figura 25

Medidas de Figura de Ruído

Um parâmetro importante na caracterização de receptores de RF ou pré-amplificadores é a figura de ruído, uma indicação do nível de ruído interno desses dispositivos.

Como o analisador de espectro é um medidor seletivo de grande sensibilidade (podendo medir níveis de até - 140 dBm), ele é ideal para essa tarefa.

Para facilitar o trabalho do operador, um software aplicativo específico para essa medida é utilizado. Esse software permite controlar a fonte de ruído calibrada (ligar e desligar), realizar a calibração do sistema para descontar o ruído interno do analisador de espectro e apresentar na tela do instrumento o resultado já calculado da figura de ruído em função da freqüência (**figura 26**).

Medidas de interferência eletromagnética

As normas de compatibilidade eletromagnética exigem que os equipamentos irradiem sinais eletromagnéticos abaixo de determinados valores sob diferentes condições de medidas.

Com um analisador de espectro comum, esta tarefa exigiria do usuário um esforço hercúleo. Já com instrumentos modernos e softwares aplicativos dedicados, além de acessórios como filtros de linhas e antenas calibradas para medidas de campo próximo e campo distante, essa tarefa é bem mais fácil. No software aplicativo já estão todas as máscaras com os limites de emissão, o analisador de espectro lê os dados de calibração das antenas através de um arquivo em disco, seleciona o detetor (quase-pico) e o filtro RBW corretos e indica automaticamente quando ocorre emissão acima da máscara e em que freqüência, já considerando todos os fatores de correção, (**figura 27**).

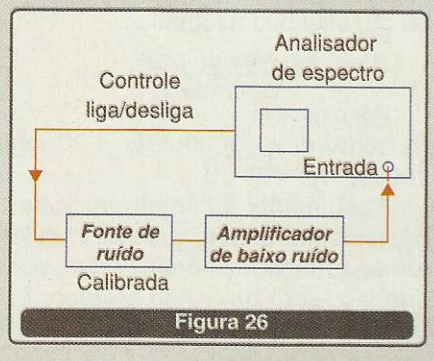


Figura 26

Testes de TV a cabo

Com hardware específico para demodulação de sinais de vídeo pode-se fazer todas as medidas recomendadas pelo FCC, como planicidade, estabilidade de amplitude e freqüência, frequência das portadoras, relação de amplitude entre portadoras de vídeo e áudio, distorção, atraso luminância-crominância, ou ainda "assistir" a um canal de TV na tela do analisador de espectro!

CONCLUSÃO

O analisador de espectro ainda é muito utilizado na caracterização de sinais, medindo distorção, espúrios, banda ocupada, freqüência central, ruído de fase, entre outras. Contudo, com a incorporação de microprocessadores e de hardware e software dedicados, o instrumento extrapolou muito o limite convencional de aplicações, automatizando medidas e melhorando sua precisão, tendo seu lugar garantido na bancada de testes de qualquer laboratório ou linha de produção.

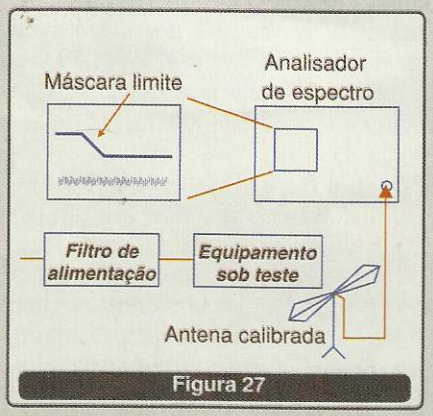


Figura 27

Coração feito com PIC e Motorola

O primeiro coração artificial brasileiro, com tecnologia eletromecânica, já se encontra em pleno funcionamento na Divisão de Bioengenharia da Fundação Adib Jatene. O coração foi montado com um microcontrolador PIC que controla três sensores tipo Hall e mais um microcontrolador Motorola, da família 8051, que controla um minimotor elétrico tipo Brusheless.

O dispositivo tem dimensões de uma bolinha de tênis, com peso de cerca de 500 gramas. Com corpo produzido em alumínio, diafragma em poliuretano, capa em resina acrílica e conexões de silicone ou plástic, é alimentado por três baterias de 20 volts. "O fio atravessa a pele e tanto o controlador quanto a bateria ficam do lado externo, mas futuramente esses dois últimos componentes deverão ficar internos e um sistema magnético carregará as baterias", explica o engenheiro mecânico Aron José Pazin de Andrade, responsável pela concepção do projeto.

O coração tem capacidade para bombear até seis litros de sangue por minuto e funciona da seguinte forma: Quando o motor é acionado, um parafuso gira para a esquerda movimentando o diafragma esquerdo. O sangue é ejetado para fora da câmara ou ventrículo artificial esquerdo. Na seqüência, o motor inverte o sentido de rotação e impulsiona o diafragma direito, movimentando o sangue da câmara direita enquanto enche a esquerda.

O projeto conta com o apoio do CNPq e da Fapesp. O coração artificial está sendo implantado, inicialmente, em bezerros, mas os resultados dos testes estão deixando os pesquisadores animados. Estima-se que, dentro de dois anos, o coração esteja sendo implantado em seres humanos.

A Divisão de Bioengenharia da Fundação Adib Jatene foi criada em 1987 com o apoio do Instituto Dante Pazzanese para a realização de pesquisas científicas e o desenvolvimento de equipamentos médico-hospitalares. Dirigida pelo Dr. José Francisco Biscegli e Engº Eddie Luiz Alonso Jr., a divisão atua ainda como uma entidade de ensino, apta a realizar pesquisas para o desenvolvimento tecnológico e de novos produtos para a área hospitalar. Entre os equipamentos produzidos pela entidade estão as bombas infusoras, oxímetros, monitores cardíacos e eletrocardiógrafos.


Coração contendo dois microcontroladores.

PONTA DE PROVA DE RF PARA MULTÍMETRO



Já abordamos o assunto "Radiofreqüência" em nossas publicações, porém, como o técnico ou engenheiro poderá detectá-la em campo e até estimar seu valor de forma rápida e sem instrumentos de alto custo?

Isso é o que mostraremos neste artigo, ou seja, um circuito prático que poderá transformar o multímetro em um eficaz detector de RF.



Alexandre Capelli

QUAL A RAZÃO DE MEDIR OU DETECTAR A RF EM CAMPO?

Basicamente, para diferenciar uma falha de um defeito. Muitas vezes, confundir estes dois conceitos atrapalha a solução de problemas.

Defeito significa a "quebra" (ou "queima") de determinado componente em um equipamento ou sistema. Geralmente, isso acarreta um comprometimento do seu funcionamento normal ou até sua parada total.

A falha causa os mesmos efeitos, no entanto, a diferença é que ela pode ocorrer sem que nenhum componente esteja danificado.

Vamos a um exemplo prático:

Imagine que seu carro está com o motor funcionando de modo anormal; sem potência, "engasgando", ou outra coisa do gênero. Após análise do mecânico chegou-se a conclusão que o problema é uma vela de ignição danificada. Uma vez trocada, ele voltou a funcionar normalmente. Isto é um defeito, pois havia um componente quebrado. Agora vamos a uma segunda situação, que apresenta os mesmos sintomas da primeira, porém, constata-se que a causa é o combustível adulterado. Neste caso, temos uma falha, visto que todos os componentes do carro estão íntegros e, mesmo assim, ele não funciona bem.

"E o que tudo isto tem a ver com RF?"

Quando nos deparamos com um problema técnico, seja na indústria ou em equipamentos de consumo, a primeira análise que devemos fazer é se o problema está sendo gerado através de um defeito ou de uma falha que pode estar no ambiente externo a ele (qualidade da energia elétrica, EMI, etc.).

A RF, portanto, pode tornar-se uma das causas da falha, na forma de EMI (Interferência Eletromagnética).

A EMI (*Eletromagnetic Interference*) pode ser gerada por fenômenos naturais (descargas atmosféricas, descargas eletrostáticas, etc.), ou artificiais (chaveamento de cargas indutivas em alta freqüência, transmissões em RF, etc.).

O fato é que, uma vez presente, ela pode causar o mau funcionamento de equipamentos eletrônicos, principalmente nos de alta escala de integração (PCs, CNCs, PLCs, equipamentos de TI, etc.).

"De que forma isto ocorre?"

A EMI pode adentrar em um circuito de duas maneiras: conduzida ou irradiada. Tanto uma como outra transforma-se em um ruído elétrico dentro do circuito afetado. Cuidado, entretanto, para outro conceito: A EMI pode gerar "ruído elétrico" em um equipamento, mas nem todo ruído elétrico é EMI.

Caso ela seja conduzida, seu meio de transporte é, geralmente, o próprio cabo de alimentação CA. Aliás, situação muito comum em ambientes fabris. Se ela for irradiada, como o próprio nome sugere, ela propaga-se pelo ar.

Uma vez que essa onda eletromagnética encontra o circuito, as trilhas da PCI, terminais dos componentes, fios, e outras coisas mais transformam-se em "antenas". Ora, qual a função de uma antena?

Isso mesmo, converter ondas eletromagnéticas em tensão, que neste caso, é totalmente indesejada.

Desejada ou não, o fato é que a tensão aparece na forma de ruído, e segue a fórmula da Lei de Lenz, onde $e = -L \frac{di}{dt}$.

A unidade de medida do campo elétrico é V/m, e do campo magnético A/m. A EMI pode ser medida em V/m ou dB, segundo a fórmula .

$$A = 20 \log \frac{V_{saída}}{V_{entrada}} \text{ [dB]}$$

Por exemplo:

10mV/m = 10000µV/m = 20 log 10000µV/m = 80 dB.

Resumindo, a radiofreqüência, dependendo do seu espectro, pode tornar-se uma interferência que, por sua vez gera um ruído elétrico, e, conseqüentemente: falha.

Este fenômeno ocorre em todos os ambientes, entretanto, é na indústria que ele é mais agressivo devido ao alto índice de chaveamento de cargas não lineares (motores elétricos) em alta freqüência (acionamento AC e CC), entre outros fatores.

Há várias técnicas para evitar os efeitos da EMI. Quando ela é conduzida, podemos empregar filtros de linha (**figura 1**). Quando irradiada, blindagens e aterramento (Gaiola de Faraday).

A utilização de ambas as técnicas é comum, pois a interferência pode propagar-se pelos dois modos simultaneamente (parte conduzida, parte irradiada).

Claro que essas soluções são apenas algumas das dezenas de tantas outras (cuidados na confecção da PCI, utilização de ferrites, aterramento elétrico, etc.).

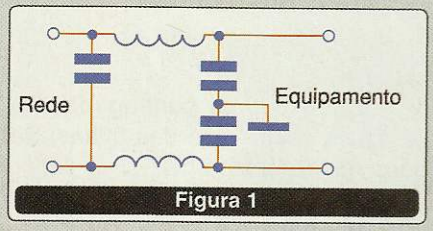


Figura 1

O DETECTOR DE RF

A interferência eletromagnética ocorre com mais intensidade no espectro de freqüências de VHF (30 a 300 MHz).

O circuito da **figura 2** mostra um detector de RF em onda completa. Os diodos são de germânio (1N34), e o capacitor variável deve ser ajustado de modo a apresentar cerca de 20pF. Isto pode ser conseguido de maneira a deixar o parafuso de ajuste no meio,

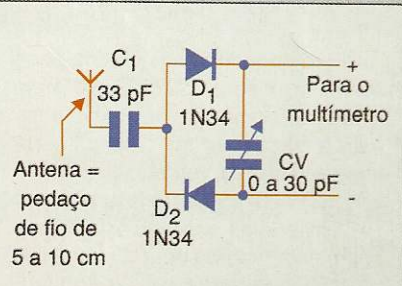


Figura 2

entre totalmente aberto e fechado, aproximadamente. De qualquer forma, este ajuste não é crítico.

Na saída do circuito teremos uma tensão CC proporcional à intensidade do campo eletromagnético (RF). Para que o circuito funcione bem dois aspectos devem ser observados: o ponto indicado como terra deve ser aterrado de fato. Em uma máquina, a própria estrutura metálica, geralmente, está aterrada. Em um circuito pequeno, o negativo da alimentação pode exercer esse papel. O segundo aspecto é a qualidade do multímetro. Preferencialmente, ele deve ser do tipo TRUE RMS, uma vez que não sabemos qual é a forma de onda do sinal interferente.

A **figura 3** ilustra o protótipo construído pelo nosso departamento técnico. Já na **figura 4** ele está instalado em um multímetro modelo 38 XR, da Metermann.

Fizemos um pequeno teste com um motor CC próximo a 30 cm do dispositivo, e obtivemos, conforme a **figura 5**, cerca de 150 mV. Claro que a intensidade do valor é inversamente proporcional à distância.

LIMITES

"Mas afinal qual valor é crítico?"

Depende do ambiente. Temos a seguir uma pequena **tabela** que mostra o valor da EMI e sua severidade.

EMI	Severidade
Até 100 µV/m	Pequena, e com pouca possibilidade de interferir significativamente.
Até 1mV/m	Média, podendo causar falhas esporádicas.
Até 10 mV/m	Grande EMI, há necessidade de sistemas de proteção nos circuitos expostos.
Acima de 10 mV/m	EMI muito intensa, há necessidade de modificar as instalações, tomando medidas para evitar a emissão dos geradores da interferência, e dos receptores ("vítimas").

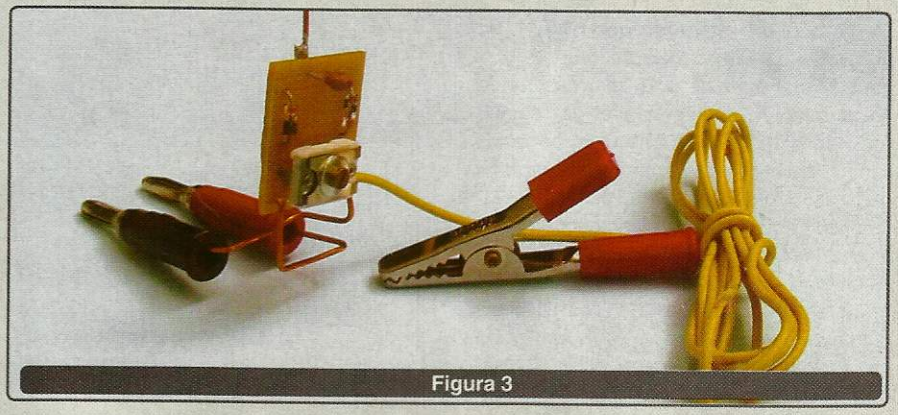

Figura 3


Figura 4

Chip in Sampa

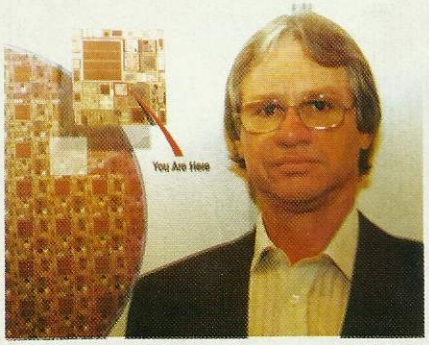
A busca por novas isolações do silício e toda a parte de testes de *chip* foram apenas alguns dos vários temas que fizeram parte de dois eventos realizados de forma simultânea em São Paulo (16º Simpósio de Circuitos Integrados e Design de Sistemas e 18º Simpósio de Tecnologia Microeletrônica e Dispositivos). Apoiados por gigantes como AMD, Intel, Motorola, Texas Instruments, entre outros, os dois eventos formaram a edição ***Chip in Sampa*** que apresentou as novidades mais recentes na área, tanto em software como hardware.

"Para reduzir a dissipação de potência há a tendência de se colocar o silício sobre isolantes. Sobre esse conjunto são montados os dispositivos MOS", exemplificou o professor da USP, Wilhelmus Van Noije, vice-presidente da Sociedade Brasileira de Microeletrônica (SBMicro). A entidade é responsável pelo evento ao lado da Sociedade Brasileira de Computação.

Segundo o professor, além da parte de isolação, especialistas estão buscando, cada vez mais, fazer testes com maior rapidez e precisão. "Técnicas novas permitem testar pinos de forma mais rápida. Esses avanços têm se tornado possíveis graças à incorporação de novos algoritmos em hardware e software".

Wilhelmus comentou que o auge do processo de fabricação de *chips*, hoje, está no patamar de 0,25 mícrons, onde cada máscara é responsável por custos da ordem de US$ 50 mil. Com os *chips* sendo desenvolvidos em tecnologia de 0,05 mícrons, o custo de cada máscara sobe para US$ 500 mil. Um erro de geometria da ordem de micromilímetros é o suficiente para se perder cada uma dessas máscaras.

A reprogramação de lógicas em sistemas reconfiguráveis foi tema de uma apresentação da empresa americana xilink. Através desse sistema, em alguns dispositivos pré-fabricados, o usuário pode programar portas lógicas para desempenhar funções.



Professor Wilhelmus: testes de *chips* estão mais rápidos e precisos

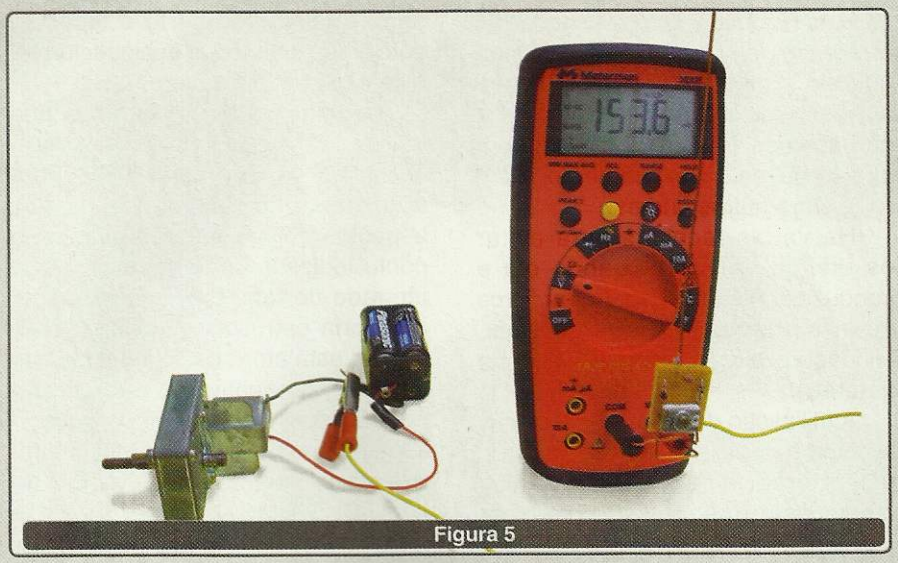


Figura 5

"Como um sinal de apenas 10mV/m pode ser tão maléfico?"

