

ELETRÔNICA

http://twitter.com/editora_saber

Industrial

Controle de Motores

Algoritmos Complexos
para Microcontroladores
XMC4000, da Infineon



Kinetis

Estudo de
Aplicações
Parte 1



Condicionamento de Sinais
Analógicos e Sensores

Medindo o Aterramento Elétrico

Antenas: Ganho, Eficiência
e Polarização

Curso de Labview - Parte 8

**MICROCONTROLADORES FLASH
DE BAIXO CUSTO**



HOLTEK LANÇA NOVA SÉRIE HT66Fxx - HT68Fxx

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

CARACTERÍSTICAS:

- Arquitetura RISC – Ótimo Desempenho;
- Memória de Programa Flash de 1 Kbyte a 12 Kbytes;
- Memória de Dados RAM de 64 bytes a 576 bytes;
- EEPROM de 32 bytes a 256 bytes;
- Disponibilidade de 18 a 50 portas I/Os;
- Encapsulamentos disponíveis: 16DIP/NSOP/SSOP, 20DIP/SOP/SSOP, 24SKDIP/SOP/SSOP, 28SKDIP/SOP/SSOP, 44QFP, 40/48QFN;
- Interface SPI/I²C, UART, USB
- A/D de 12 bit para HT66Fxx
- Excelente para aplicações em áreas de eletroeletrônicos, segurança, automação industrial, automotiva, produtos de consumo, etc.

Visite o site da Holtek e conheça toda linha:
WWW.HOLTEK.COM

HOLTEK 

ANYTEK
conectores

 **FORDATA**
FOR DATA DISPLAY

módulos RF
WENSHING 

 **GlobalSat**
Wired by Wireless

 **A PLUS**
Cl reproduzidor de sons

FAGOR 

 **SIMCom**
A company of SIM Tech

 **Cika**
Eletrônica

Seu Distribuidor de Componentes Eletrônicos

Tel.: 55 11 2693-6428 / Fax: 55 11 2693-8805
vendas@cikaeletronica.com
www.cikaeletronica.com



Editora Saber Ltda.

Diretor

Hélio Fittipaldi

SABER
ELETRÔNICA

www.sabereletronica.com.br

twitter.com/editora_saber

Editor e Diretor Responsável

Hélio Fittipaldi

Conselho Editorial

João Antonio Zuffo

Redação

Augusto Heiss

Revisão Técnica

Eutíquio Lopez

Designers

Carlos C. Tartagliani,

Diego M. Gomes

Publicidade

Caroline Ferreira

Colaboradores

Alexandre Capelli,

Carlos Galuzio,

César Cassiolato,

Dante J. S. Conti,

Edriano Carlos de Araújo,

Eutíquio Lopez,

Luís Fernando F. Bernabe,

Mike Copeland,

Newton C. Braga,

Roberto Remaili,

Vinicius Costa

PARA ANUNCIAR: (11) 2095-5339

publicidade@editorasaber.com.br

Capa

Arquivo Editora Saber

Impressão

Gráfica Ideal.

Distribuição

Brasil: DINAP

Portugal: Logista Portugal tel.: 121-9267 800

ASSINATURAS

www.sabereletronica.com.br

fone: (11) 2095-5335 / fax: (11) 2098-3366

atendimento das 8:30 às 17:30h

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

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

Associada da:

anatec
www.anatec.org.br

Associação Nacional das Editoras de Publicações Técnicas, Dirigidas e Especializadas

48 anos

Esta edição marca os 48 anos que a publicação se dedica a divulgar conhecimentos sobre a eletrônica e a evolução da tecnologia. Foi assim, com este intuito, que adquirimos o título da Philips do Brasil, editora da revista até a edição nº 44.

Ela se iniciou com a tarefa de introduzir a “nova” tecnologia do transistor, em 1964, que sofria resistência do mercado em aceitá-la, pois o uso da válvula era o costume e não havia dificuldades para entendê-la.

A partir daí, a revista sempre foi a introdutora da nova tecnologia até os dias de hoje, onde a Tecnologia de Montagem em Superfície (SMT) com os seus componentes SMDs, a cada dia que passa, domina as montagens em placas de circuito impresso.

Em 1986 iniciamos a publicação de uma série de artigos traduzidos sobre SMT, de autoria da Philips holandesa, que acabou sendo o documento-base para a norma brasileira sobre este assunto.

Por incrível que pareça, 26 anos após esta publicação e com os fabricantes de semicondutores lançando os seus produtos em SMT, as escolas ainda não ensinam seus alunos a manusearem estações de montagem e retrabalho para SMDs.

Muitos acreditam que é simplesmente adquirir uma estação, ligá-la e passar a montar como sempre fizeram com a antiga tecnologia, mas isto não é tão fácil assim. Publicamos há cerca de um ano uma série de três artigos, escritos pelo professor Luis Fernando Bernabe. O que notamos foi que havia uma séria deficiência nesta área, e nem mesmo as escolas tradicionais ensinavam esta técnica em seus cursos.

Assim sendo, para contribuir com o mercado, resolvemos implantar o treinamento aos sábados nas dependências da Editora Saber. O primeiro já está em andamento e o programa para os próximos será divulgado em breve.