O sinal, quando dentro do circuito afetado, é amplificado pelas antenas parasitas (trilhas da PCI, *loop* de fios, etc.) e pelos próprios semicondutores (amplificadores operacionais, transistores, etc.). Portanto, 10 "singelos" milivolts externos podem tornar-se 5 volts internos.

COMO PODEMOS ELIMINAR A EMI?

De várias formas, mas o assunto é bastante vasto. Vamos fazer apenas um breve resumo:

a) Em instalações elétricas:

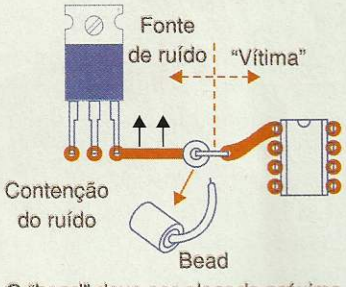
- Aterrar toda e qualquer parte metálica dos painéis.
- Aterrar os reatores de lâmpadas fluorescentes.
- Prover um bom aterramento elétrico (segundo NBR 5410).

b) Nos equipamentos eletrônicos:

- Utilizar filtros de linha
- Utilizar núcleos toroidais de ferrite na entrada de energia de circuitos que possuam chaveamento (inversores de freqüência e fontes chaveadas).
- Usar, sempre que possível, cabos blindados.
- Alocar os circuitos transmissores de EMI em gabinetes metálicos aterrados (Gaiola de Faraday).
- Usar circuitos *snubbers* em semicondutores de chaveamento de cargas indutivas.

c) Na PCI:

- Evitar curvas pontiagudas na mudança de direção das trilhas. Se possível, arredondá-las.
- Utilizar anéis de ferrite (*bead*), veja **figura 6**.



O "bead" deve ser alocado próximo da fonte do ruído (antes da antena)

Figura 6

CONCLUSÃO

Esta pequena idéia prática pode ser muito útil para o técnico de campo. Antes de começar a trocar placas para tentar sanar um "defeito", certifique-se se, na verdade, ele não é uma "falha" e, quem sabe, gerada por RF. Envie suas críticas e sugestões sobre esta matéria para a.leitor.sabereletronica@editorasaber.com.br

FREQÜENCÍMETRO PARA GERADORES DE ENERGIA

(Com Microcontrolador 68HC908GP32)

Neste artigo descrevemos a implementação de um freqüencímetro digital de 0 a 999 Hz para geradores de energia elétrica, utilizando o microcontrolador 68HC908GP32 da Motorola. O projeto atende à necessidade que esse tipo de equipamento tem de um instrumento para medida precisa da freqüência da energia gerada.

Alfonso Pérez

O CIRCUITO

A **figura 1** mostra o diagrama do freqüencímetro digital para gerador, baseado no microcontrolador MC68HC908GP32 da Motorola.

O sinal elétrico de 80 a 140 VCA é transferido ao microcontrolador através de um acoplador óptico 4N25. Para outros valores de tensão, o valor de R_2 pode ser modificado.

A freqüência recebida é aplicada ao pino 3 da porta A (PTA3).

Este pino está configurado no programa para gerar uma interrupção quando recebe uma borda de descida. Para cada borda de descida, os contadores internos que contabilizam a freqüência são incrementados em uma unidade.

É importante que o cristal utilizado pelo microcontrolador seja de 10 MHz para assegurar a leitura correta da freqüência. Caso seja usado um cristal diferente, é necessário modificar o programa para gerar uma interrupção do *timer 1* a cada 1 milissegundo.

Para visualizar os dados foi usado um Display de Cristal Líquido (ou LCD) de 2 linhas de 16 caracteres. Normalmente, esses LCDs aceitam dois modos de comunicação (8 e 4 bits). Para este circuito foi usado o modo de comunicação de 4 bits.

A **figura 2** ilustra a disposição dos pinos do LCD de 2 linhas x 16 caracteres.

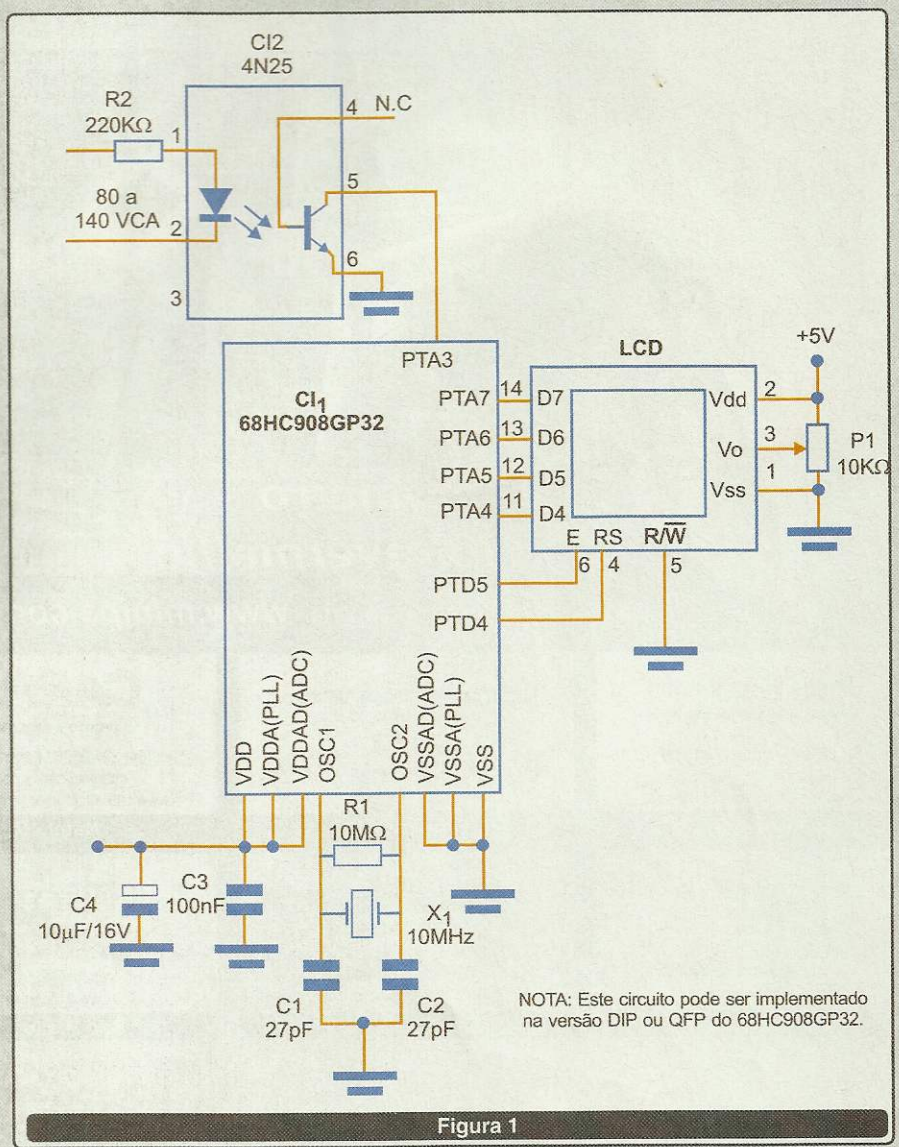


Figura 1

TERMINAL	SÍMBOLO	FUNÇÃO
1	Vss	Terra (GND), 0 V
2	Vdd	Alimentação +5 V
3	Vo	Ajuste de Contraste
4	RS	Seleção de Controle de dado
5	R/$\overline{W}$	Leitura ou gravação no LCD
6	E	Habilitação
7	D0	Bit 0 do dado
8	D1	Bit 1 do dado
9	D2	Bit 2 do dado
10	D3	Bit 3 do dado
11	D4	Bit 4 do dado
12	D5	Bit 5 do dado
13	D6	Bit 6 do dado
14	D7	Bit 7 do dado

Figura 2

O PROGRAMA

O programa começa configurando os pinos de entrada/saída, o *timer 1* e as interrupções. Depois, são inicializadas as posições da memória RAM e, finalmente, o programa entra no bloco principal.

Quando se entra no bloco principal, o programa testa se o bit **bWriteLCD** foi colocado em 1 lógico pelo *timer1*. Se esse bit está no nível lógico 1, então, o programa continua e realiza as atualizações de valores de freqüência no LCD.

Esse circuito pode medir freqüências entre 000 e 999 Hz. Se a freqüência estiver acima dessa faixa, o programa enviará uma mensagem de "overflow" para o LCD. Quando a freqüência se encontrar dentro da faixa de leitura, o programa atualizará automaticamente a medida de freqüência no LCD.

Para obter a medida correta de tempo (1 segundo), é usada a posição de memória **nMilliSeconds**. Note que, na declaração desta variável, são usados dois bytes:

nMilliSeconds ds 2; Contador RAM usado para temporizar 1 segundo.

Como o *timer1* foi programado para interromper a cada 1 milissegundo, a posição de memória nMilliseconds é usada para contar 1000 interrupções e assim gerar 1 segundo. Quando esse segundo se completa, o programa desabilita a interrupção no pino PTA3 para o *timer1* e coloca no nível lógico 1 o bit bWrite LCD, dando permissão para atualizar a nova medida de freqüência no LCD.

A rotina de serviço de interrupção do pino PTA3/KBI3 se encarrega de incrementar o contador de freqüência com cada borda de descida recebida por esse pino. Essa rotina implementa um contador de 3 dígitos gerado por programa. A contagem é armazenada na variável etiquetada com **Digit**.

Observe que quando foi declarada essa variável, foram usadas 4 posições da memória RAM.

Digit ds 4; RAM usada para contabilizar a frequência.

Quando a rotina de interrupção do pino PTA3 é chamada, o registro X é carregado com o endereço da primeira posição usada pelo dígito 1. Essa posição é incrementada e testada para verificar se o dígito chegou a $0A em hexadecimal (equivalente a 10 em decimal).

Caso esse dígito não tenha alcançado o valor $0A, a rotina de interrupção retorna. Caso alcance $10A, então esse dígito é zerado e incrementado o registro do ponteiro X para acessar o próximo digito.

Esse processo se repete sempre que o dígito apontado pelo registro X seja igual a $0A. Quando o contador passa por 999, é incrementado o quarto dígito que é usado para detectar se há "overflow" na leitura de freqüência.

A rotina inicializar**_M4_LCD** se encarrega de inicializar o LCD no modo de comunicação de 4 bits, acender a tela, apagar o cursor para não oscilar, etc.

A rotina **Write_LCD_Control** permite enviar comandos para o LCD como exemplo: limpar a tela, colocar o cursor no início da tela.

A rotina **Write_LCD_ToHex** também envia dados ao LCD, mas antes ajusta o dado para caracteres ASCII.

O código pode ser baixado no endereço:
www.sabereletronica.com.br
seção downloads

O arquivo incluido no código para o microcontrolador 68HC908GP32:
$Include 'gpgtregs.inc'
pode ser baixado em:
www.pemicro.com/ics08/index.html

LISTA DE MATERIAL

Semicondutores:
CI_1 - microcontrolador 68HC908GP32.
CI_2 - Acoplador Óptico 4N25.
Resistores:
R_1 - 10 MΩ - ¼ W.
R_2 - 220 kΩ - 1/2 W.
P_1 - Potenciômetro de 10 kΩ
Capacitores:
C_1 e C_2 - 27 pF, cerâmico.
C_3 - 100 nF cerâmico.
C_4 - 10 µF/16V eletrolítico.
Diversos:
X_1 - Cristal de 10 MHz.
LCD - Display de cristal líquido, 2 linhas por 16 caracteres.



FENÔMENOS TRANSITÓRIOS
Significado de Jitter

No artigo anterior desta série abordamos alguns termos utilizados na representação de formas de onda, com especial atenção para o significado do termo "glitch". Vimos, na ocasião, que certos termos indicam fenômenos específicos e que são produtos de criação de pessoal especializado, os quais fogem do uso comum encontrado no inglês tradicional. Neste artigo, vamos continuar analisando alguns desses termos, em especial, o significado de "jitter".

Newton C. Braga

Na edição passada tratamos de *glitch*, mostrando que esse termo foi criado em 1962 para designar uma pequena oscilação (ou disfunção) que ocorre num circuito ou quando um sinal começa a fazer uma transição de um nível lógico para outro, conforme mostra a **figura 1**.

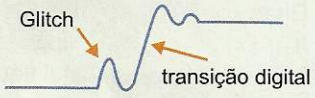


figura 1

Outro termo que tem certa semelhança com "glitch" e que, às vezes, pode até ser confundido, é "jitter". Ele é definido pelos dicionários de língua inglesa como:

"A state of nervous restlessness or agitation. Used in plural: fidget (often used in plural), shiver (used in no plural), tremble (often used in plural)"

O "Collins Cobuild English Language Dictionary" define "jitters" como: "fellings of extreme nervousness that you get just before you have to do something important or when you are expecting important news".

Em outras palavras, sem precisarmos traduzir ao pé da letra as duas definições, podemos dizer que "jitter" é uma tremulação "nervosa" que ocorre pouco antes de acontecer algo importante.

Levando isso para a eletrônica, consideramos que se trata da pequena tremulação que ocorre antes de se iniciar um processo de comutação. No caso de uma forma de onda, por exemplo, quando um sinal passa do nível baixo para o nível alto, antes do processo realmente começar, uma pequena "tremulação" indica que algo está acontecendo, conforme ilustra a **figura 2**. Isso é o "jitter".

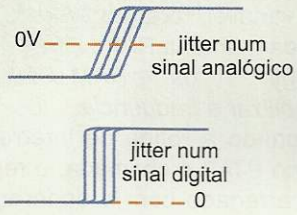


figura 2

Para o caso de sinais digitais, como seu nome sugere, o "jitter" pode ser definido como pulsos que "chacoalham" o sistema, ou usando o próprio termo inglês "shake" (agitam, chacoalham) o sistema.

Uma definição mais técnica de "jitter", para o caso de sinais, (tomada em inglês) é a seguinte:

"Jitter is the period frequency displacement of the signal from its ideal location", ou traduzindo: "jitter é o deslocamento do período de freqüência do sinal de sua localização ideal".

Tecnicamente, as causas do *jitter* são a interferência eletromagnética (EMI) e o "cross-talk" com outros sinais. Este é justamente um outro termo que pode ser definido como:

"Undesired signals or sounds, as of voices, in a telephone or other communications device as a result of coupling between transmission circuits."; Ou "sinais ou sons indesejáveis, como vozes, num telefone ou outro dispositivo de comunicações como resultado do acoplamento entre os circuitos de transmissão".

"Linha cruzada" seria um termo apropriado para nosso uso. No entanto, este termo técnico também é empregado de uma forma um pouco diferente em informática e mesmo eletrônica. O trecho abaixo mostra esses usos para "jitter".

"Jitter can cause a display monitor to flicker, affect the ability of a processor in a personal computer to perform as intended, introduce clicks or other undesired effects in audio signals and loss of transmitted data between network devices".

"O "jitter" faz a tela de um monitor tremular, afeta a capacidade de um processador de operar da forma esperada num computador pessoal, introduz *clicks* ou outros efeitos indesejáveis em sinais de áudio e causa perdas de dados transmitidos entre dispositivos de uma rede".

O Jitter como erro de base de tempo

Analisando tecnicamente o *jitter*, podemos dizer que ele é causado quando os intervalos de tempo nos percursos no próprio circuito, mudam de componente para componente.

Uma causa para o aparecimento do "jitter" em circuitos surge quando PLLs (*Phase Locked Loops*) são projetados inadequadamente (*).

(*) PLL será um dos termos que analisaremos brevemente nesta seção.

Outra causa é a distorção que provoca deformações nas formas de onda que ocorrem devido principalmente a descasamentos de impedância e reflexões no percurso dos sinais.

Na **figura 3** temos um exemplo de deformação que caracteriza a presença de "jitter" num sinal. Na parte superior temos o sinal digital transmitido e embaixo o sinal deformado.

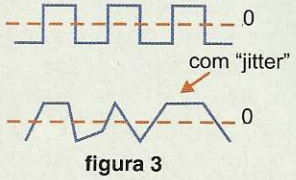
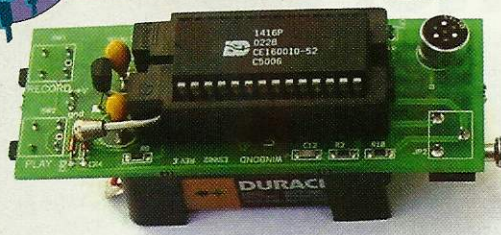


figura 3



GRAVADOR DIGITAL



Gravadores digitais para pequenos intervalos de tempo (16 a 20 segundos) podem ser utilizados numa infinidade de aplicações práticas interessantes, incluindo produtos comerciais lucrativos. Dentre essas aplicações, sistemas de resposta automática, equipamentos automotivos "que falam", aparelhos para mensagens publicitárias e muito mais. Os circuitos integrados da série ISD1400, que focalizamos neste artigo, são extremamente simples de usar, pois não precisam de computador para gravação e podem ser gravados e apagados a qualquer momento.

Newton C. Braga

Aparelhos eletrônicos "que falam" ou que necessitam de recursos de gravação de sons podem ser elaborados de maneira muito mais simples se tiverem recursos digitais para essa finalidade. De fato, com a gravação digital, além de não precisarmos de dispositivos mecânicos responsáveis por um aumento do custo e do tamanho do equipamento, teremos um projeto mais fácil.

A ISD possui uma linha enorme de circuitos integrados destinados à gravação de voz capazes de registrar sons em intervalos que vão de alguns segundos até diversos minutos, dependendo do tipo e da memória disponível.

Os dois componentes que escolhemos para este artigo podem registrar sons por intervalos de 16 a 20 segundos, e são alimentados por uma simples bateria de 9 V. Como vantagem adicional, eles podem ser gravados pela entrada direta do microfone e fornecem seu sinal diretamente para um pequeno amplificador com alto-falante.

A possibilidade de se gravar mensagens curtas com facilidade abre uma gama interessante de produtos comerciais para este circuito, tais como:

- Brinquedos que repetem o que a criança diz ou ainda repetem mensagens.
- Aparelhos que ao serem acionados por um sensor emitem uma mensagem comercial para serem usados em lojas, mercados, etc.
- Equipamentos "inteligentes" que avisam o usuário de uma condição importante. Exemplos: no carro, em prédios, etc.
- Dispositivos de gravação curta de mensagens como, por exemplo, o número de um telefone numa situação de emergência.

Analisemos o princípio de funcionamento dos dispositivos digitais de gravação e *playback* da série ISD1400.

OS CIRCUITOS INTEGRADOS ISD1400

Os circuitos integrados da série ISD1400 consistem de gravadores digitais e circuitos de reprodução em um único *chip* para mensagens de curta duração.

Na **figura 1** temos o diagrama de blocos desse *chip,* que inclui um oscilador, um pré-amplificador para

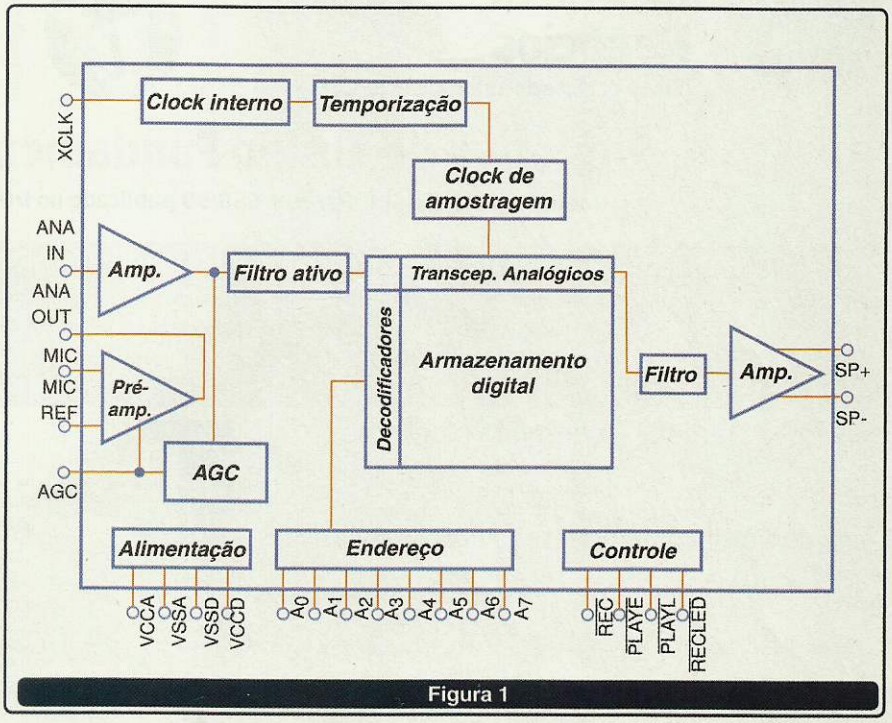


Figura 1

microfone, controle automático de ganho, circuito anti-falseamento e um amplificador para o alto-falante.

Na configuração mínima ele pode usar um microfone, alto-falante e poucos componentes passivos externos, além da fonte de alimentação.

A versão ISD1416 grava até 16 segundos de mensagem, enquanto que a versão ISD1420 grava até 20 segundos. A taxa de amostragem do ISD1416 é de 8 kHz, enquanto que a taxa de amostragem do ISD1420 é de 6,4 kHz, o que dá uma banda passante para o primeiro de 3,3 kHz, e para o segundo de 2,6 kHz.

Dentre as características que se destacam para estes CIs, temos:

- Alta qualidade de reprodução para a voz.
- Interface com *push-buttons*.
- Modo *power-down* automático (a corrente de *standby* é de apenas 0,5 µA).
- A mensagem é retida mesmo sem alimentação.
- O tempo de retenção típico da mensagem é de 100 anos.
- 100 000 ciclos de gravação (tip).
- Disponível em invólucros DIP e SOIC.

Na **figura 2** temos um protótipo montado com a versão DIP do CI e componentes SMD numa pequena placa de circuito impresso.

O circuito completo dessa versão é apresentado na **figura 3**.

Na **figura 4** temos a pinagem para o componente, que é fornecido em invólucros DIP/SOIC de 28 pinos.

A seguir, faremos uma análise de seu princípio de funcionamento com a descrição das principais funções.

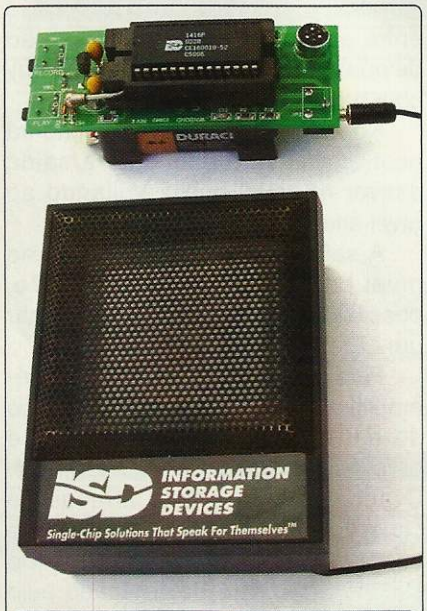


Figura 2

FUNCIONAMENTO

O som amostrado pelo circuito é armazenado nele na forma analógica numa taxa de amostragem de 6,4 ou 8 kHz em uma memória não volátil. Veja que o armazenamento na forma analógica é uma solução diferenciada em relação a componentes equivalentes. Com ele é possível obter uma reprodução muito mais real da voz,

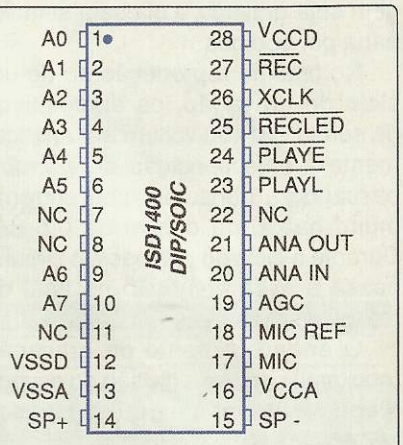


Figura 4

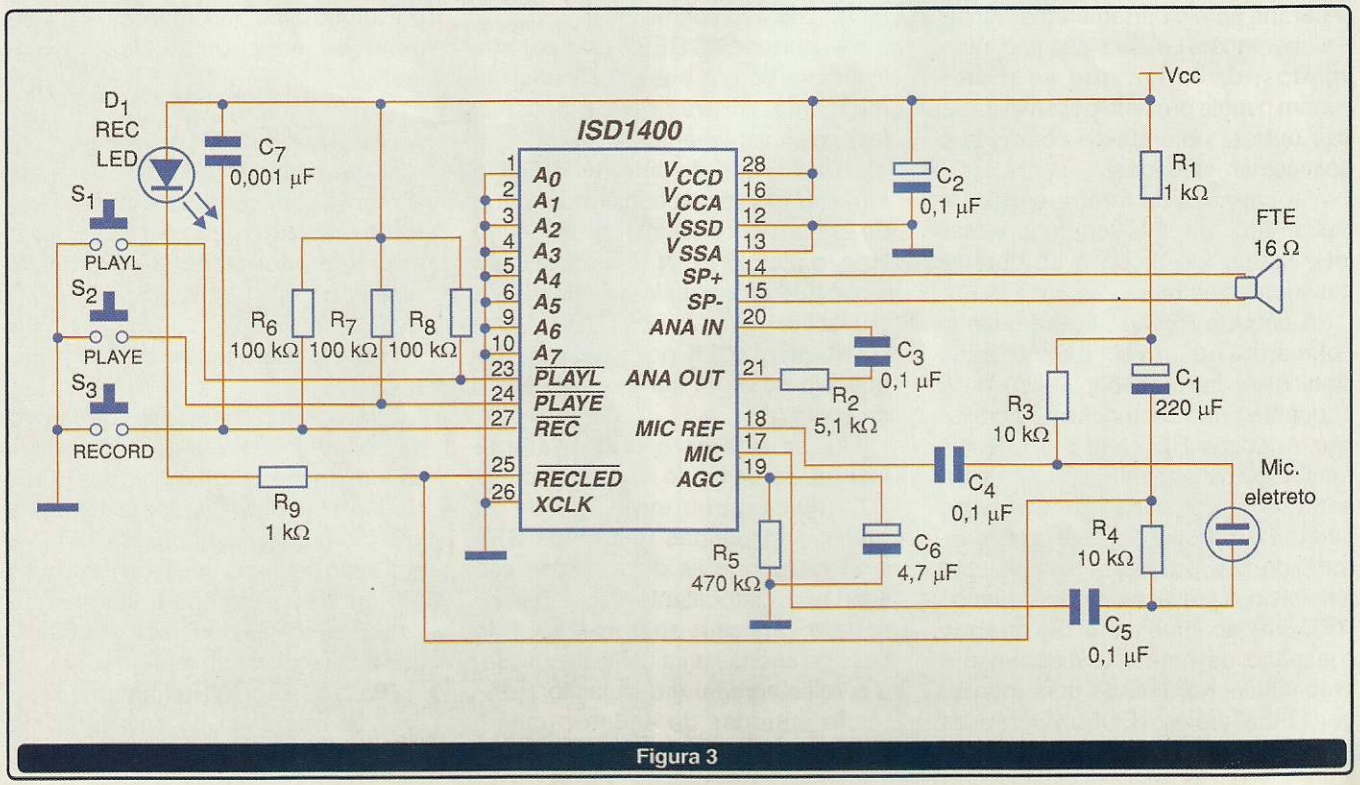


Figura 3

música, tons e efeitos de som, o que não ocorre com as soluções que fazem o armazenamento digital.

O armazenamento é feito numa EEPROM, o que elimina a necessidade de uma fonte para manter a informação. O tempo de armazenamento típico desse tipo de memória é de 100 anos, e ela pode ser gravada e desgravada mais de 100 000 vezes.

Na configuração básica os dispositivos são controlados por um sinal de gravação REC, e para a reprodução por um sinal PLAYL. Utilizando as linhas de endereçamento, é possível fazer com que mais de uma mensagem seja gravada e ela seja selecionada por códigos.

No final da reprodução ou de um ciclo de gravação, os dispositivos da série ISD1400 voltam automaticamente a uma condição de *standby,* passando a consumir uma corrente muito baixa, da ordem de 0,5 µA. Durante o ciclo de *playback,* o circuito passa a essa condição no final da reprodução.

O endereçamento da gravação (opcional) permite a divisão do espaço de gravação em até 160 segmentos endereçáveis.

Para minimizar ruídos, os *chips* ISD1400 usam pinos de alimentação separada para o barramento de sinais e alimentação. Esses pinos são interligados, de forma que as trilhas fiquem o mais próximo possível umas das outras, obtendo-se com isso o desacoplamento ideal.

As entradas de terra analógica e digital também são separadas, mas interligadas de modo a se obter o desacoplamento.

A entrada REC é ativada quando colocada no nível baixo. Esse sinal deve permanecer nesse nível enquanto durar o processo de gravação. A função REC tem precedência em relação à função PLAYL. Se essa entrada for colocada no nível baixo durante a reprodução, esta será interrompida e o processo de gravação terá início. A gravação termina quando REC vai ao nível alto ou quando o espaço de memória disponível é preenchido. No final de uma mensagem uma marca (EOM) é gravada internamente para que uma reprodução posterior saiba onde a gravação acaba.

A reprodução pode ser feita de duas formas: *Edge Activated (PlayE)* ou *Level Activated (PlayL)*.

No primeiro caso, quando uma transição para o nível baixo é detectada, o ciclo de reprodução tem início. A reprodução continua até que um sinal EOM seja encontrado, ou então que se chegue até o final da memória. Terminada a reprodução, o dispositivo entra automaticamente na condição de *power down,* passando ao *standby* com baixo consumo.

No modo *PlayL*, a reprodução irá ocorrer somente enquanto a saída estiver no nível baixo. Voltando ao nível alto, ela será interrompida.

A saída RECLED se mantém no nível baixo no ciclo de gravação, possibilitando seu uso para acionar um LED indicador.

Para o microfone, temos um pré-amplificador com controle automático de ganho (AGC). O ganho desse amplificador varia de –15 a 24 dB. O acoplamento é feito através de capacitor, cujo valor determina o corte inferior de freqüência. O ganho do circuito de AGC é determinado pelo resistor e capacitor ligados a esse pino. Seus valores podem ser, tipicamente, de 470 kohms e 4,7 µF.

A entrada MIC REF é uma entrada inversora para o pré-amplificador do microfone. Através dela é possível fazer o cancelamento de ruído.

A finalidade do pino ANA OUT é fornecer uma saída analógica a partir do pré-amplificador interno. Por outro lado, o pino ANA IN, é uma entrada analógica que transfere o sinal para gravação.

No pino XCLK pode-se ter a freqüência do *clock* interno para efeito de controle.

As saídas para o alto-falante externo, a partir do amplificador de 12,2 mW interno em carga de 16 ohms, são obtidas nos pinos SP+ e SP-. Quando as duas saídas são ligadas ao alto-falante não é necessário o capacitor adicional, mas no caso de apenas uma delas ser usada, é preciso agregar um capacitor.

As entradas de endereçamento A0 a A7 têm funções que dependem dos dois dígitos mais significativos do endereço (MSB).

Se os dois bits forem 0 (baixo), as entradas serão todas interpretadas como bits de endereçamento e usadas para indicar o ponto em que a gravação ou reprodução ocorrerá. Os pinos de endereçamento são apenas de entrada e não trazem informações sobre o que acontece no interior do *chip*.

MODOS OPERACIONAIS

Basicamente, são 4 os modos de operação dos *chips* da série ISD1400:

A0 – **Mensagens Seguidas**

Nessa modalidade, o usuário pode saltar entre mensagens sem saber os endereços de cada uma. Cada pulso LOW faz com que ele salte para a mensagem seguinte. Esse modo é usado apenas na reprodução.

A1 – **Deleta Marcadores EOM**

Nesse modo operacional, as mensagens são gravadas seqüencialmente e depois combinadas numa única mensagem com apenas um marcador EOM no final. Depois de gravadas, elas são reproduzidas de uma vez, como uma única mensagem.

A2 – ***Loop* de Mensagem**

Nessa modalidade de operação, a mensagem se repete indefinidamente até que o pulsador PLAYL seja acionado interrompendo o ciclo de repetição.

A3 – **Endereçamento Consecutivo**

Na operação normal, o ponteiro de endereço *resseta* quando a mensagem encontra um marcador EOM. Nesse modo operacional temos a inibição desse *reset*, possibilitando a gravação de mensagens consecutivas até encher a memória. Da mesma forma, as mensagens são reproduzidas consecutivamente.

Para que o leitor tenha uma idéia final da operação do *chip* tanto na gravação quanto na reprodução,

fornecemos as suas formas de onda típicas nos dois processos:

Na **figura 5** temos as formas de onda no ciclo de gravação.

Na **figura 6** temos as formas de onda no ciclo de reprodução.

Algumas características elétricas:

Faixa de tensões de operação: 4,5 a 5,5 V

Impedância de saída (fte): 16 ohms

Resistência de entrada do pré-amplificador (min): 4 kohms

Freqüência de amostragem: 8 kHz (ISD1416) e 6,4 kHz (ISD1420)

Tempo máximo de gravação: 16 s (ISD1416), 20 s (ISD1420)

Potência de saída de áudio: 12,2 mW

Tensão de entrada do microfone (máx): 20 mV.

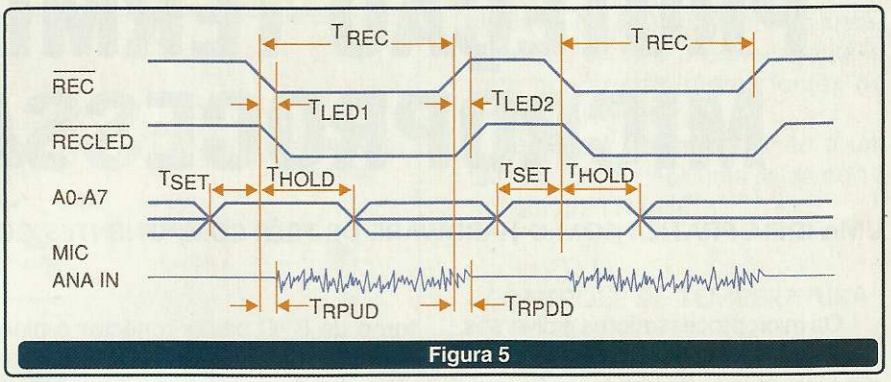


Figura 5

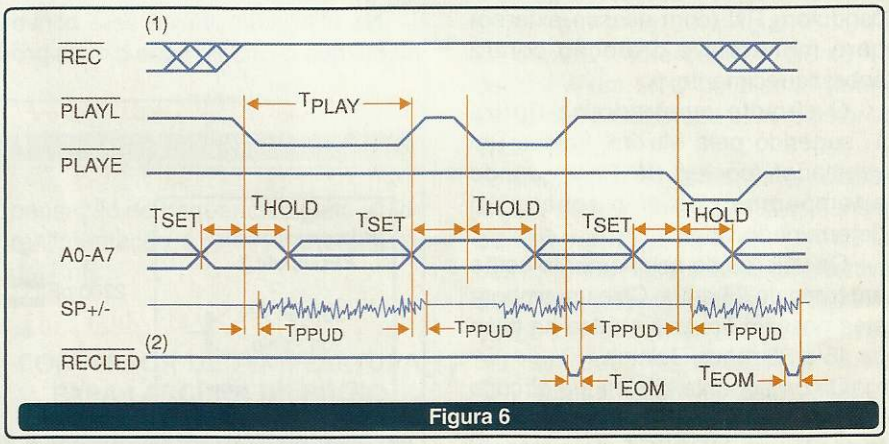
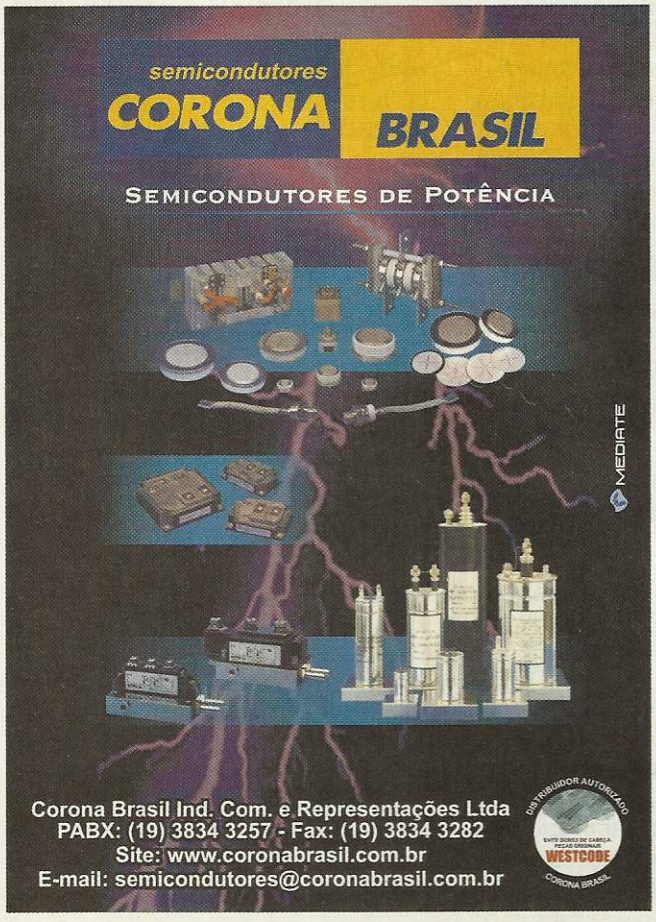


Figura 6





PROTEÇÃO TÉRMICA PARA MICROPROCESSADORES

UMA IDÉIA PRÁTICA COM O HARDWARE DE TRÊS COMPONENTES QUE PODE SALVAR SEU PROCESSADOR

Os microprocessadores e diversos outros dispositivos sensíveis ao aquecimento destinam uma junção semicondutora PN (com acesso externo) para monitoria e proteção contra sobreaquecimento.