Submissões de Artigos

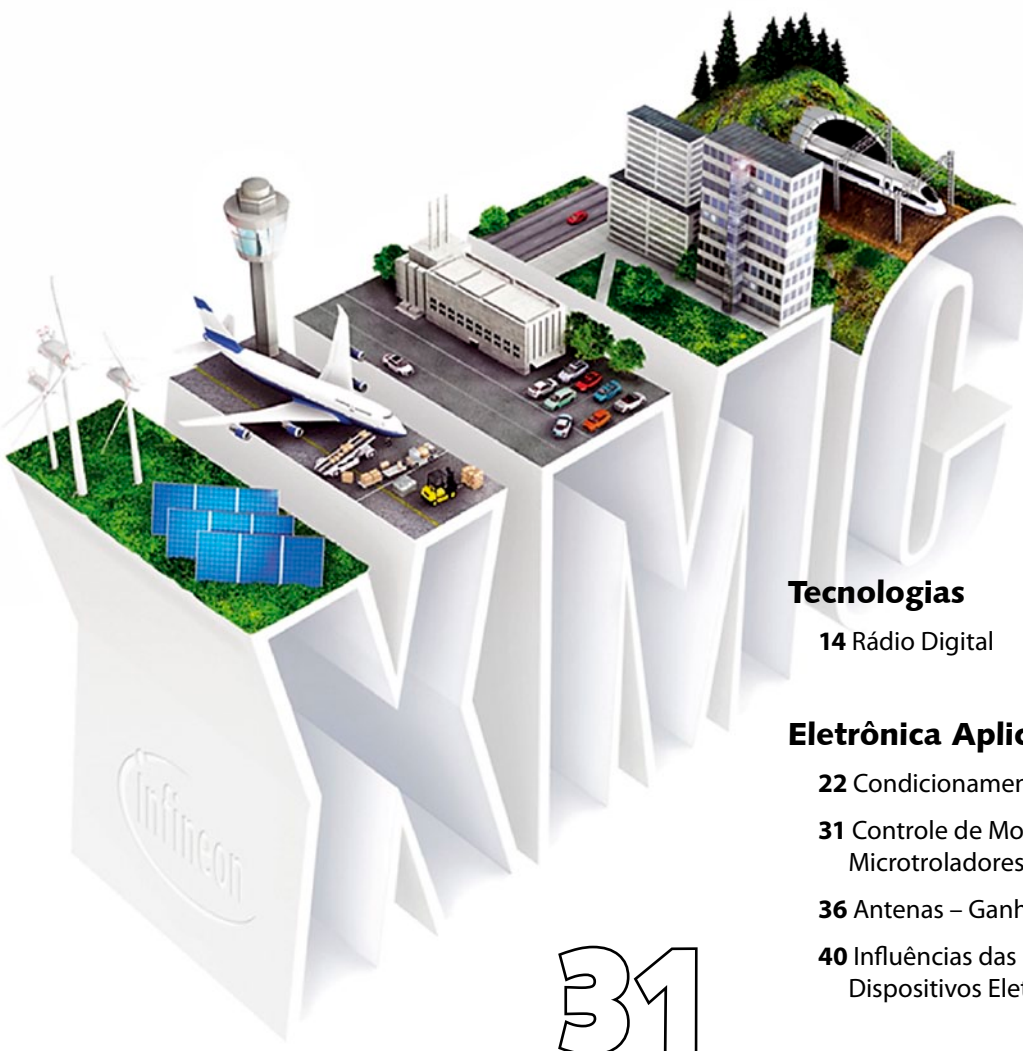
Artigos de nossos leitores, parceiros e especialistas do setor serão bem-vindos em nossa revista. Vamos analisar cada apresentação e determinar a sua aptidão para a publicação na Revista Saber Eletrônica. Iremos trabalhar com afinco em cada etapa do processo de submissão para assegurar um fluxo de trabalho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

Atendimento ao Leitor: atendimento@sabereletronica.com.br

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



Hélio Fittipaldi



Tecnologias

14 Rádio Digital

Eletrônica Aplicada

22 Condicionamento de Sinais Analógicos e Sensores

31 Controle de Motores – Algoritmos Complexos para Microcontroladores XMC4000, da Infineon

36 Antenas – Ganho, Eficiência e Polarização

40 Influências das Harmônicas na Alimentação de Dispositivos Eletrônicos

Microcontroladores

44 Os Microcontroladores Kinetis, da Freescale – Parte 1

Instrumentação

51 Medindo o Aterramento Elétrico

56 Labview: Aprenda na Prática – Parte 8

Circuitos Práticos

60 10 Osciladores com Amplificadores Operacionais



Índice de anunciantes

Novasaber	05
Globtek	09
Blucolor	11
Univ. Gama Filho	13

RF Tech	21
Tato	29
Keystone	49

Cika	Capa 02
Infineon	Capa 03
National Instruments	Capa 04

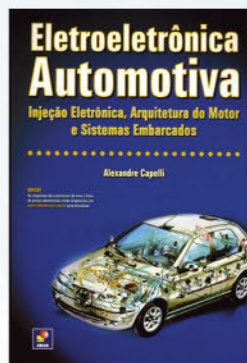
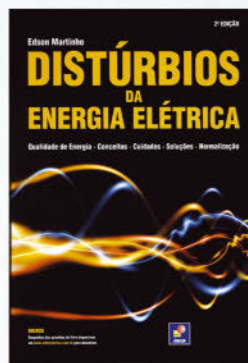
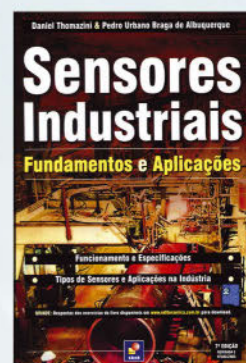
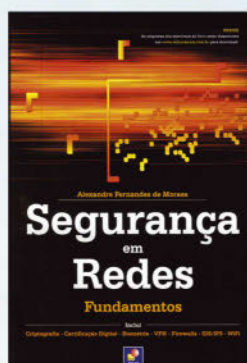
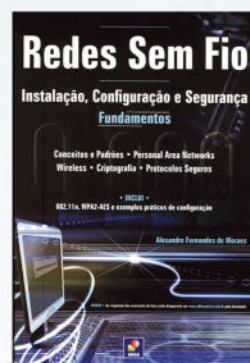
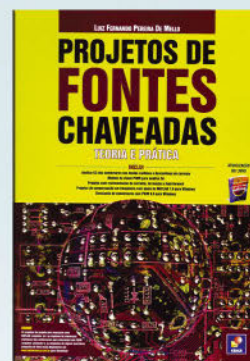
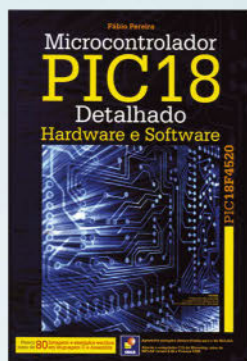
Editorial

03

Acontece

06

Ótimos livros por um excelente preço



A Texas Instruments reduz o consumo com sua nova plataforma MCU "Wolverine"

Imagine um dispositivo em forma de anel que permita a interação intuitiva, sem toque, com o mundo digital apenas pelo movimento de seus dedos. Imagine um painel solar do tamanho de um microcontrolador que permita inteligência ambiental em qualquer edifício. Imagine integrar capacidades de sensibilidade ao monóxido de carbono, controle de termostato e segurança biométrica a um detector de fumaça, sem aumentar o seu tamanho. Este mundo mais inteligente, mais verde e sem baterias está rapidamente tornando-se realidade com a plataforma de microcontroladores de baixa potência da Texas Instruments Incorporated.

Batizada internamente de "Wolverine", por sua tecnologia agressiva de economia de energia, esta plataforma de microcontroladores MSP430 de baixíssima potência oferece consumo 50% inferior a qualquer microcontrolador do segmento (360 nA em modo *real-time clock* (RTC) e menos de 100 μ A/MHz em modo ativo). Os primeiros dispositivos baseados nesta plataforma estarão na série MSP430FR58xx, com disponibilidade programada para junho de 2012.

"Dispositivos de uso diário, como medidores de glicose e detectores de fumaça, estão demonstrando níveis de desempenho cada vez maiores, com longevidade de bateria de 10 a 20 anos, e esta tendência está se espalhando por uma infinidade de aplicações", disse Kevin Wang, analista-chefe da iSuppli na China. "A arquitetura revolucionária de baixa potência, da Wolverine, está determinando um novo padrão para o setor e permitirá a proliferação dos produtos de baixa potência. Dos produtos de consumo aos setores médico e industrial, o céu é o limite."