O circuito mostrado na **figura 1**, sugerido pela Maxim, aciona um ventilador (*cooler*) de 12 V quando a temperatura do *chip* supera um determinado valor.

Os valores de acionamento estão em torno de 55 graus Celsius, embora eles possam ficar na prática na faixa de 45 a 55 graus Celsius.

O componente básico é o circuito integrado MAX6513, que excita diretamente um MOSFET de potência que tem por carga o motor do *cooler*.

Qualquer MOSFET de canal N com capacidade de corrente de acordo com o *cooler* utilizado poderá ser empregado, devendo ser dotado de um radiador de calor apropriado.

O circuito tem uma histerese típica de 5% ilustrada na **figura 2**, o que representa algo em torno de 10 ºC.

Para uma histerese menor, em torno de 5 ºC basta conectar o pino Hyst do CI ao terra, em lugar da alimentação positiva.

Na utilização prática será conveniente que o circuito fique o mais próximo possível do CI cuja temperatura deve ser monitorada.

Mais informações podem ser obtidas no APP 361 da Maxim em www.maxim-ic.com.

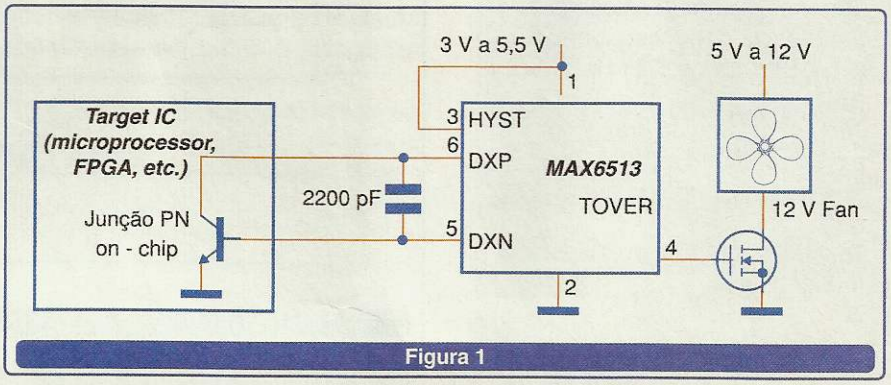


Figura 1

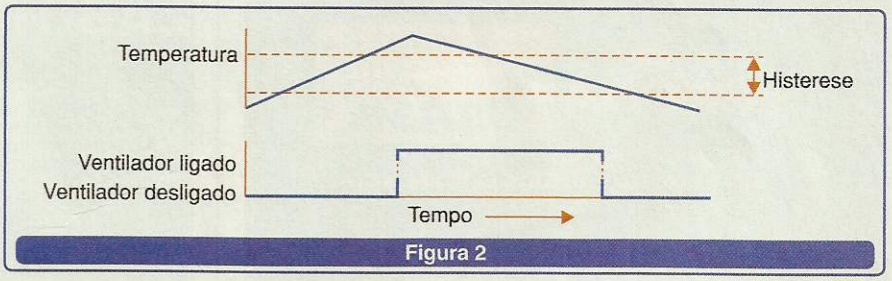


Figura 2

LM3524 Modulador PWM

Saiba como este componente pode ser utilizado no controle de cargas.

O circuito integrado LM3524 da National Semiconductor consiste em um modulador PWM que pode ser utilizado tanto em fontes chaveadas quanto em aplicações industriais como, por exemplo, no controle de servos, manutenção de temperaturas de elementos de aquecimento e de brilho de lâmpadas.

Neste artigo, nos baseamos nas informações dadas no *Application Note 292* da National em que são mostradas diversas aplicações pouco comuns deste circuito integrado.

SERVO DE LUZ DE INTENSIDADE CONSTANTE

O circuito da **figura 1** utiliza o sinal proveniente de um fotodiodo para controlar o brilho de uma pequena lâmpada incandescente.

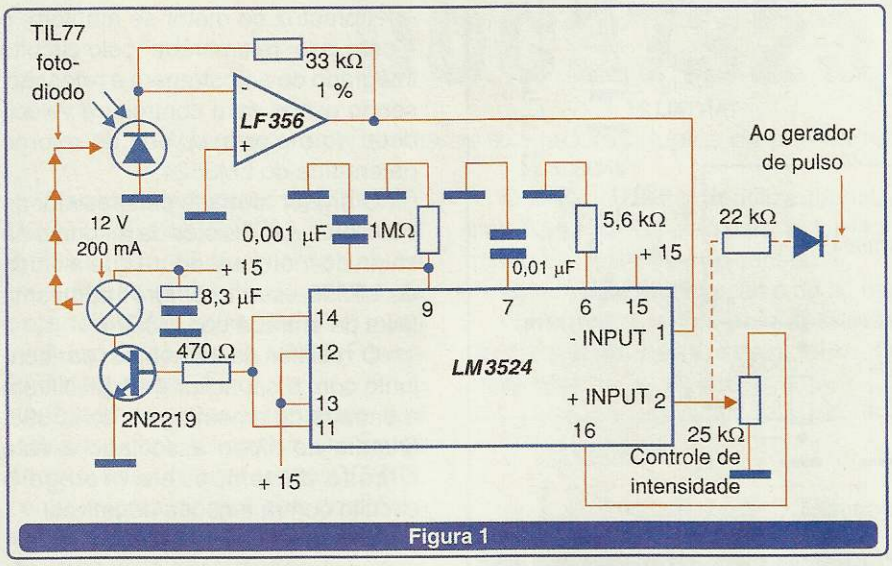


Figura 1

Dentre as aplicações sugeridas pelo fabricante, encontramos a avaliação e teste de componentes optoeletrônicos, onde se necessita de uma intensidade de luz constante. Outra aplicação, está no teste de material fotográfico em que se precisa também de uma fonte de luz cuja intensidade seja mantida constante mesmo quando a tensão de alimentação variar.

Neste circuito, o amplificador operacional LF356 amplifica o sinal do fotodiodo para aplicação ao LF3524. A tensão amplificada é comparada com a tensão de referência que determina a intensidade da lâmpada. Esta última tensão é fornecida pelo ajuste do potenciômetro de controle de intensidade ligado ao pino 2 do LM3524.

A tensão para alimentar o potenciômetro de ajuste é obtida de uma referência interna de 5 V do próprio circuito integrado. Quanto à tensão de referência, esta é amplificada com um ganho de 70 dB dado por um resistor de 1 Mohms ligado ao pino 9.

Os transistores de saída do LM3524 são ligados em paralelo de modo a fornecer a corrente de excitação para o transistor 2N2219, que tem por carga a lâmpada cujo brilho deve ser mantido constante.

O capacitor de 10 nF e o resistor de 5,6 kohms ligados aos pinos 7 e 6 do circuito integrado fixam a freqüência de comutação do circuito em aproximadamente 30 kHz. A compensação de freqüência para o elo de realimentação é feita pelo capacitor de 1 nF.

CONVERSOR DE TEMPERATURA PARA LARGURA DE PULSO

Uma outra aplicação interessante do circuito integrado LM3524 é a mostrada na **figura 2** e consiste em um circuito que permite utilizar um transdutor de temperatura.

Dentre as aplicações possíveis encontra-se a possibilidade de medirmos temperaturas digitalmente pela largura dos pulsos como, por exemplo, em um sistema de aquisição de dados controlado por microprocessador.

Como o circuito converte tensões de entrada de 0,1 a 5 V (aplicadas sobre o resistor de 100 kohms) em sinais de 0 a 500 ms, com uma linearidade de 0,1%, é possível adaptá-lo para operar com outras fontes de sinais analógicos.

O sensor nesta aplicação é um LM135, que fornece uma saída de 10 mV por grau Kelvin.

CONTROLE DE TEMPERATURA

Na **figura 3** temos um circuito que emprega o LM3524 para controlar a temperatura de um pequeno forno ou estufa. Neste caso, o elemento sensor é um RTD de platina numa ponte que é elaborada com resistores de 2 kohms.

Quando a alimentação é estabelecida, o coeficiente positivo do sensor de temperatura está em um valor baixo, e com isso a entrada positiva do LM3524 em um potencial mais alto do que o da entrada negativa. Isso faz com que sua saída vá ao nível alto, comutando o transistor 2N3507 e alimentando o elemento de aquecimento. Quando o ponto de atuação do circuito é alcançado, o ciclo ativo do elemento de aquecimento é reduzido de 90% para um valor que seja adequado para manter a temperatura desejada.

O resistor de 330 kohms em combinação com o capacitor de 4,7 µF permitem selecionar o ganho do amplificador interno de servo para ficar em aproximadamente 55 dB em 1 Hz, o que é mais do que apropriado para aplicações em controles térmicos comuns desse tipo.

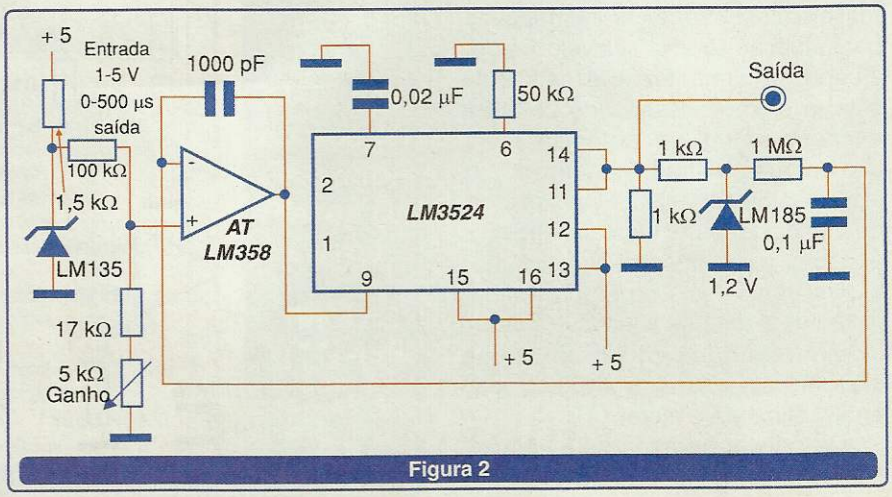


Figura 2

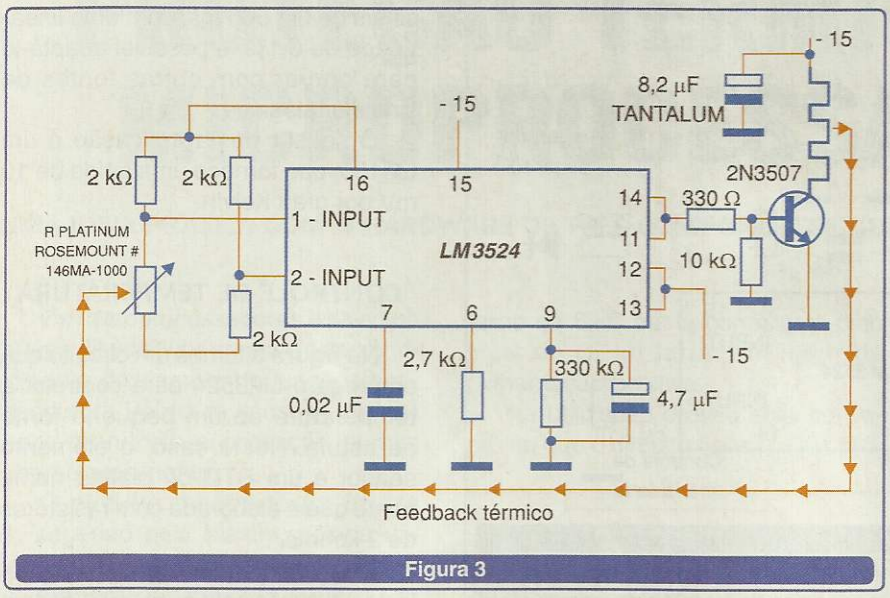


Figura 3

O capacitor de 20 nF em conjunto com o resistor de 2,7 kohms, fixam a freqüência do circuito em torno de 15 kHz.

O circuito pode manter a temperatura com uma estabilidade da ordem de 1 ºC numa ampla faixa de temperaturas de operação do elemento de aquecimento.

CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTOR SEM SENSOR

Na **figura 4** observamos uma interessante configuração com base no circuito integrado LM3524 que permite controlar a velocidade de um motor sem a necessidade de um tacômetro ou outro tipo de sensor.

O circuito utiliza a força contra eletromotriz gerada pelo motor para realimentá-lo e fornecer informações para atuação sobre a sua velocidade. Quando a alimentação é estabelecida, a entrada positiva do LM3524 encontra-se em um potencial mais alto do que a entrada negativa. Com isso, a saída do LM3524 é polarizada de modo a fornecer uma alimentação ao motor com 90% do ciclo ativo.

Os transistores de saída do circuito integrado são ligados em paralelo na configuração de emissor comum para excitar o 2N5023 que, então, alimenta o motor.

Os pulsos gerados pelo circuito integrado também servem para alimentar uma rede diferenciadora formada pelo capacitor de 1 nF e pelo resistor de 500 kohms.

A saída desse circuito é comparada com a referência interna do CI de 5 V e em conseqüência disso, é gerado um pulso de retorno que é amortecido pelo diodo *shunt*. Quando o pulso de retorno cai, a força contra-eletromotriz do motor se mantém, e é com isso "relembrada" pelo circuito integrado de amostragem e retenção, sendo usada para controlar a velocidade do motor pelo *loop* de retorno na entrada do LM3524.

O divisor formado pelo resistor de 10 kohms e o resistor de 4 kohms na saída do motor assegura que a saída do LF398 estará sempre na mesma faixa da entrada do LM3524.

O resistor de 10 kohms, em conjunto com o capacitor de 1 µF, filtram a entrada de amostragem do LF398. Quanto ao diodo associado a este circuito de tempo, ele protege o circuito contra tensões negativas.

A resposta de freqüência do circuito de realimentação é determinada pelo resistor de 39 kohms e pelo capacitor de 100 µF.

O resistor de 60 kohms e o capacitor de 100 nF determinam a freqüência de modulação, que é de aproximadamente 300 Hz.

Mais informações sobre estes circuitos, inclusive amostras das formas de onda podem ser obtidas no *site* da National em www.national.com.

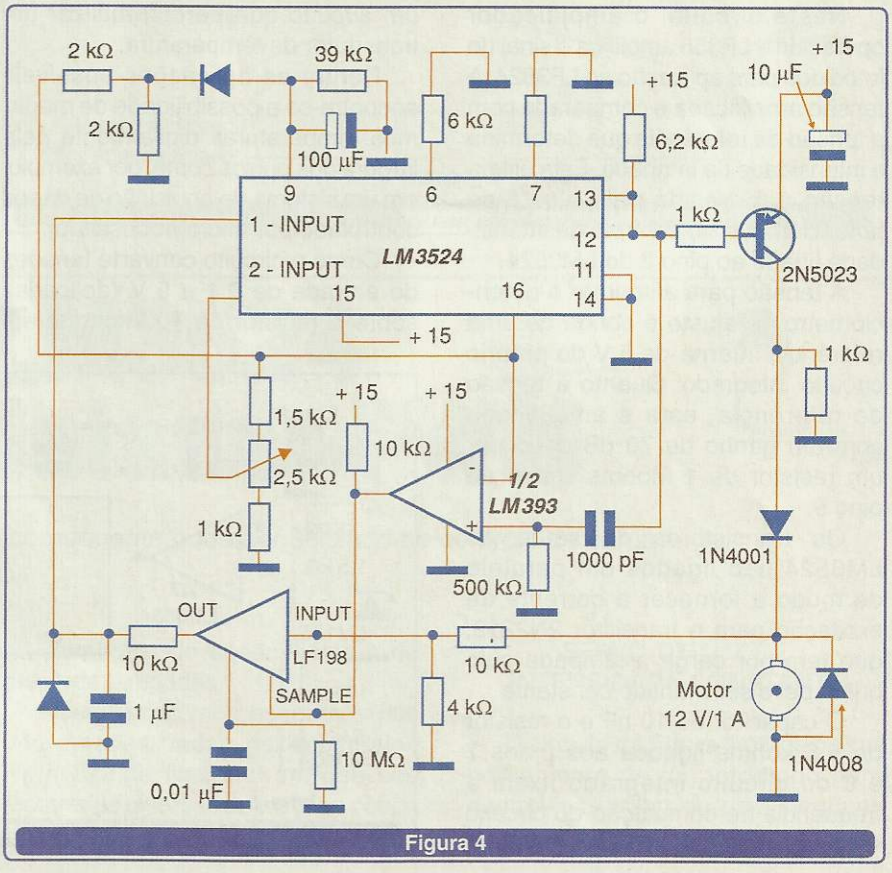


Figura 4

UCC37323/4/5

Conheça esta família de excitadores duplos de alta corrente em um único invólucro

Os circuitos integrados UCC37323, UCC37324 e UCC37325 consistem em excitadores de comportas de transistores de efeito de campo de potência (*Power-MOSFETs*) num invólucro único do tipo MSOP PowerPAD de 9 pinos.