A plataforma com o mais baixo consumo do mercado

A plataforma "Wolverine" oferece o menor nível de consumo de energia em qualquer caso de uso, se comparada a qualquer microcontrolador do setor – o menor consumo em modo ativo, em *standby* e de memória e periféri-

cos. Por exemplo, as aplicações típicas alimentadas a bateria gastam até 99,9% do seu tempo em modo *standby*, e os microcontroladores baseados na "Wolverine" consomem apenas 360 nA em modo *standby*, o que permite dobrar o tempo de vida útil da bateria. A Texas Instruments continua com seu legado de pioneirismo nas últimas tecnologias de baixo consumo com a arquitetura de sistema e a tecnologia de baixíssimo consumo da plataforma de microcontroladores "Wolverine".

Veja na **figura** os novos níveis de baixíssimo consumo de potência alcançados com o uso da *Wolverine MCU Platform* para os microcontroladores MSP430.

Tecnologia de fabricação ULL (Ultra-Low-Leakage)

A TI desenvolveu esta tecnologia ULL que oferece uma redução de 10x na corrente de fuga e melhoria com as capacidades otimizadas de sinais mistos. A aprimorada tecnologia de fabricação de 130 nm, a arquitetura de ultrabaixa potência do MSP430 e mais de 30 componentes analógicos e digitais com potência otimizada são alguns dos elementos integrados que, combinados, geram uma drástica redução do consumo de energia.

Observe, a seguir, alguns dos ganhos alcançados pela TI com sua tecnologia

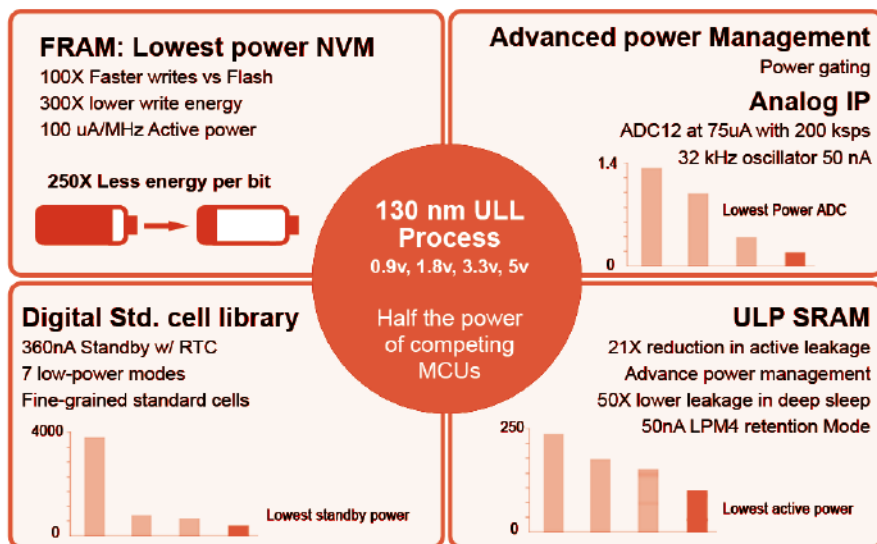
Ultra-Low-Leakage de 130 nm com referência aos μ Cs MSP430:

- Consumo de energia em modo Ativo: abaixo de 100 μ A/MHz
- Consumo em modo Standby: abaixo de 400 nA com RTC e proteção *brown-out*.
- 250x menos de energia por bit com memória FRAM
- Menos de 7 μ s para passar do modo Standby para o modo Ativo.

Memória FRAM unificada

Tirando vantagem da FRAM, a memória de menor consumo do mundo, os microcontroladores baseados na "Wolverine" podem operar com menos de 100 μ A/MHz em modo ativo, e consumir 250x menos energia por bit, se comparados aos microcontroladores utilizando Flash e EEPROM. Além destas vantagens de potência, a FRAM é 100% não volátil, o que oferece aos desenvolvedores baixo consumo, velocidade e flexibilidade de SRAM ao mesmo tempo que retém a capacidade-chave de armazenamento *no-power* da Flash. Os clientes não estão limitados às proporções específicas de "memória para dados" inerente aos sistemas integrados tradicionais – eles podem mudar esta proporção a qualquer momento no ciclo de *design*.

Na **tabela** é apresentado um quadro comparativo entre as diversas tecno-



logias de memória não volátil (FRAM x SRAM x EEPROM x Flash).

Facilitando o trabalho dos desenvolvedores

A plataforma MSP430 da Texas Instruments tem sido a líder em baixa potência por mais de uma década. Esta nova arquitetura de potência ultrabaixa (da Wolverine) reduz dramaticamente

o consumo de energia com um tempo de despertar de 6,5 μ s e periféricos de alta precisão com gerenciamento interno de potência e um conversor analógico- digital (ADC) de 12 bits com 75 μ A. Todos os microcontroladores da Texas Instruments também são valorizados pelo software e pacote de recursos **MSP430Ware™**, bem como pelas ferramentas de software

para otimização do código de baixa potência. O MSP430Ware permite aos desenvolvedores acessarem de forma imediata e filtrarem facilmente todos os recursos de projeto do microcontrolador MSP430 por dispositivo, ferramenta ou biblioteca de software para simplificar de forma significativa o projeto e diminuir os prazos até o seu lançamento.

	FRAM	SRAM	EEPROM	Flash
Non-volatile Retains data without power	Yes	No	Yes	Yes
Write speeds (13 KB)	10ms	<10ms	2 sec	1 sec
Average active power (μ A/MHz)	100	<60	50mA+	260
Write Endurance	100 trillion+	Unlimited	100.000	10.000
Dynamic Bit-wise programmable	Yes	Yes	No	No
Unified memory Flexible code and data partitioning	Yes	No	No	No

Produtos

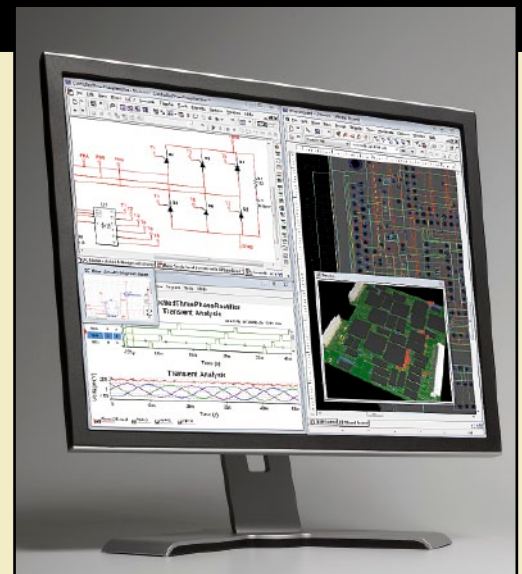
NI Multisim 12.0 oferece solução completa para otimizar o desempenho dos circuitos profissionais

A National Instruments lançou o Multisim 12.0, com edições especiais para o projeto de circuitos e o ensino da eletrônica. O Multisim 12.0 Professional Edition é baseado na simulação SPICE padrão da indústria e otimizado para proporcionar a máxima usabilidade. Os engenheiros podem melhorar o desempenho do projeto de suas aplicações, minimizando erros e iterações com o protótipo, usando as ferramentas de simulação do Multisim, que incluem análises customizáveis desenvolvidas no software de desenvolvimento de sistemas NI LabVIEW, análises SPICES padronizados e instrumentos de medição de uso intuitivo.