Esses circuitos integrados são indicados para aplicações em fontes chaveadas, conversores DC/DC, controladores de motores, amplificadores comutados classe D, *drivers* de linha e transformadores *drivers* de pulso.

A corrente de pico para excitar os MOSFETs é da ordem de 4 A.

O tempo de subida é de 20 ns e o de descida de 15 ns para uma carga de 1,8 nF de capacitância.

As entradas são compatíveis com lógicas TTL e CMOS.

O estágio de saída utiliza tecnologias CMOS e bipolar para o fornecimento de uma corrente constante.

O tempo de propagação é de 30 ns.

Na **figura 1** temos uma aplicação típica simplificada desse circuito integrado.

Para mais informações digite www.ti.com/sc/device/(tipo).

No lugar de (tipo), digite o número do componente do qual deseja saber as características em pormenores.

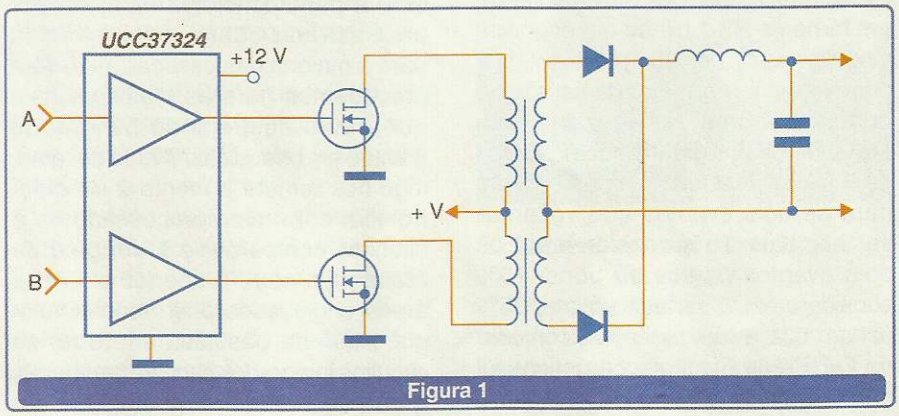


Figura 1

IMS EQUIPAMENTOS PARA MEDIÇÃO, ECONOMIA, AUTOMAÇÃO E QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

ANALISADOR DE REDES E INSTALAÇÕES ELÉTRICAS

SMART METER T



APLICAÇÕES

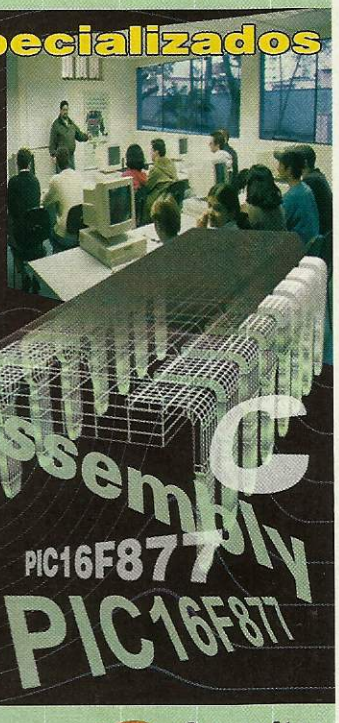
- Medir e analisar V, I, I neutro, cosφ, Hz, W, VA, VAr e Wh, Demanda, THD, harmônicas pares e ímpares até 41° ordem e sequência de fases em consumidores residenciais, comerciais e industriais, subestações, transformadores e redes de distribuição.
- Levantar curva de carga e ajustar balanceamento de redes.
- Analisar perdas em transformadores e alimentadores.
- Verificar distúrbios de V, I e Hz, interrupções, sags, swells, distorções na forma de onda e flutuações.
- Dimensionar bancos de capacitores para correção de fator de potência e filtros de harmônicas.
- Ratear custos por produto, setor ou consumidor.
- Caixa em poliestireno reforçado à prova de tempo-IP65, com lacres e gancho para pendurar em painel, poste, etc.
- Sensores de corrente para até 2000A (opcionais) • Saída RS232
- Acompanha software para armazenar e analisar dados.

Fone: (0xx51) 2131-3322 • ims@ims.ind.br • www.ims.ind.br

Grupo Mosaico
Fábrica de idéias

Cursos especializados

Atualmente, conhecer microcontroladores PIC não é mais um mero detalhe: tornou-se fundamental. Investimos para que nossos cursos sejam a chave para o seu sucesso.



Além dos cursos temos Gravadores, Placas Didáticas e Livros.

Tire suas dúvidas
(11) 4992-8775

Mosaico
www.mosaico-eng.com.br

Consultor Oficial Microchip

TÉCNICAS DE MODULAÇÃO AM/FM

Em artigo anterior, nesta mesma Revista, analisamos os diversos tipos de modulação usados nos modernos equipamentos de comunicação sem fio e mesmo estações de radiodifusão. Continuando com assunto, veremos neste artigo algumas técnicas de modulação empregadas na prática, principalmente algumas relacionadas com transmissores de alta potência. O assunto é de grande interesse tanto para o profissional da área quanto para os estudantes de Engenharia.

Newton C. Braga

Conforme sabemos, para transmitir informações como voz, imagens e dados através de sinais de rádio precisamos gerar uma portadora de alta freqüência, a qual será modulada por essas informações.

Sabemos também que existem diversas técnicas de modulação que envolvem alterações na freqüência, amplitude, fase ou qualquer outra característica do sinal de alta freqüência que permita uma recuperação da informação posteriormente.

Para os sistemas de alta potência empregados em Telecomunicações e Radiodifusão, os principais processos de modulação são: modulação em amplitude e modulação em freqüência.

No primeiro caso, variamos a freqüência de uma portadora de acordo com as variações da amplitude do sinal modulador; e no segundo caso, alteramos a amplitude da portadora com a amplitude do sinal modulador. Mostramos os dois processos na **figura 1**.

Na prática, quando trabalhamos com os circuitos que geram e amplificam os sinais de alta freqüência, o processo segundo o qual o sinal modulador é aplicado pode variar bastante, havendo para essa finalidade configurações que os profissionais devem conhecer.

MODULAÇÃO EM AMPLITUDE

Um transmissor de AM típico pode conter diversos estágios amplificadores que, a partir de um oscilador, chegam ao sinal final que deve ser transmitido, observe a **figura 2**.

Em algumas configurações, cada etapa simplesmente amplifica o sinal da etapa anterior até se chegar à po-

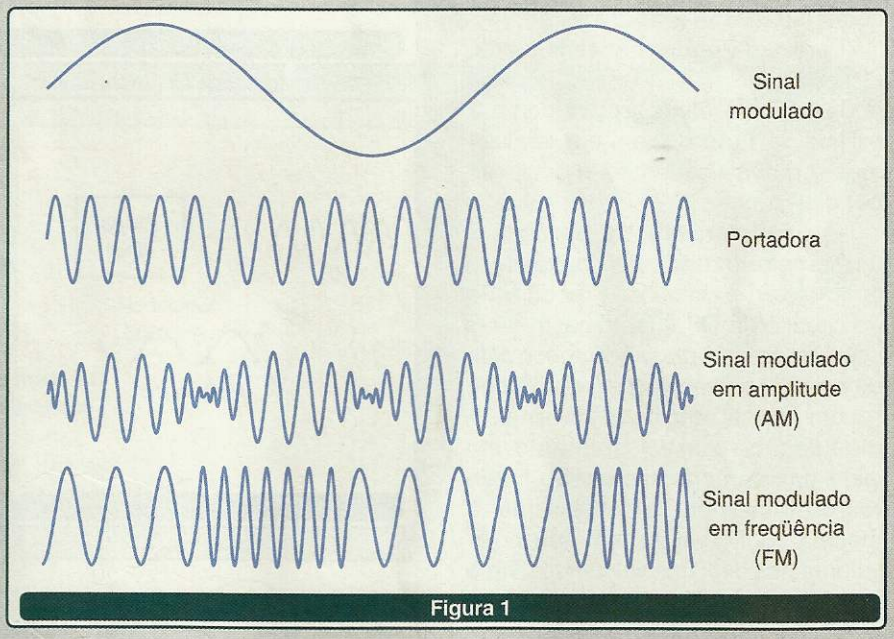


Figura 1

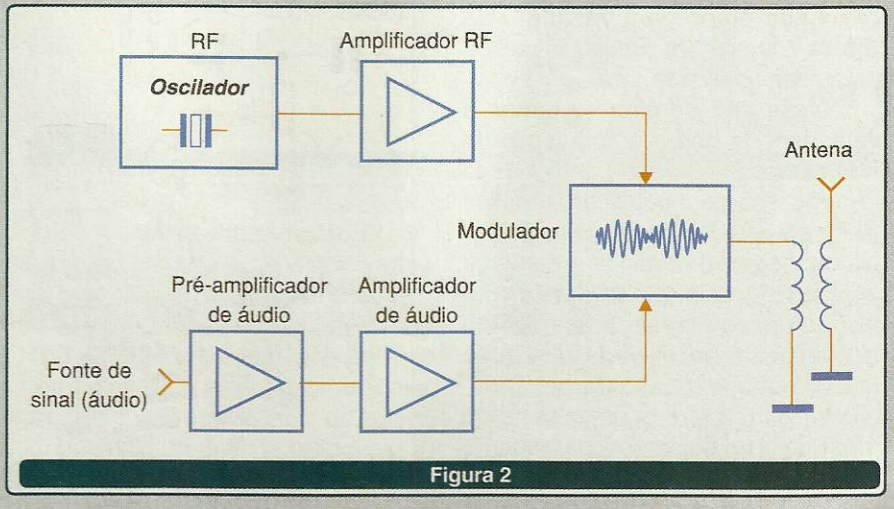


Figura 2

tência final de um sinal que será aplicado à antena e dela transmitido. Todavia, existem configurações em que o sinal é gerado numa freqüência mais baixa, e cada etapa, além de amplificar esse sinal, também dobra sua freqüência, conforme ilustra a **figura 3**.

A modulação de um transmissor que tenha essa estrutura básica pode ser feita de diversas formas. No caso específico de um transmissor de informações que correspondam à voz (sons) como, por exemplo, de radiodifusão, o que se faz é acoplar um amplificador de áudio no último estágio amplificador, veja exemplo na **figura 4**.

O amplificador usado deve ter uma potência que depende da etapa final de RF no qual ele está acoplado de modo a se obter 100% de modulação, conforme mostra a **figura 5**.

Para uma etapa transistorizada, a modulação realizada dessa forma pode ter uma configuração como a exibida na **figura 6**, em que realizamos o que se denomina modulação por emissor.

O sinal modulador é aplicado a um transformador cuja finalidade é tanto isolar o circuito de modulação do circuito de RF quanto casar suas impedâncias, controlando a corrente de emissor do transistor-amplificador, e com isso a amplitude do sinal. A modulação ocorre justamente em vista das características não lineares do transistor. Evidentemente, a mesma configuração tem seu equivalente nos circuitos valvulados, uma vez que quando se trabalha com potências muito altas, os transmissores ainda empregam válvulas. Na **figura 7** temos um circuito valvulado para essa finalidade.

Nesse tipo de circuito temos a vantagem de que a amplificação do transistor ou válvula é aproveitada no processo de modulação, e desse modo não precisamos de uma potência da mesma ordem que a da etapa final de RF para obter 100% de modulação. A desvantagem desse tipo de circuito está na elevada distorção harmônica que ele introduz.

Por outro lado, quando se faz a modulação pelo anodo da válvula, conforme ilustra a **figura 8**, é preciso usar uma potência muito alta para essa finalidade, da mesma ordem que a potência do transmissor.