O Multisim 12.0 também oferece uma integração sem precedentes com o LabVIEW para a simulação de malha fechada de sistemas analógicos e digitais. Seguindo essa abordagem totalmente nova de projeto, os engenheiros podem validar a lógica de controle digital de FPGAs (*field-programmable gate arrays*) juntamente com os circuitos analógicos (como, por exemplo, as aplicações de potência) antes de concluírem o estágio de simulação em seus computadores. O Multisim Professional Edition é otimizado para atender os requisitos do ro-

teamento de *layouts* e *rapid prototyping*, possibilitando a integração perfeita com o hardware da National Instruments, como as plataformas FPGA de E/S reconfiguráveis (RIO) e as plataformas PXI para a validação de protótipos.

O Multisim 12.0 Education Edition incorpora recursos especializados de ensino e uma solução completa de hardware, com livros-texto e materiais didáticos. Esse sistema integrado ajuda os educadores a engajar os estudantes e reforçar a teoria de circuitos com uma abordagem prática e interativa para a pesquisa do comportamento dos circuitos. Com a inclusão de novos recursos, o Multisim 12.0 agora pode também tornar mais claros para os estudantes os tópicos de mecatrônica, eletrônica de potência e digital, disseminando o uso desse ambiente por todos os cursos de engenharia. Amplamente implementado nas universidades, os colégios técnicos e tecnológicos também escolheram o Multisim por seus componentes interativos, simulação de instrumentos e a integração às plataformas de hardware educacional NI Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite (NI Elvis) e NI myDAQ.



“Dando aos estudantes acesso às mesmas ferramentas que eles usarão como profissionais, eliminamos as barreiras que tornam a engenharia pesada ou abstrata demais”, afirmou Dave Wilson, diretor de programas de proficiência da National Instruments. “A versão mais recente do Multisim introduz funções poderosas em um formato tão intuitivo que os engenheiros, da indústria ou em treinamento, não mais precisam se preocupar com a ferramenta, podendo se concentrar em suas aplicações.”

Expansão global constrói sucesso forte no Brasil ao longo dos últimos 10 anos

A Renesas Electronics Corp., fabricante japonesa de soluções avançadas em semicondutores, inaugurou em São Paulo a Renesas Eletrônica Brasil-Serviços Ltda., uma subsidiária da Renesas Electronics America. Os representantes da empresa no Japão, o Vice-Presidente de MCUs Toshihide Tsuboi, o Vice-Presidente de Vendas Tetsuro Kitano e o CEO Ali Sebt dos Estados Unidos da América, bem como clientes e parceiros do setor estiveram presentes na cerimônia de abertura. Esta subsidiária irá reforçar o apoio da Renesas para a região da América do Sul através de promoção de vendas local e suporte técnico, e também oferecer um sistema regional com *expertise* em solução para desenvolvimento de projetos.

Nos últimos 10 anos, trabalhando juntamente com o seu representante local de vendas e distribuidores, a Renesas tem experimentado forte adoção de suas soluções de sinalização no Brasil, especialmente nos mercados automotivo e industrial. Agora, a empresa tem um forte desejo de expandir sua presença global para buscar o crescimento fora do Japão. Com planos de maior investimento para o mercado brasileiro, estabelece um relacionamento mais estreito com clientes e parceiros na região. Assim, a nova subsidiária visa aumentar a sua participação no mercado de MCUs e dispositivos de energia.

A Saber Eletrônica esteve presente na inauguração e registrou na abertura as informações do sr. Tetsuro Kitano, vice-presidente sênior da Renesas Electronics Corporation, que disse:

“Estamos satisfeitos em expandir nossas operações na América do Sul com a nossa nova subsidiária. Vimos uma grande promessa neste mercado e acreditamos que este novo investimento demonstra nosso compromisso com os clientes e parceiros no Brasil. No futuro, pretendemos oferecer maiores benefícios e recursos para os nossos clientes aqui, expandindo o nosso ecossistema e criação de parcerias locais com *design houses* independentes, fabricantes, universidades e centros de P & D”. Ali Sebt, CEO da Renesas Electronics America, a quem está subordinada a unidade brasileira, iniciou dizendo: “Eu sempre me

impressionei com as inovações desenvolvidas pela comunidade de engenharia no Brasil, especialmente de setores como o automotivo, eletrodomésticos, controle de motores e de medidores inteligentes. É uma grande satisfação fornecer aqui no Brasil MCUs (microcontroladores) e soluções de semicondutores de energia para produtos que permitem uma melhor interação das pessoas com seus equipamentos eletrônicos de forma mais eficiente, prática, segura, inteligente e intuitiva.”

Perguntamos ao CEO Ali Sebt, em entrevista exclusiva à Saber Eletrônica, como a Renesas do Japão conseguiu apesar dos grandes danos sofridos pelo terrível terremoto seguido de tsunami, atender seus clientes no prazo. A resposta nos surpreendeu, pois eles contaram com a ajuda não só dos funcionários e clientes como até dos concorrentes como a Samsung. A sala limpa foi reerguida em dois meses com a ajuda de mais de dois mil parceiros trabalhando 24 h. Em sistemas embarcados as vendas dos concorrentes dependem um do outro, senão a produção para e ninguém vende. Além disso, a Renesas tem sua produção em outras plantas.

Sobre uma futura produção aqui no Brasil, tivemos a resposta que está se tornando comum em nosso meio, que é: o nosso ecossistema não propicia várias condições no momento, como volume de consumo alto, fornecedores, energia barata e de qualidade, impostos menores, burocracia, etc. Sebt nos apresentou um gráfico mostrando uma pesquisa encomendada à Gartner (veja abaixo), onde a Renesas aparece como a maior fornecedora de microcontroladores

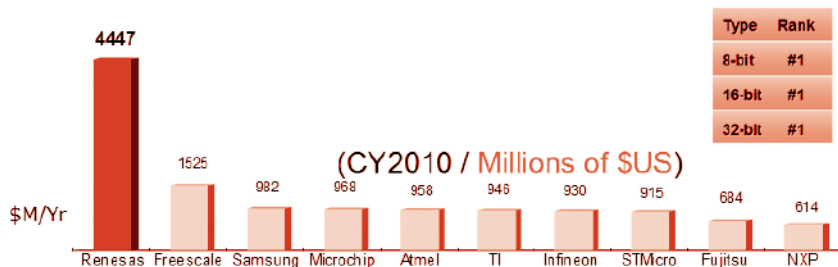
do mundo computando os MCUs de 8,16 e 32 bits e a 2ª colocada é a Freescale com quase 1/3. Neste momento o sr. Toshihide interveio e disse que três são as razões deste sucesso: A primeira é a grande variedade de microcontroladores, a segunda é o baixíssimo consumo de energia e a terceira é o programa de zero defeitos e a alta qualidade dos seus produtos.

A Renesas foi fundada pela união da Mitsubishi que controla 25% das ações e a Hitachi com 31%. Recentemente, entrou a NEC que detém 34% da sociedade. Atualmente, segundo a empresa, tem uma participação mundial de mercado no setor automobilístico de 44% que representa cerca de US\$ 2,2 bilhões de dólares/ano. Para o ano de 2012 prevêem faturar no Japão 40% das receitas totais, e 60% nos outros países.

Do seu faturamento total, 25% é na área automotiva, 20% é na área de eletroeletrônicos de consumo, 10% na área de comunicação onde se inclui de celulares a periféricos de rede, 10% de equipamentos Industriais e 10% de PC e periféricos. A Renesas Electronics Brasil é comandada por Huélquis R. Fernandes, profissional com experiência nesta área e que já passou, entre outras empresas, por Freescale e STMicro Electronics. Com a inauguração a Renesas Electronics Brasil também lançou um site em Português, <http://br.renesas.com>. O novo escritório está localizado na zona sul de São Paulo, na Av. Ibirapuera, nº 2907 – cj. 1511 – CEP 04029-200, tel.: 11 5041-8263 e é composto por marketing de produto, engenharia de aplicativos e engenharia de aplicação em campo.

Ranking Mundial de vendas de Microcontroladores.

O nº 1 possui 29% de participação em vendas (Gráfico fornecido pela Renesas)



Source: Gartner



Da esquerda para direita: Ritesh Tyagi - Diretor de Marketing/Renesas America; Ali Sebt - CEO/Renesas America; Toshihide Tsuboi - Vice-Presidente de MCUs/Renesas Japão e Tetsuro Kitano - Vice-presidente de vendas/Renesas Japão.



Huélquis R. Fernandes - Gerente de Marketing/Renesas Electronics Brasil.



Huélquis R. Fernandes e a equipe da Renesas no Brasil.

Necessita de Soluções Rápidas e Personalizadas de Energia?

Pense GlobTek!



Os engenheiros do Centro de Projetos da GlobTek em New Jersey podem criar rapidamente um sistema de energia rentável e sob medida para o seu equipamento. Nossas fontes de alimentação personalizadas não apenas fornecem a solução que você necessita, nós garantimos que o seu equipamento atenderá todos os padrões e regulamentos aplicáveis e que será produzido e entregue em tempo hábil.

Na GlobTek produzimos soluções personalizadas de energia em instalações próprias nos EUA e na China, garantindo entrega rápida, qualidade consistente e desempenho confiável com ótimo preço!



Ligue para +1.201.784.1000 e fale com um engenheiro sobre as suas necessidades, ou visite www.globtek.com para saber mais.



www.globtek.com



A Texas Instruments apresenta os primeiros Sensores AFE de gás e pH, configuráveis

A empresa norte-americana acaba de anunciar o lançamento de dois componentes AFE configuráveis que provêm uma solução modular fácil de utilizar, de modo a preencher o *gap* existente até agora entre o microprocessador e o sensor. Os engenheiros de projeto poderão reduzir significativamente seus tempos de desenvolvimento com o uso de um único AFE (*analog front end*) através de múltiplas plataformas de sensores de gás (NDIR: *nondispersive infrared*) e de pH, ao invés de terem que projetar diversas soluções discretas e complexas, separadamente.

Os AFEs contam com o software da Texas “WEBENCH Sensor AFE Designer” e o mais avançado sistema de desenvolvimento de bancada. Essas ferramentas permitem que os engenheiros escolham um sensor, projetem e configurem a solução e, então, baixem os dados de configuração do sensor AFE para uma imediata prototipagem. Para obter mais informações e solicitar amostras, acesse www.ti.com/sensorafe-pr.

O componente LMP91050 NDIR Gas Sensing AFE, altamente integrado, suporta múltiplos sensores de termopilhas para: NDIR sensing, monitoração interna de CO₂, ventilação com controle de demanda, HVAC, análise de hálito alcoólico, monitoração de gases de efeito estufa e detecção de freón.

O componente LMP91200 – AFE de sensoramento de pH – altamente integrado, suporta 2 eletrodos sensores de pH utilizados em plataformas analisadoras para monitoramento de emissões, monitoração da qualidade da água e vapor, usinas químicas e petroquímicas, processamento de alimentos, e muito mais.

Principais características e vantagens do LMP91050 – NDIR Gas Sensing AFE

Solução completa para sensoramento de gás: o AFE integra um amplificador de ganho programável (PGA), um circuito

de cancelamento de offset “dark phase”, um gerador modo-comum ajustável e uma interface SPI com a finalidade de simplificar o projeto do sistema.

Amplificador de ganho programável: caracterizado por faixas de baixo e alto ganho, o que permite a utilização de termopilhas com diferentes sensibilidades.

Performance bem especificada: um baixo drift de ganho = 100 ppm / °C (máximo); drift de offset de saída = 1,2 mV / °C; variação do atraso de fase = 500 ns; baixo ruído até 0,1 µVrms (entre 0,1 e 10 Hz); e uma faixa de temperatura de operação entre -40°C e +105°C proporcionam um desempenho otimizado para o sistema.

Pequeno fator de forma: a integração reduz o seu invólucro para 3 mm x 4,9 mm, viabilizando a obtenção de produtos finais com menores dimensões.

Principais características e vantagens do LMP91200 – pH Sensing AFE

Solução completa para sensoramento de pH: o AFE integra um amplificador PGA, um buffer pH com baixíssima corrente de entrada, guarda de sinal, calibração de temperatura e medidas, circuitos de diagnóstico e gerador modo-comum, o que permite o uso de um *chip* único para interfacear a maioria dos sensores de pH atuais.

Confiabilidade e precisão maiores para o sistema: teste de sensor *on-board* garante conexão e funcionalidade apropriadas, e a baixíssima corrente de polarização de 0,4 pA (máxima) elevam a confiabilidade e precisão do sistema, enquanto também protegem os eletrodos pH durante os períodos sem alimentação.

Ampla faixa de operação: funciona de 1,8V até 5,5V nas temperaturas entre -40°C e +125°C, com garantia de uma baixa *lbias* de entrada do buffer pH em toda a faixa de funcionamento, o que oferece a máxima flexibilidade.

Pequeno fator de forma: a integração reduz o seu invólucro para 5 mm x 6,4

mm, possibilitando a obtenção de produtos finais com menores dimensões. A Texas Instruments oferece a cadeia completa de soluções para aplicações de sensoramento, permitindo que os engenheiros combinem componentes das seguintes famílias: Sensor AFE, Microcontrolador MSP430 de 16 bits e baixíssima potência, e transmissores 4 – 20 mA como os DAC161P997 e XTR117.

Disponibilidade e Encapsulamentos

Disponível atualmente em quantidade, o AFE de sensoramento de gás LMP91050 é oferecido num invólucro MSOP de 10 pinos, enquanto o AFE de sensoramento de pH LMP91200 é fornecido em invólucro TSSOP de 16 pinos.