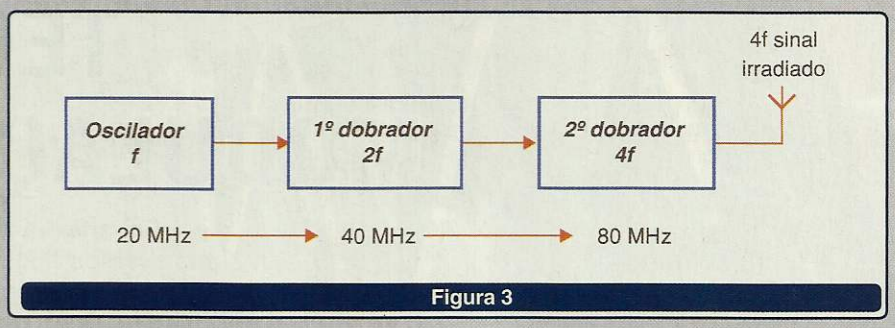


Figura 3

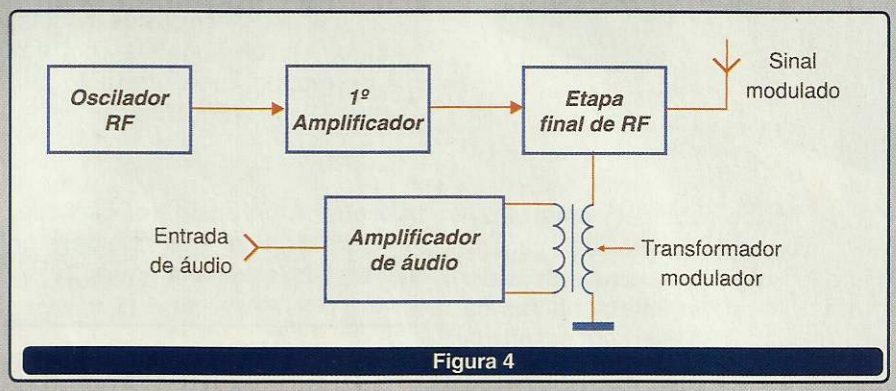


Figura 4

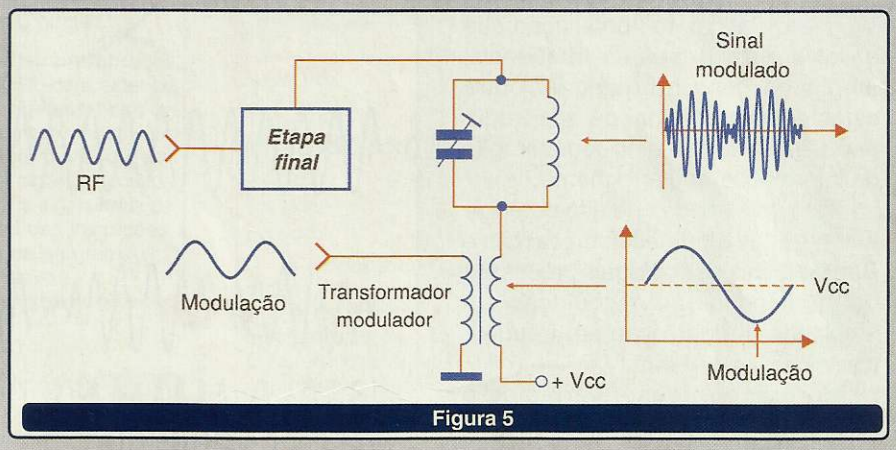


Figura 5

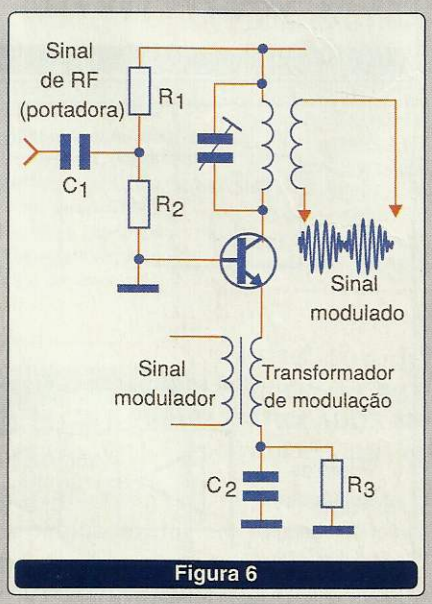


Figura 6

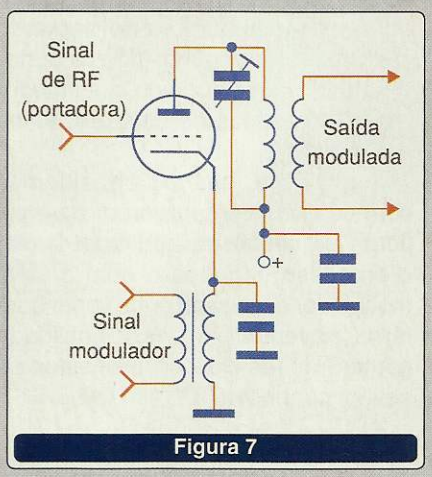


Figura 7

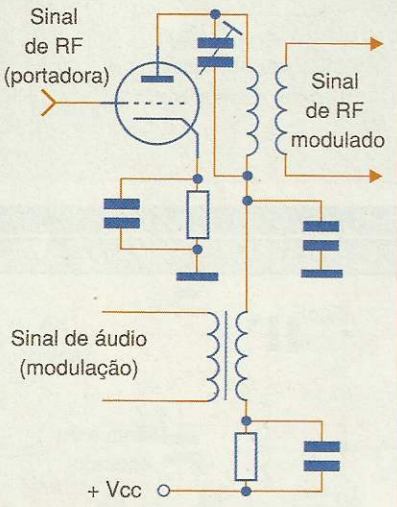


Figura 8

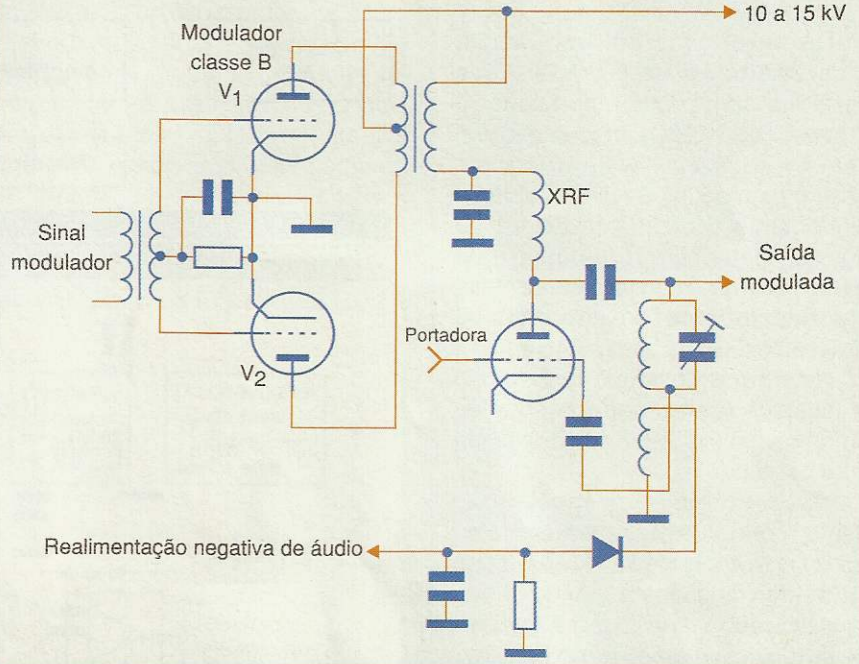


Figura 9

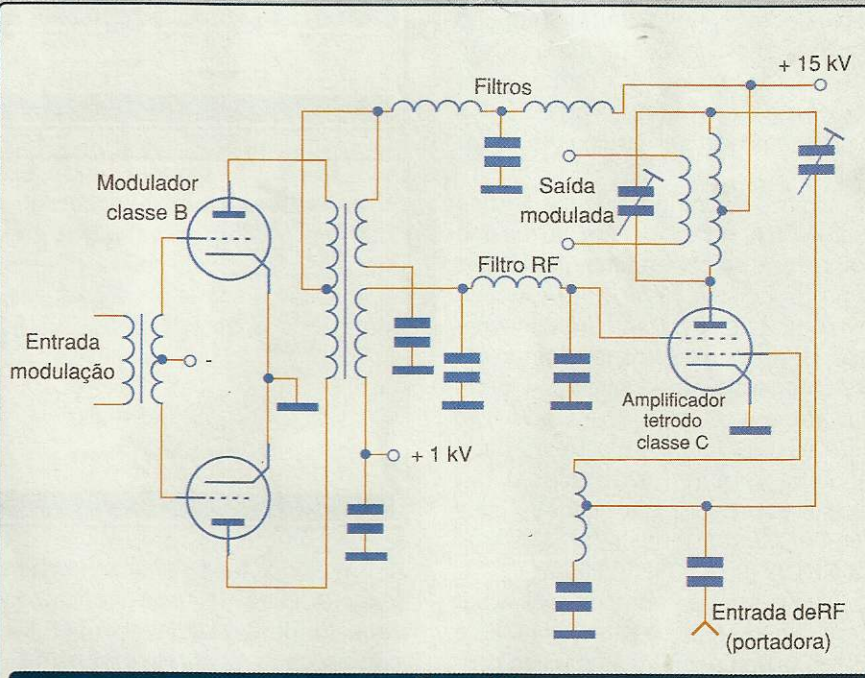


Figura 10

Um circuito modulador de potência muito alta trabalhando com modulação pelo anodo de uma válvula, como o exibido na **figura 9,** pode ser encontrado em alguns transmissores de radiodifusão, onde os transistores ainda não conseguem gerar um sinal com a mesma intensidade.

Nesse circuito temos uma válvula triodo de alta potência alimentada com uma tensão da ordem de 10 a 15 kV e que passa através de um transformador modulador. A excitação desse transformador modulador é feita por uma etapa em *push-pull* também usando válvulas triodo. Um ponto fundamental que deve ser considerado nesse circuito é a necessidade de neutralização, dado que o retorno de RF para a válvula pode fazer com que ela tenda a oscilar.

Uma forma de se evitar os problemas de realimentação é com o uso de válvulas tetrodo ou pentodo. Na **figura 10** temos um exemplo de circuito de alta potência do tipo encontrado em emissoras de radiodifusão para modulação em amplitude.

Nessas configurações, o sinal modulador pode ser aplicado à grade de blindagem. A desvantagem desse tipo de configuração está na distorção relativamente alta que acontece.

O uso de tetrodos, além de proporcionar maior ganho, reduz os problemas de neutralização. Nesse circuito é interessante observar os percursos dos sinais de altas freqüências e dos sinais moduladores de baixas freqüências.

Se o transmissor tem uma potência muito alta, tornando-se problemático o uso de um amplificador de áudio com potência da mesma ordem para a modulação, o que se faz é modular o sinal numa etapa intermediária de amplificação, veja a **figura 11**.

Existem três configurações básicas destinadas à modulação em etapas intermediárias com menor potência: *Chireix*, *Ampliphase* e *Doherty*. Essas configurações se baseiam na combinação de sinais com fases diferentes.

MODULAÇÃO EM FREQÜÊNCIA

Na modulação em freqüência, a característica da portadora que se altera com o sinal modulador é a sua freqüência. A modulação em freqüência pode ser direta ou indireta. Assim, na modulação direta, atua-se diretamente sobre o circuito oscilador que determina a freqüência do transmissor. A atuação pode ser feita diretamente sobre os elementos L ou C desse circuito.

Na **figura 12** temos um circuito modulador de freqüência em que se emprega um MOSFET de porta dupla num oscilador.

Nesse circuito, de modulação direta, normalmente opera-se numa freqüência mais baixa do que a de saída do transmissor, sendo o seu sinal aplicado a etapas multiplicadoras de freqüência e amplificadoras.

Isso também é necessário porque, para maior estabilidade, o circuito deve operar com um desvio pequeno na freqüência gerada quando modulado. Esse desvio fica multiplicado nas etapas seguintes, obtendo-se a profundidade de modulação desejada.

Uma desvantagem desse tipo de circuito está no fato de que, ao mesmo tempo que se obtém uma modulação em freqüência, uma alteração da amplitude do sinal também é inevitável. Isso ocorre porque, saindo da freqüência de ressonância, o ganho da etapa se altera. Para que não haja esse problema, o sinal aplicado à etapa seguinte deve passar por algum tipo de circuito limitador que mantenha sua amplitude constante dentro da faixa de modulação.

Um outro ponto importante a ser considerado está na possibilidade de geração de bandas laterais pelo batimento da freqüência de modulação com o sinal da portadora. Para que isso não aconteça, o sinal aplicado ao modulador deve passar por um filtro que elimine suas componentes de freqüências mais altas.

Uma forma muito usada de se obter a modulação direta de freqüência é através de diodos de capacitância variável ou *varicaps*, conforme configuração ilustrada na **figura 13**.

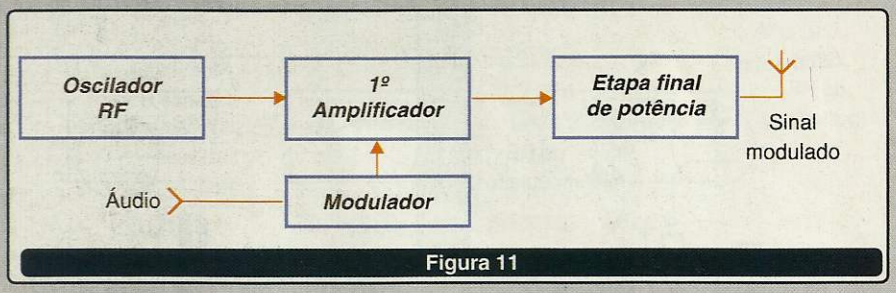


Figura 11

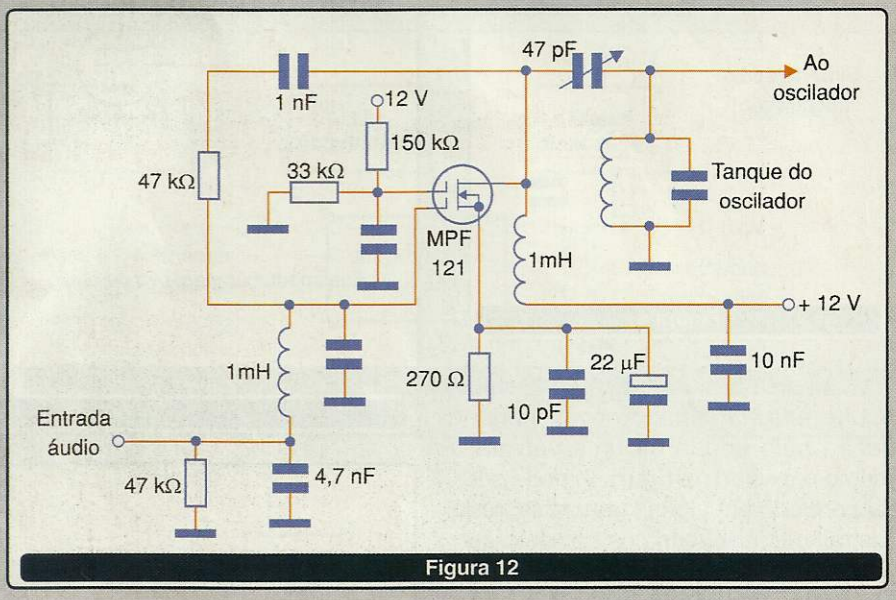


Figura 12

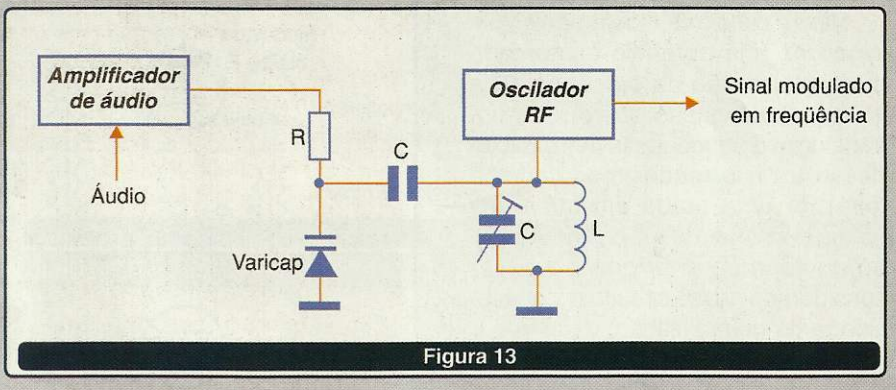


Figura 13

Os diodos varicaps possuem uma característica de capacitância que depende da tensão inversa que lhes seja aplicada, observe a **figura 14**.

Assim, se não houver tensão aplicada a esses diodos, a junção tem sua largura mínima atuando como o dielétrico de um capacitor, resultando numa capacitância máxima. Com uma tensão inversa aplicada, a largura da junção aumenta e com isso a capacitância diminui.

Se aplicarmos ao diodo varicap um sinal de baixa freqüência, e ele estiver ligado no circuito oscilante, o

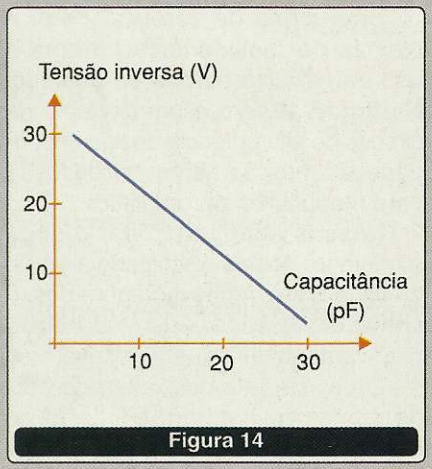


Figura 14

resultado será uma modulação em freqüência do sinal de alta freqüência gerado pelo oscilador. Na **figura 15** temos um circuito típico de um oscilador modulado em freqüência por um *varicap*.

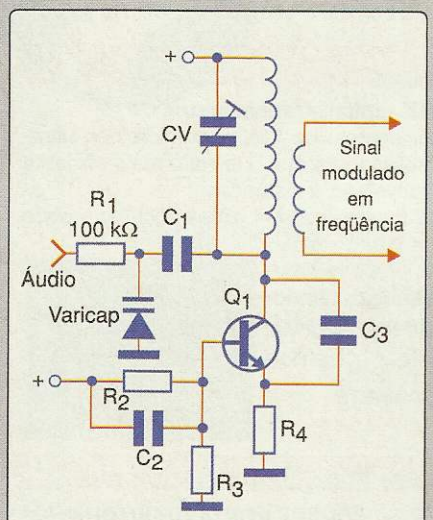


Figura 15

Na modulação indireta o que se faz é aplicar o sinal modulador em um circuito modulador de fase, conforme mostrado na **figura 16**.

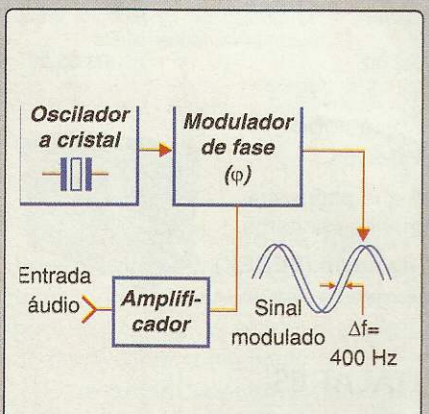


Figura 16

Podemos, então, usar um oscilador controlado por cristal, o que garante excelente estabilidade de funcionamento. Nesse circuito, o sinal gerado pelo oscilador é aplicado ao modulador de fase juntamente com o sinal modulante. Na saída deste circuito, temos a portadora modulada em fase ou MPH. Uma desvantagem desse sistema é que o desvio de freqüência obtido é muito pequeno e há muita distorção e ruído.

Podemos ter um sistema muito melhor para modular um sinal em freqüência se associarmos os dois processos vistos anteriormente. Na **figura 17** observamos um diagrama de blocos em que utilizamos um oscilador controlado a cristal e um oscilador modulador.

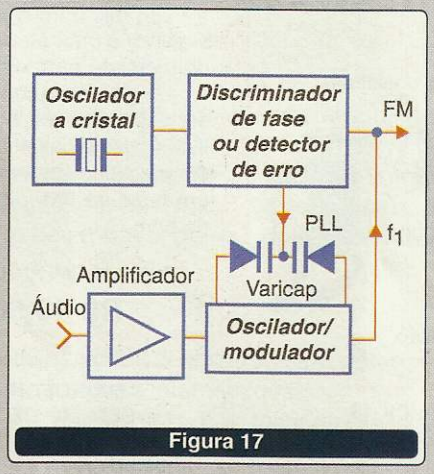


Figura 17

O sinal modulador é aplicado diretamente ao oscilador, de onde é obtida uma amostra da freqüência que está já modulada. Esse sinal é comparado com o sinal gerado pelo oscilador controlado a cristal, gerando assim uma tensão de erro. Essa tensão de erro é reaplicada ao oscilador livre de modo a controlar sua freqüência.

CONCLUSÃO

Nos processos práticos de modulação podemos acompanhar diversas tecnologias encontrando configurações que dependem não apenas dos componentes utilizados, mas também da potência do equipamento e do desempenho desejado. As tecnologias que observamos são básicas e muitos desenvolvimentos têm sido observados nesse campo com circuitos que permitem obter sinais modulados de alta qualidade.

O que oferecemos, neste artigo, é somente uma breve introdução teórica que permite ao leitor ter uma idéia de como os circuitos moduladores podem ser elaborados na prática.

Eletrônica sem Choques!!!

OS MAIS MODERNOS CURSOS PRÁTICOS À DISTÂNCIA

Aqui 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*
- *Vídeocassete*
- *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®
R. Cesário Ramalho, 783
Fone: (11) 3272-9833
FAX: (11) 3209-7889
01521-000 - 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.: _____

RESOLVENDO PROBLEMAS COM O CI 4093

Veja, nestas cinco montagens práticas, como este simples CI pode resolver vários problemas em campo

O circuito integrado 4093 é um dos mais versáteis de toda a família CMOS. E, ao contrário do que muitos possam imaginar, ele não serve apenas para aplicações exclusivamente digitais. Aproveitando sua facilidade de obtenção, além do baixo custo, oferecemos, neste artigo, alguns circuitos práticos que podem servir como solução rápida para problemas relacionados com automação, processos, controles e muito mais, dependendo apenas da capacidade do leitor em ver onde eles podem ser utilizados.

Newton C. Braga

O circuito integrado 4093 tem tantas utilidades que chegamos a escrever um livro com mais de 200 circuitos empregando esse componente.

O livro, chamado "CMOS Projects and Experiments - Fun With the 4093 IC", publicado pela Newnes, pode ser acessado no *site* da Amazon, que disponibiliza diversas de suas páginas aos leitores interessados.

Entretanto, para o leitor da Revista Saber Eletrônica importam as aplicações deste CI que possam servir como soluções práticas para problemas técnicos do dia-a-dia, principalmente aqueles relacionados com atividades profissionais na indústria, telecomunicações, instrumentação, controle, etc.

Neste artigo focalizamos, então, diversas soluções empregando o 4093 em configurações até pouco comuns para os leitores que estejam habituados apenas às configurações lógicas tradicionais dos componentes da família CMOS.

TIMER DE DESLIGAMENTO AUTOMÁTICO

O circuito exibido na **figura 1** desliga uma carga depois de um determinado tempo transcorrido a partir do momento em que sua alimentação é estabelecida.

Esse tempo depende da constante de tempo do circuito RC formado pelo potenciômetro P_1, resistor R_1 e do capacitor C_1, que pode ter valores de até 2 200 µF.

Com os valores maiores, o circuito pode chegar a temporizações superiores a uma hora. Dentre as aplicações possíveis, sugerimos sistemas de desligamento automático ou de acionamento automático temporizado de diversos dispositivos. O tipo de carga controlada depende exclusivamente da capacidade dos contatos do relé utilizado.

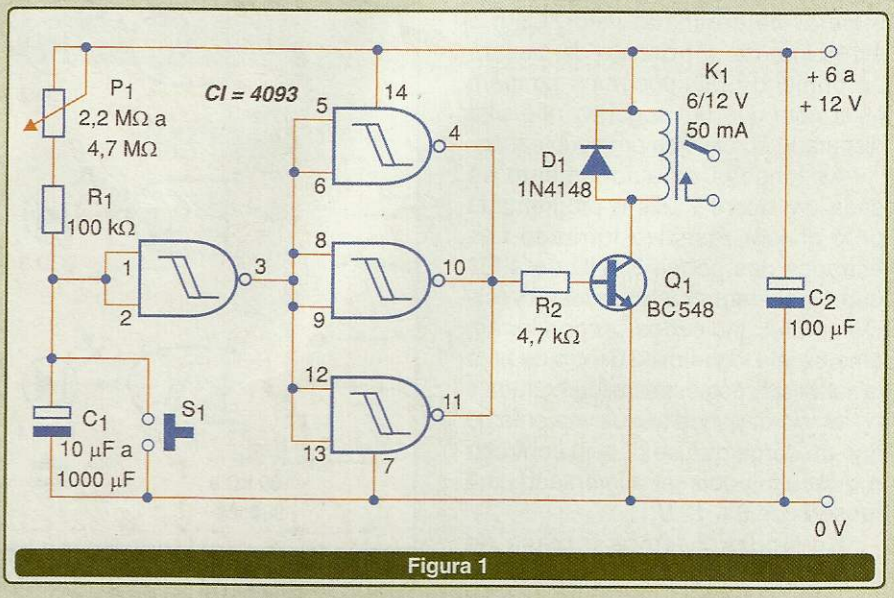


Figura 1

Para aplicações em que seja utilizada bateria como fonte de alimentação, deve-se optar por relés de baixo consumo. O interruptor de pressão S_1 é opcional, servindo como *reset* e também para garantir que, na partida, tenhamos uma temporização completa com a carga do capacitor a partir de zero.

Na **figura 2** temos uma sugestão de placa de circuito impresso para a montagem desse temporizador.

Esta placa prevê a utilização de relés com soquete DIL.

Para relés de maior corrente o desenho da placa deve ser refeito de acordo com a disposição dos terminais, ou mesmo prevendo sua montagem fora da placa.

Lista de Material

CI_1 - 4093 - circuito integrado CMOS
Q_1 - BC548 ou equivalente - transistor NPN de uso geral
D_1 - 1N4148 - diodo de uso geral
R_1 - 100 k Ω x 1/8 W - resistor - marrom, preto, amarelo
R_2 - 4,7 k Ω x 1/8 W - resistor - amarelo, violeta, vermelho
P_1 - 1 M Ω a 4,7 M Ω - potenciômetro
C_1 - 10 µF a 2 200 µF x 16 V - capacitor eletrolítico
C_2 - 100 µF x 16 V - capacitor eletrolítico
K_1 - 6 ou 12 V x 50 mA ou mais sensível - relé
S_1 - Interruptor de pressão - opcional - ver texto
Diversos:
Placa de circuito impresso, soquete para o relé (opcional), fios, solda, etc.

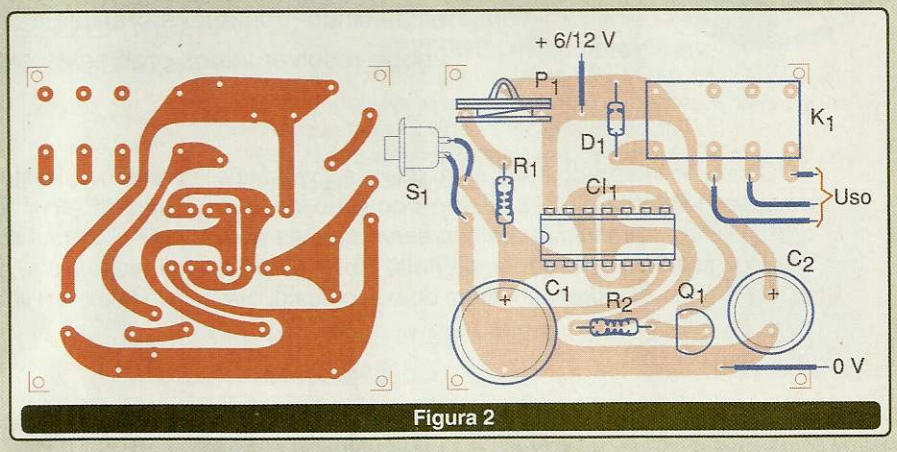


Figura 2

MONITOR DE BARRAMENTO

O circuito mostrado na **figura 1** é uma solução pouco comum para um *bargraph* que aciona um relé quando a tensão de entrada supera um valor programado pelo divisor de tensão de referência.

O circuito pode ser empregado para disparar um alarme ou desativar uma máquina quando a tensão de entrada superar determinado valor. Com o acréscimo de um circuito de disparo no primeiro LED, podemos também fazer com que um segundo relé seja disparado no caso de uma subtensão.

As tensões de acionamento de cada um dos 4 LEDs é programada pelo divisor resistivo formado nas entradas das portas NAND do 4093 que funcionam como comparadores. Os valores indicados proporcionam uma escala logarítmica dentro de uma faixa de tensões estreitas de entrada.

O relé depende exclusivamente do tipo de carga que se deseja controlar e o circuito pode ser alimentado com tensões de 6 a 12 V.

Na **figura 2** temos a placa de circuito impresso para esta aplicação

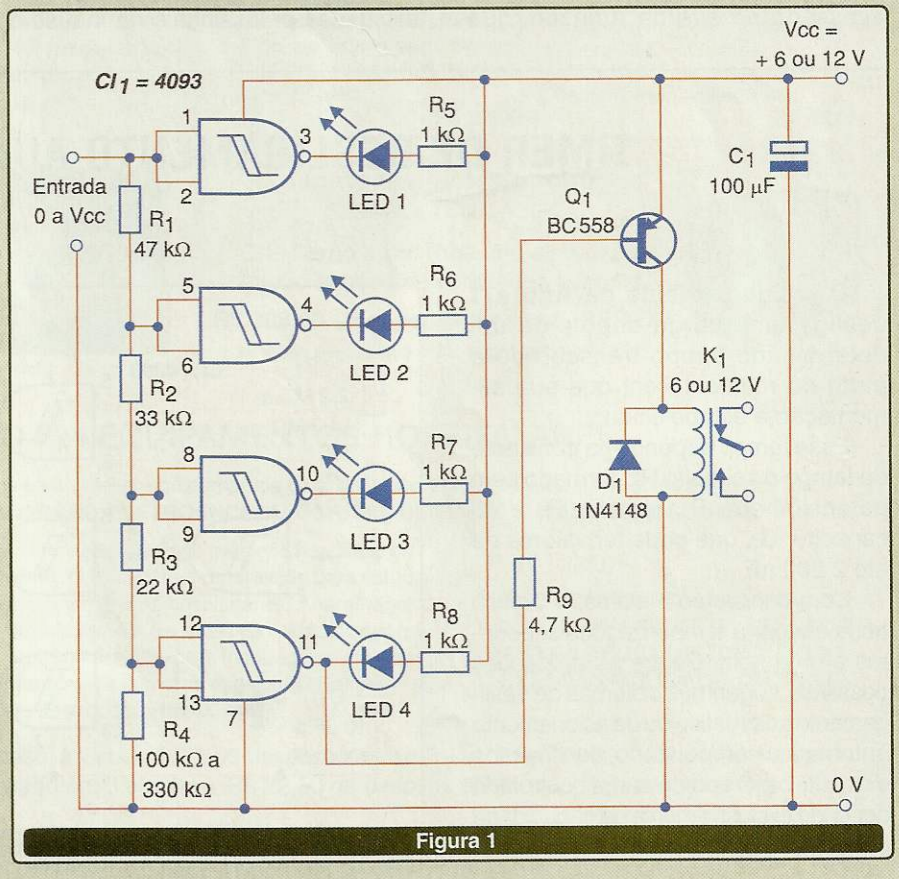


Figura 1

pressupondo-se o uso de LEDs discretos e de um relé com base DIL para montagem em soquete.

O desenho pode ser alterado para utilização de barras de 4 LEDs e outros tipos de relés.

Com o acréscimo de uma rede RC na entrada o circuito pode ser transformado em um temporizador com monitoramento de estado seqüencial pelos LEDs.

Lista de Material

CI_1 - 4093 - circuito integrado CMOS
Q_1 - BC558 ou equivalente - transistor PNP de uso geral
LED1 a LED4 - LEDs vermelhos comuns
D_1 - 1N4148 - diodo de uso geral
R_1 - 47 kΩ x 1/8 W - resistor - amarelo, violeta, laranja
R_2 - 33 kΩx 1/8 W - resistor - laranja, laranja, laranja
R_3 - 22 kΩx 1/8 W - resistor - vermelho, vermelho, laranja
R_4 - 100 kΩa 330 kΩx 1/8 W - resistor
R_5 a R_8 - 1 kΩx 1/8 W - resistores - marrom, preto, vermelho
R_9 - 4,7 kΩx 1/8 W - resistor - amarelo, violeta, vermelho
K_1 - 6 ou 12 V x 50 mA ou mais sensível - relé
C_1 - 100 µF x 16 V - capacitor eletrolítico
Diversos:
Placa de circuito impresso, soquete para o relé, fios, solda, etc.

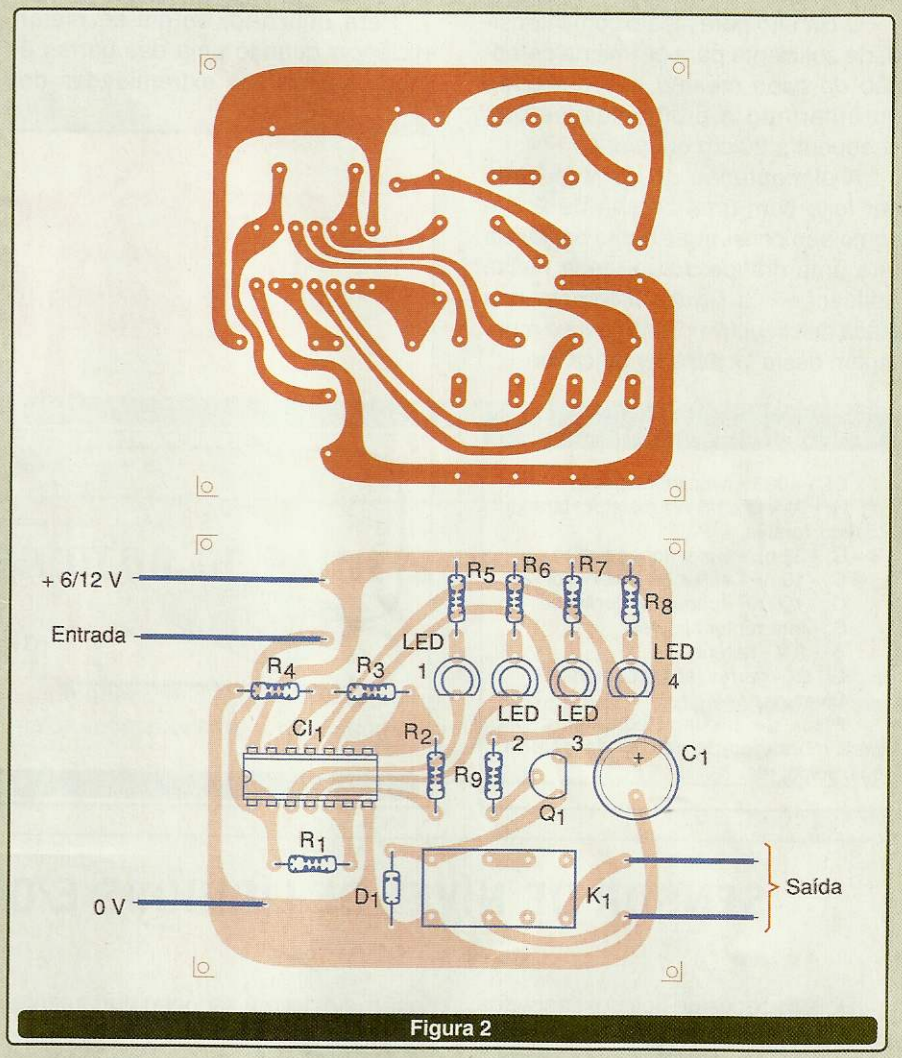


Figura 2

LOCALIZADOR DE CABOS

O circuito ilustrado na **figura 1** gera um sinal retangular de baixa freqüência, mas cujas harmônicas se estendem por um amplo espectro possibilitando dessa maneira, sua captação por receptores de ondas médias e curtas próximas.

Isso significa que injetando o sinal deste circuito em um cabo, podemos acompanhá-lo pelo seu duto (desde que não metálico, pois atua como blindagem) utilizando como receptor um rádio de ondas médias ou curtas comuns. Basta, para tanto, colocar o receptor numa freqüência livre da faixa onde uma harmônica mais forte do circuito possa ser sintonizada.

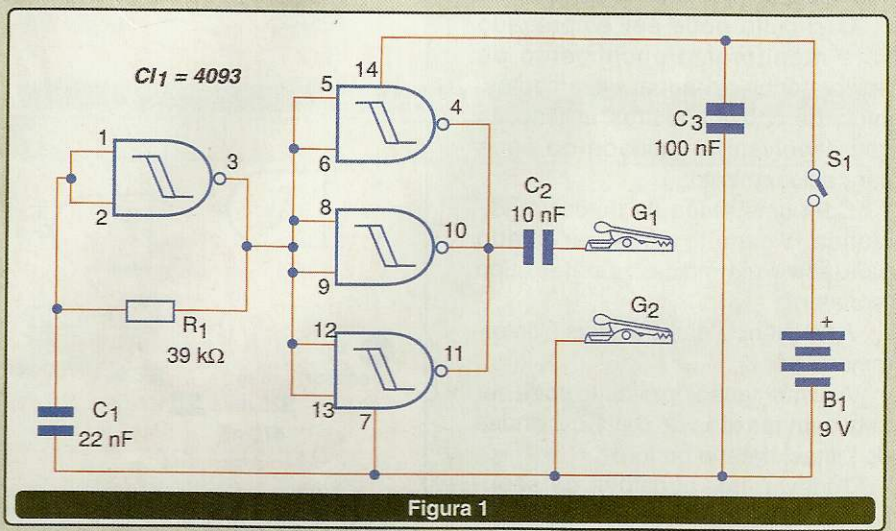


Figura 1

O circuito gera sinais com intensidade suficiente para permitir a detecção do cabo mesmo que embutido ou enterrado a profundidades que cheguem a 20 cm ou mais.

A alimentação do circuito pode ser feita com uma bateria de 9 V e como seu consumo é muito baixo, ela terá uma grande durabilidade nessa aplicação. Na **figura 2** temos uma placa de circuito impresso para a montagem deste localizador de cabos.

Lista de Material

CI_1 - 4093 - circuito integrado
R_1 - 39 k Ω x 1/8 W - resistor - laranja, branco, laranja
C_1 - 22 nF - capacitor cerâmico
C_2 - 10 nF - capacitor cerâmico
C_3 - 100 nF - capacitor cerâmico
S_1 - Interruptor simples
B_1 - 9 V - bateria
G_1, G_2 - garras jacaré comuns
Diversos:
Placa de circuito impresso, caixa para montagem, conector de bateria, fios, solda, etc.

Para utilizá-lo, obtém-se maior eficiência quando uma das garras é ligada a uma das extremidades do cabo (a outra extremidade deverá estar desligada) e a outra garra a um objeto de metal ou terra.

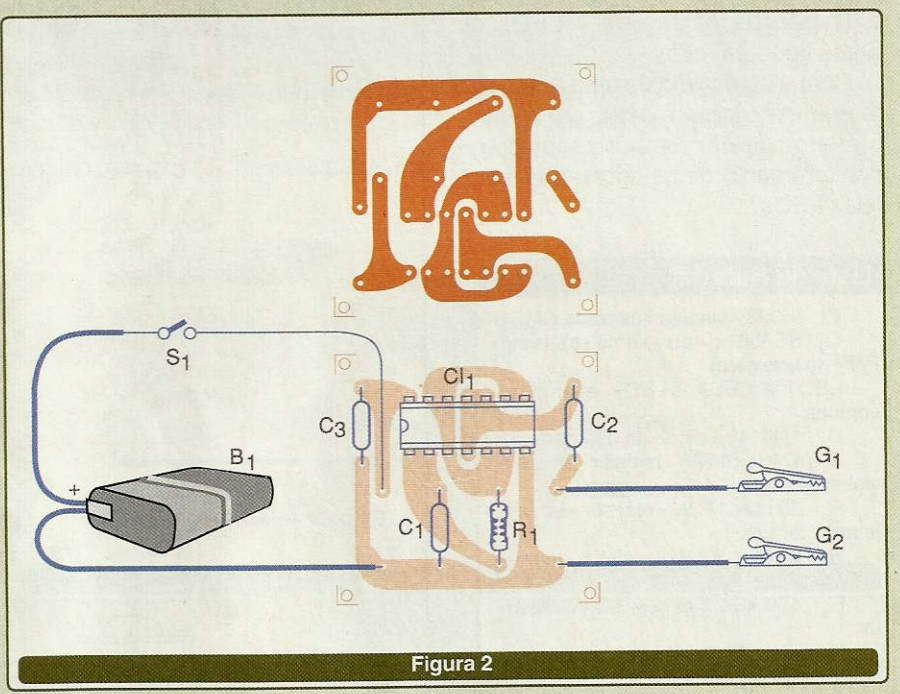


Figura 2

SENSOR DE NÍVEL DE LÍQUIDOS E/OU VAZAMENTOS

Dois pedaços de fios descascados (ou duas chapinhas de metal) são utilizados como sensor no circuito da **figura 1**.