Crescimento do Portfólio de Sensores AFE

Os componentes LMP91050 e LMP91200 juntam-se à seguinte família de sensores AFE da Texas:

LMP91000: Sensor AFE químico/ de gás, de baixa potência, que oferece polarização ajustável (*sensor drive*), sensibilidade e larga faixa dinâmica. É indicado para aplicações de monitoração de gases tóxicos (baseadas em eletroquímica).

LMP90100, LMP90099, LMP90098 e LMP90097: São sensores AFE multicanais de 24 bits com calibração de fundo (*background*) contínua para aplicações em medidas de temperatura, pressão, carga e tensão. Cada AFE oferece um leque diferente de configurações de canal e fontes de corrente.

LMP90080, LMP90079, LMP90078 e LMP90077: São sensores AFE multicanais de 16 bits também com calibração contínua de *background* para aplicações de medições de temperatura, pressão, carga e tensão. Cada AFE oferece uma diferente seleção de configurações de canais e fontes de corrente.

Sistema de Medição inteligente estará disponível para 12 mil clientes da Copel

Este ano, 12 mil clientes da Copel - Companhia Paranaense de Energia - serão medidos e monitorados à distância através de um sistema de medição inteligente. Esses clientes fazem parte do chamado Grupo A, que são os maiores clientes da empresa. De acordo com João Acyr Bonat Junior, gerente do departamento de Medição e Perdas, esses clientes representam 48% do faturamento da Copel. "O objetivo principal do sistema é monitorar o fornecimento de energia, atuando de imediato nos casos de anomalias e prevenindo a ocorrência de procedimentos irregulares", destaca. Para uma concessionária de energia, fazer a leitura em tempo real do consumo pode trazer grandes benefícios e evitar prejuízos. "O investimento que está sendo feito no centro de operações de medição é de aproximadamente 12 milhões de reais e os benefícios serão percebidos rapidamente na qualidade do serviço prestado", relata Bonat.

A utilização de ferramentas de telecomunicações e de informática na distribuição de energia elétrica vão possibilitar uma maior eficiência do serviço, resultando numa diminuição das ocorrências de falta de energia e num restabelecimento mais rápido quando estas ocorrerem, além de permitir que novas fontes de energia, preferencialmente renováveis, possam ser ligadas à rede. Segundo Bonat, estas novas redes de energia, tecnológicas, são chamadas de redes inteligentes (*Smart Grids*) e serão o futuro da distribuição de energia elétrica no mundo.

Projetos-Piloto em andamento pretendem testar o Smart Grid

Em parceria com a Copel, a Smartgreen do Brasil está implantando no Bairro Água Verde, em Curitiba, uma rede multisserviços, que será instalada junto aos medidores residenciais e

corporativos. A tecnologia fará leituras, em tempo real, do consumo de energia. A rede multisserviços também vai gerenciar o sistema de iluminação pública.

Wilson Piccoli, diretor da Smartgreen do Brasil, explica que a integração melhora a gestão dos serviços. "Os moradores do Água Verde serão beneficiados, pois a tecnologia detecta lâmpadas apagadas, em tempo real, contribuindo para a segurança na região. Além disso, possibilitará que a Copel identifique um padrão de consumo do bairro em questão", ressalta Piccoli.

Outro projeto que a Copel está desenvolvendo é no município de Fazenda Rio Grande, Região Metropolitana de Curitiba, com a automação do sistema elétrico inteligente. "A ideia é verificar a eficácia do sistema, servindo de norte para as próximas ações da Companhia", finaliza Bonat.

Aumente seus conhecimentos em eletrônica e informática!

- Redes Neurais em Delphi
- Projetando com os Microcontroladores
- Iluminação
- Programando Microcontroladores PIC
- Programação em C e muito mais

Pedidos:
(11) 2095-5330



www.novasaber.com.br

Encontre **TODOS** os componentes em um só lugar

15 mil mais de produtos

12x em até sem juros no cartão

receba **em casa** com segurança

CUPOM DE DESCONTO Ao finalizar a compra, informe o código **SABER** no campo "cupom de desconto" e receba 10% de desconto na hora!

Aqui você encontra as melhores marcas:

www.blucolor.com.br

Cadastre-se e receba promoções e novidades por e-mail

Compre também pelo telefone: **47 3322.2221**

Fluke apresenta os Analisadores de Qualidade de Energia Trifásicos 430 série II

A Fluke Corporation, líder mundial em tecnologia portátil de teste e medição eletrônica apresenta o Analisador de Qualidade de Energia Trifásico Fluke 430 série II, principal ferramenta com algoritmo patenteado para medir desperdício de energia e quantificar custos. O 430 série II ajuda as empresas a reduzir o consumo de energia e melhorar o desempenho e duração de equipamentos eletromecânicos, fornecendo a justificação ROI para mitigar a distorção de qualidade de energia.

Anteriormente, apenas especialistas podiam calcular o quanto de energia havia sido desperdiçado devido a problemas com a qualidade de energia; concessionárias de energia podiam calcular o custo, mas o processo requerido de medição estava além do alcance da maior parte dos eletricitistas. Com a nova e patenteada função Unified Power do 430 série II, eletricitistas, técnicos de concessionárias de energia, engenheiros eletricitistas, técnicos de serviços em campo e consultores de energia podem automaticamente determinar o quanto de energia está sendo desperdiçado e calcular exatamente quais são os gastos extras de energia com uma única ferramenta.

Os Analisadores de Qualidade de Energia Fluke 430 série II permitem que as plantas verifiquem o impacto de eficiência energética, em aplicações de eletrônica de potência e sistemas de iluminação até controles de motores e HVAC. Enquanto os novos equipamentos consomem menos energia em instalações individuais, eles aumentam o nível de distúrbios na rede elétrica e na maior parte dos sistemas elétricos, aumentando o desperdício de energia devido aos harmônicos e reduzindo o total de economia de energia. O Fluke 430 série II calcula monetariamente custos do desperdício de energia.

O mais famoso Analisador de Qualidade de Energia está melhor

Há tempos o mais popular Analisador de Qualidade de Energia de três fases no mercado com exibição simultânea de diversos parâmetros e infinidade de recursos, o 430 Series II apresenta três

novos modelos de funções de medição, bem como melhorias de *hardware*, *software* e *firmware*. Os novos modelos têm até 32 GB (8 GB padrão) de memória, um cartão de memória SD de fácil troca/substituição e conectividade USB para aumentar a capacidade de registro de energia e rápido *download* de dados. A resolução da tela e a bateria estão ainda melhores e o software que acompanha foi redesenhado para dar aos usuários mais opções para analisar a qualidade e o consumo de energia. Ambos modelos são totalmente compatíveis com a norma internacional IEC 61000-4-30 e rigorosos padrões Classe-A. Cada um pode monitorar os sistemas com até dez parâmetros de qualidade de energia em uma única tela e pode gravar até 150 parâmetros em 4 fases simultaneamente, de acordo com a norma EN50160, e estão com classificação de segurança 600 V CATV CAT III IV/1000.