Quando a resistência entre os elementos do sensor cai para menos de 3 Mohms (valor determinado por R_1), o LED passa a piscar numa freqüência que pode ser ajustada no *trimpot*.

O circuito pode ser empregado para monitorar o enchimento de reservatórios de água, vazamentos, início de chuva e outras aplicações que envolvam a umidade ou água para acionamento.

Com uma etapa de potência adicional, o circuito pode ser usado para ativar um indicador sonoro tipo "sonalert".

A freqüência das piscadas é determinada por C_1.

A alimentação do circuito pode ser feita com tensões de 6 a 12 V vindas de pilhas, bateria ou fonte.

Todavia, por questões de segurança, caso utilizada fonte de alimentação, ela deverá ser obrigatoriamente do tipo isolado da rede por transformador. O resistor Rx que determina a corrente no LED depende da tensão da alimentação e tem seus valores dados pela tabela junto ao diagrama.

Na **figura 2** temos uma sugestão de placa de circuito impresso para a montagem deste circuito indicador.

Uma redução da sensibilidade pode ser conseguida com a diminuição de R_1.

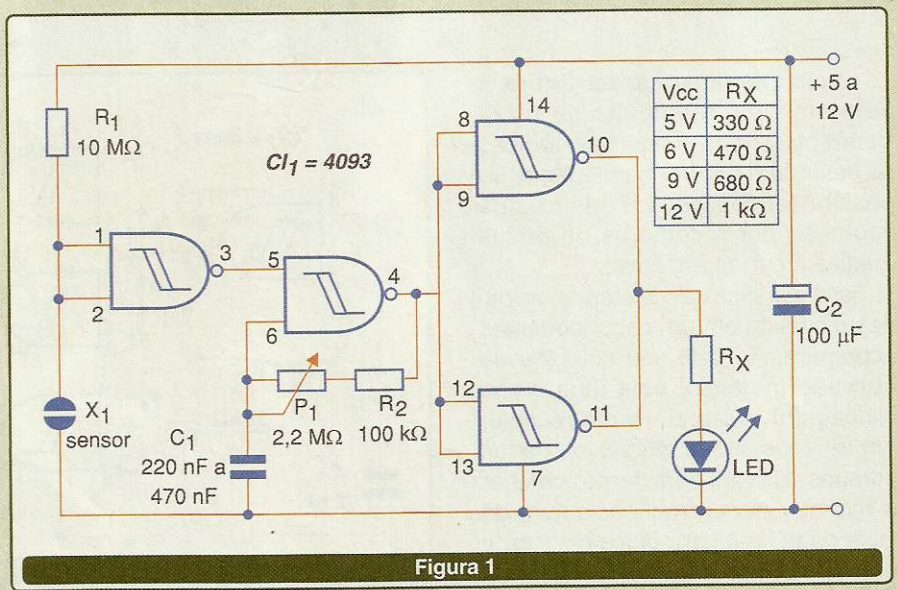


Figura 1

Lista de Material

CI_1 - 4093 - circuito integrado CMOS
LED - LED vermelho ou de qualquer outra cor
R_1 - 10 M Ω x 1/8 W - resistor - marrom, preto, azul
R_2 - 100 k Ω x 1/8 W - resistor - marrom, preto, amarelo
Rx - ver texto - 1/8 W - resistor
C_1 - 220 nF a 1 µF - capacitor cerâmico ou poliéster
C_2 - 100 µF x 16 V - capacitor eletrolítico
Diversos:
Placa de circuito impresso, fios, solda, sensor, etc.

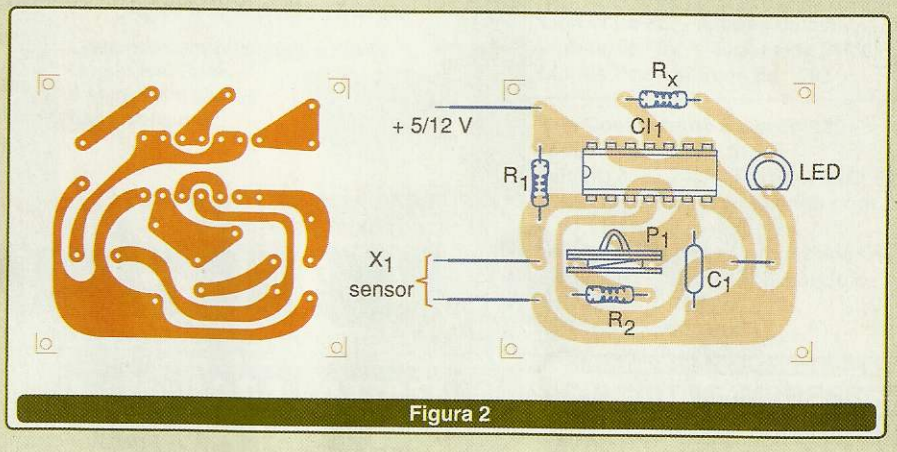


Figura 2

SINALIZADOR BICOLOR DE PAINÉIS DE MÁQUINAS

Se bem que existam LEDs bicolores com pisca-pisca já incluído, numa aplicação prática eles poderão não estar acessíveis.

O circuito que mostramos na **figura 1** oferece uma solução rápida e simples para se fazer dois LEDs (de cores diferentes ou não) piscarem alternadamente numa freqüência que pode ser ajustada em uma ampla faixa de valores.

A freqüência depende de C_1 e também do ajuste do trimpot P_1. O resistor Rx de limitação de corrente nos LEDs depende da tensão de alimentação e seu valor é dado pela tabela junto ao diagrama.

Na **figura 2** damos uma sugestão de placa de circuito impresso para implementação deste circuito.

Observamos que a fixação do resistor entre os pinos 4 e 6 possibilita a obtenção de freqüência fixa com maior economia para a montagem.

O capacitor C_2 de desacoplamento da fonte é opcional.

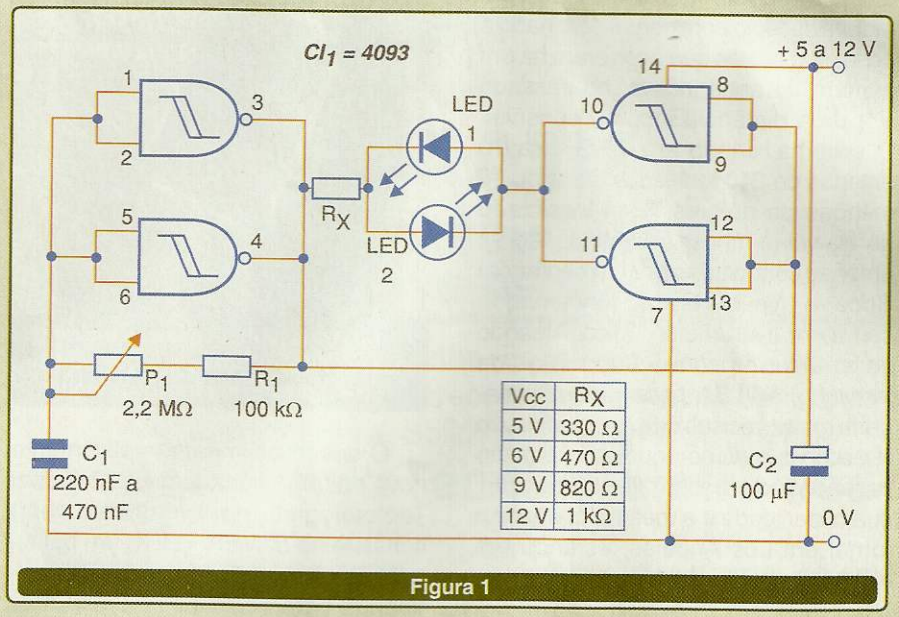


Figura 1

Lista de Material

CI_1 - 4093 - circuito integrado CMOS
LED1, LED2 - LEDs comuns de qualquer cor
R_1 - 100 k Ω x 1/8 W - resistor - marrom, preto, amarelo
Rx - ver texto - resistor de 1/8 W conforme tensão de alimentação
P_1 - 2,2 M Ω - *trimpot*
C_1 - 220 nF a 470 nF - capacitor cerâmico ou de poliéster
C_2 - 100 µF - capacitor eletrolítico
Diversos:
Placa de circuito impresso, fios, solda, etc.

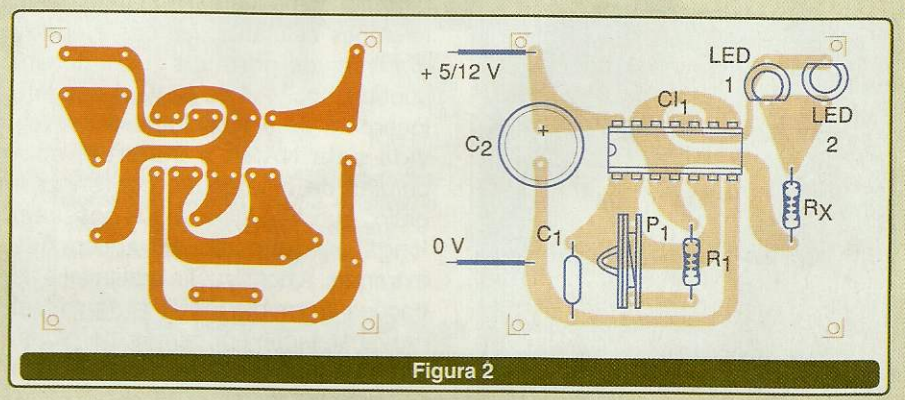


Figura 2



Jeff Eckert

USA EM NOTÍCIAS

TECNOLOGIAS AVANÇADAS

VLB Chega aos 10 anos

Caso você tenha esquecido, 2003 marcou o décimo aniversário do VLBA (*Very Long Baseline Array*) da National Science Foundation (www.nsf.gov), um radiotelescópio continental destinado a pesquisar coisas que ocorreram há um número de anos incrível no passado e a uma distância incompreensível. O sistema, criado em 1993, usa 10 antenas de 240 toneladas e custou 85 milhões de dólares. Está localizado do Hawai às ilhas Virgens, sendo as antenas controladas por um centro em Socorro, Novo México, funcionando como um instrumento único. Atuando como um olho com 5 000 milhas de tamanho, o VLBA pode produzir imagens mais precisas que qualquer outro telescópio, mesmo aqueles que estão baseados no espaço. Para comparação, sua capacidade é a mesma que ler um jornal em Los Angeles, estando em Nova Iorque.



Foto, cortesia do *National Radio Astronomy Observatory/Associated Universities, Inc.*

A antena do Owens Valley, Califórnia, é uma do sistema VLBA. Cada uma pesa 240 toneladas e tem 25 metros de diâmetro.

CIRCUITOS E COMPONENTES

Célula Solar Fornece até 20 W



Foto, cortesia ICP Global Technologies.

ICP Global oferece uma linha de painéis solares flexíveis e que podem ser montados em qualquer lugar.

O desenvolvimento relativamente novo da firma canadense ICP Global Technologies (www.icpglobal.com) consiste no SAVER FLEX, um painel solar flexível que pode ser usado não apenas para carregar baterias, mas também como fonte direta para GPS, telefones celulares, *laptops* e outros dispositivos portáteis (usando um soquete opcional de 12 V). A unidade incorpora uma tecnologia desenvolvida pela NASA e miltares, com células de biselenídio cobre-indiogálio, que são estáveis e possuem longa vida, mesmo em aplicações extremas. A construção maleável e as opções de montagem a tornam ideal para instalação em barcos, barracas, etc. Quando fora de uso, elas podem ser enroladas e guardadas em um tubo. Os painéis Battery SAVER FLEX são disponíveis em configurações de 5, 10 e 20 W com custos de 150, 250 e 480 dólares, incluindo uma garantia de 3 anos.

Amplificador de Áudio elimina o Capacitor Bypass

A National Semiconductor apresentou o LM4906, um amplificador de áudio que elimina a necessidade de um capacitor *bypass* conectado ao pino de referência de tensão. De acordo com a empresa, a nova arquitetura aumenta a rejeição de fonte (PSSR) e proporciona tempos mais curtos de comutação, tornando o dispositivo ideal para aplicações em aparelhos portáteis tais como telefones celulares e *notebooks*.

Projetado para aumentar a performance do sistema, o LM4906 é capaz de fornecer uma potência de 1 W em uma carga de 8 ohms ligada em ponte *BTL, com uma distorção harmônica menor do que 1% mais ruído (THD+N) a partir de uma fonte de alimentação de 5 V. O LM4906 possui seleção de ganho interna de 6 ou 12 dB, e não necessita nem de capacitores de acoplamento ou *bootstrap*.

O LM4906 possui ainda circuitos de *pop* e *click* que eliminam o ruído quando ele é ligado ou desligado. Adicionalmente, ele tem um baixo consumo no modo *shutdown* e um sistema de proteção térmica. Ele está disponível em invólucro SOIC miniatura.

Nova série de chips híbridos da Motorola

Com o objetivo de ampliar a atuação no mercado industrial e automotivo, a Motorola lançou sua terceira série de chips híbridos (microcontrolador e DSP). "A tecnologia híbrida é um caminho sem volta", comentou Victor Barrios, engenheiro de aplicação da Motorola que veio ao Brasil especialmente para o lançamento da série na Universidade de São Paulo. No local também foi realizado o treinamento para professores e engenheiros na arquitetura DSP 56801.

Batizada de 56F8300 e seguindo a tradição da empresa, a série é apresentada juntamente com um caso de aplicação. Humberto de Souza, presidente da Energy-Sat, apresentou a aplicação do chip nos nobreaks da linha "Oops" da FIC. Segundo ele, a aplicação da linha 56F8300 nos nobreaks proporcionou uma resposta mais rápida à queda de energia, assim como um melhor monitoramento e gerenciamento do sistema. Barrios destacou os dois motivos principais para o lançamento dessa série: facilidades de um microcontrolador combinado com o poder de um DSP; e o sistema de remanejamento de energia.

Características técnicas: A nova série combina processamento de sinal, memória flash e alta velocidade em um componente de 16 bits - características que permitem a projetistas industriais e automotivos usarem os novos chips em aplicações que, anteriormente, eram restritas ao domínio dos microcontroladores de 32 bits. Os seis primeiros integrantes da família 56F8300 já estão disponíveis para protótipo. Eles trazem memória flash de 32 kB a 256 kB; características de temperatura expandida (de - 40 a 125 graus Celsius); configurações I/O (input/output) de uso geral variando entre 21 a 62 I/O; e execução de códigos em até 60 MIPS (milhões de instruções por segundo) sem utilizar nenhuma tecnologia de aceleração.

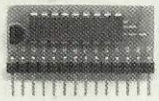


Humberto: resposta mais rápida à queda de energia.

Basic Step
O microcontrolador que fala a sua língua

Agora 2 X mais rápido

Comandos em português e inglês.
Linguagem Basic
8 entradas e saídas
Baixo consumo



Diversos artigos na Mecatrônica Fácil.
Compilador gratuito e fórum para troca de experiências na nossa homepage

Tato Equip. Eletrônicos (011) 5506-5335
http://www.tato.ind.br Rua Ipurinás, 164

KELETRON / FONTAT

TRANSFORMADORES PARA LINHAS DE SOM AMBIENTE E PROFISSIONAL
Linhas de 8Z - Linhas de 500Z
Linhas de 70V - Linhas de 210V
Linhas Profissionais de 100Z

Rua Comandante Salgado 120
16400-165 - LINS - SP
Tel:(14) 3522 2428 - Fax:(14) 3522 7066
Email: yojikonda@yojikonda.com

Saiba tudo sobre transformadores para som ambiente acessando o nosso site:
www.yojikonda.com

KITS 8051, ATMEL

-Kit8051 -R$149,00*

Vem com ATMEL AT89S8252 com 8 K Flash e 2K de E2PROM, saídas serial RS 232 e I/O mapeado e grava ISP pela paralela do PC. (gravador do AT89S8252)- **Periféricos com I/O mapeado:**



- LCD* R$ 59,00
- Fonte R$ 23,00
- Teclado* (16 teclas) R$ 38,00

Kits do autor do Livro
"Microcontrolador 8051 Detalhado"
* NÃO INCLUI FONTE DE ALIMENTAÇÃO E DESPESAS DE ENVIO

COMPRE PELO NOSSO SITE
WWW.MICROCONTROLADOR.COM.BR

CIRCUITOS IMPRESSOS

DEPTO PROTÓTIPOS
CIRCUITOS IMPRESSOS CONVENCIONAIS
PLACAS EM FENOLITE, COMPOSITE OU FIBRA
EXCELENTES PRAZOS DE ENTREGA PARA PEQUENAS PRODUÇÕES
RECEBEMOS SEU ARQUIVO VIA E-MAIL

PRODUÇÕES
FURAÇÃO POR CNC
PLACAS VINCADAS, ESTAMPADAS OU FREZADAS
CORROSÃO AUTOMATIZADA (ESTEIRA)
DEPARTAMENTO TÉCNICO À SUA DISPOSIÇÃO
ENTREGAS PROGRAMADAS
SOLICITE REPRESENTANTE

TEC-CI CIRCUITOS IMPRESSOS
RUA VILELA, 588 - CEP: 03314-000 - SP
PABX: (0xx11) 6192-2144 / 6192-5484 / 6192-3484
E-mail: circuitoimpresso@tec-ci.com.br
Site: www.tec-ci.com.br

GRÁTIS

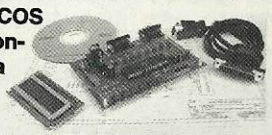
CATÁLOGO DE ESQUEMAS E DE MANUAIS DE SERVIÇO

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

ALV Apoio Técnico Eletrônico
Caixa Postal 79306 - São João de Meriti - RJ
CEP.: 25501-970 ou pelo Tel.: **(21) 2756-1013**

MICROCONTROLADORES 8051

KITS DIDÁTICOS para microcontroladores da família 8051, conversores serial RS-232 para RS-485, programadores para (89C51, 89C52, 89S8252 e 89S53), Módulos GPS, Conversor Serial RS-232 para Ethernet.



Despachamos para todo o Brasil via SEDEX dos correios

ABC microcontrolador
Faça download de Datasheets no Site:
www.eletronicaonline.com
Vendas no site:
www.aldevan.com.br



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