Nova Função de medição Unified Power

A partir de um primeiro algoritmo desenvolvido por Vicente Leon e Joaquín Montañana, da Universidade Politécnica de Valência como uma extensão do padrão IEEE 1459, a função Power patenteado Unified na Série 430 II foi desenvolvida em cooperação entre Fluke Corporation e engenheiros cientistas da Universidade de Valência. A função "Unified Power" marca a primeira vez que qualquer ferramenta de teste tem a capacidade de automaticamente quantificar o desperdício de energia por harmônicos e desequilíbrio, e introduzindo a estrutura tarifária de serviços públicos, o usuário pode até mesmo calcular o custo monetário da energia desperdiçada.

Inverter Efficiency

A função "Inverter Efficiency", da Série 430 II, mede simultaneamente a entrada e a saída de potência de inversores em sistemas solares, turbinas eólicas e fontes de alimentação, permitindo que o operador veja quanto de eletricidade o inversor consome e se ele está operando de for-



ma eficiente. As medições permitem aos operadores ajustarem as configurações ou fazerem uma substituição de uma unidade defeituosa.

Power Wave

O modelo 435 inclui a função "Power Wave", uma "captura rápida" do sinal que exhibe formas de onda de meio ciclo RMS de tensão e corrente com todos os detalhes para que os técnicos e engenheiros de manutenção de motor e gerador possam medir a interação durante as operações de chaveamento. Isso permite que os eletricitistas de instalações, prestadores de serviço e empreiteiras do setor elétrico, efetuem medições com uma ferramenta para diagnosticar perfis de carga e evitar falhas em motores e inversores durante o comissionamento e fases de *start ups*. Os modelos 430 da Série II incluem uma maleta de transporte, bateria tipo Li-Ion com até 10 horas de operação por carga, sondas de corrente, cabos de teste com cliques, carregador de bateria, cabo USB, e software PowerLog. Ambos os modelos estarão disponíveis a partir de janeiro de 2012. Para mais informações, visite: www.fluke.com.br.

Scanner de Cérebro com Smartphone

Demonstramos aqui um escâner cerebral com smartphone totalmente funcional, o qual consiste de um fone EEG de 14 canais, de baixo custo, com conexão sem fio para smartphone (Nokia N900). O aparelho possibilita monitoração EEG minimamente invasiva em ambientes naturais comuns.

O smartphone fornece uma interface baseada em toque com decodificação do estado do cérebro em tempo real e reconstrução 3D.

O Sistema

O nosso sistema provê um EEG totalmente portátil, baseado em um escâner cerebral com funcionamento em tempo real que inclui: liberação de estímulos, aquisição de dados, *logging*, decodificação do estado do cérebro e visualização da atividade em 3D. O software é executado em Qt. Os dados iniciais do EEG são obtidos de um Neuroheadset de 14 canais Emotiv, sem fio, o qual possui taxa de amostragem de 128 Hz e eletrodos posicionados em AF3, F7,

F3, FC5, T7, P7, O1, O2, P8, T8, FC6, F4, F8, AF4 (o sistema internacional 10-20).

O fone de ouvido transmite os dados do EEG a um módulo receptor conectado ao fone do Nokia N900. Os dados binários são decifrados diretamente no fone, filtrados e passados para o módulo de reconstrução de fonte, que produz as cores dos vértices do modelo para visualização. A reconstrução da fonte é realizada sobre uma quantidade de amostras (*default* sobre 16 amostras, resultando numa visualização de 8 Hz).

O atraso entre o sinal que aparece no fone de ouvido e aquele visualizado na tela

dependerá da janela de reconstrução de fonte usada, ficando entre 130 e 150 milissegundos para uma visualização de 8 Hz. A taxa de *frames* da visualização (realizada em OpenGL) está em torno de 30 fps.

O Vídeo

O vídeo mostra o escâner de cérebro com smartphone com o headset EEG de 14 canais Emotiv usado por uma pessoa e a reconstrução do cérebro em 3D, em tempo real; e também a visualização da atividade no smartphone N900: www.youtube.com/watch?v=i_66KAOzXhU&feature=player_embedded

Errata da edição 459:

Pág. 14 – Corrigir o título do artigo para “Uso da Termografia”

Pág. 64 e 65 – No texto de “Relaxação com Transistores Bipolares”: em lugar do termo figura 20, o certo é figura 21. Nesse mesmo texto, na pág. 65, também trocar figura 8 por figura 22 e figura 9 por figura 23.

Informática

Pós-Graduação Lato Sensu

SEU FUTURO
DEPENDE DAS
ESCOLHAS
QUE VOCÊ FAZ
NO PRESENTE



1º Semestre 2012

Cursos Presenciais e a Distância

- Análise e Projeto de Sistemas
- Engenharia e Arquitetura de Software
- Gestão da Segurança da Informação
- Gestão Estratégica da Tecnologia da Informação
- Informática Educativa
- Projeto e Gerência de Redes de Computadores
- Redes de Computadores com Ênfase em Redes sem Fio

Consulte em nosso site as datas disponíveis em sua cidade

Confira também os nossos cursos de Extensão Universitária



ESCOLHA COM CERTEZA

www.posugf.com.br

marketing@posugf.com.br
extensao@posugf.com.br

4062-0642 (ligação local)
São Paulo (11) 2714-5656
Rio de Janeiro (21) 2599-7136
Goiânia (62) 4052-0642
Bahia (71) 4062-8686
Todos os estados 0300 10 10 10 1

Rádio Digital

Terabits de informação cruzam o mundo a cada segundo, transportando voz, dados, imagens ou vídeo, passando por fibras ópticas, enlaces de rádio, cabos, ou via satélite.

Não importando o meio, os conceitos de transmissão envolvidos são basicamente os mesmos: atenuação, distorção, atraso de grupo, interferência intersimbólica, relação energia por bit/ruído etc.

Por envolver a maioria dos conceitos e ter diferentes aplicações, o rádio digital foi escolhido para ser analisado em detalhe. O diagrama de blocos de um transmissor e receptor estão desenhados na figura 1.

Visão Geral

Em uma placa de circuitos digitais contendo portas lógicas os sinais obedecem ao padrão TTL, ou seja, possuem um nível DC e bordas abruptas de subida e descida, confinando a energia de um bit em uma janela finita no tempo (figura 2). Esse confinamento no tempo implica em uma grande ocupação do espectro.

Na transmissão de sinais, principalmente por rádio, há outros usuários transmitindo informações em canais adjacentes, o que, portanto, obriga cada usuário a usar uma parcela limitada do espectro de frequências para que todos possam realizar suas transmissões sem interferência. Essa limitação em frequência (banda ocupada pelo sinal) provoca um espalhamento da energia do pulso no domínio do tempo (figura 3).

Outro conceito importante é que símbolos, não bits, são transmitidos, e que os mesmos podem significar mais de um bit, dependendo do tipo de modulação. Devido ao espalhamento da energia no tempo, parte da energia de um símbolo invade a janela de tempo de outros símbolos posteriores, podendo causar uma detecção errada dos valores dos mesmos, o que é chamado de interferência intersimbólica (IIS).

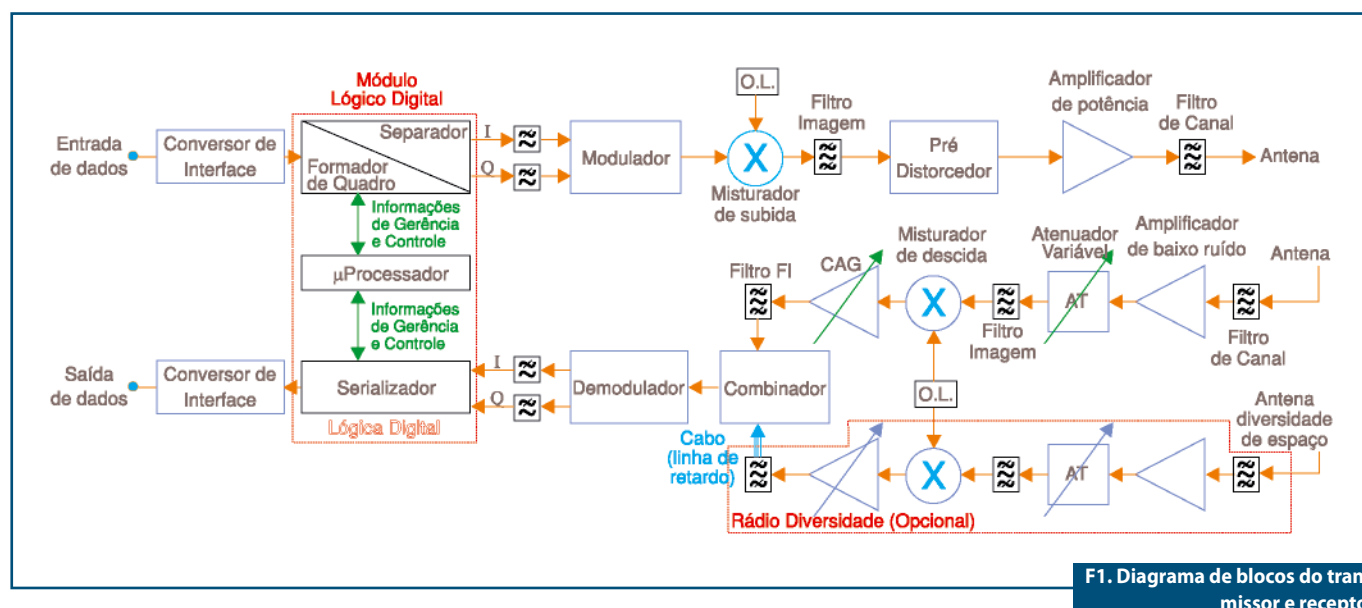
Nyquist criou alguns critérios que se obedecidos minimizam a IIS, sendo o principal, o seguinte:

“O símbolo tem seu formato tal que possui amplitude não nula no seu instante de amostragem, e possui amplitude nula nos instantes de amostragem dos outros símbolos.”

Vários tipos de pulsos seguem esta regra, porém, para minimizar os problemas de jitter são escolhidos pulsos que possuem um rápido decaimento da amplitude no tempo, sendo na prática utilizado o pulso cujo espectro é comumente chamado de “cosseno levantado” (figura 4).

Em transmissão ponto a ponto, onde os equipamentos transmissor e receptor são sempre do mesmo fabricante, a distribuição da filtragem do sinal é livre, tendo como única preocupação que na detecção o sinal possua o espectro do cosseno levantado.

Em transmissão do tipo telefonia celular, onde o transmissor (ERB / telefone móvel) é de um fabricante e o receptor (telefone móvel / ERB) é de outro fabricante convencionou-se dividir a filtragem



F1. Diagrama de blocos do transmissor e receptor.

igualmente entre os dois equipamentos, assim a função de transferência do transmissor é raiz quadrada do cosseno levantado e a do receptor também.

Os Elementos do Rádio Digital

Cada bloco será agora descrito seguindo a mesma sequência do sinal, partindo da interface digital até o estágio de RF para o transmissor e do estágio de RF até a interface digital para o receptor.

O Transmissor

Conversor de interface

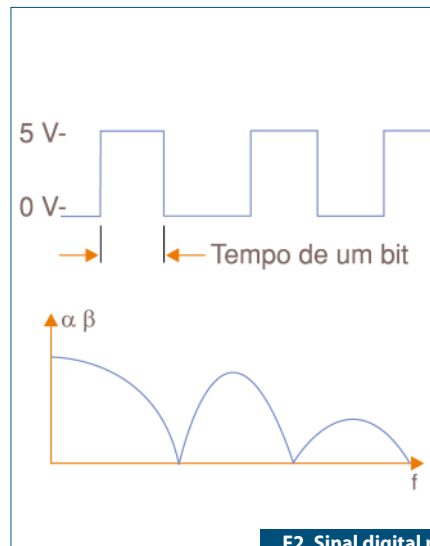
O rádio se conecta com outros equipamentos através da interface digital. Em telecomunicações esta interface é padronizada, podendo ter várias taxas de bits (2, 34, 140, 155 Mb/s), tendo suas especificações descritas na recomendação G.703 do ITU – T. A **figura 5** mostra um exemplo de conversão do sinal de entrada codificado em HDB-3 para níveis TTL (circuito interno). Os níveis lógicos internos ao rádio são definidos exclusivamente pelo fabricante do equipamento.

Módulo Lógico Digital

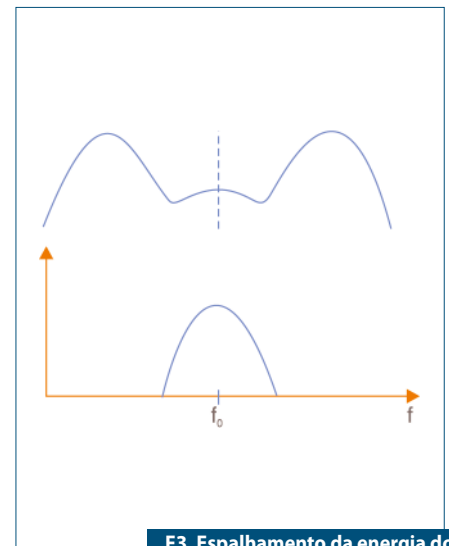
Dotado de um microprocessador, este módulo processa uma grande quantidade de informações, tanto do sinal quanto do equipamento. Por parte deste último, são geradas informações de potência do sinal transmitido, consumo da fonte de alimentação, nível do sinal de RF recebido, falha de módulos/ placas, entre outras. No processamento do sinal são geradas informações de taxa de erro de bits e alarmes de falha. Essas informações são adicionadas às informações que vêm de outros rádios e são encaminhadas para o centro de gerência da operadora de telecomunicações.

O módulo formador do quadro tem essa função, transformar em um único feixe de bits a informação do usuário, as informações de gerência, de canal de serviço (utilizado pelas operadoras para comunicação entre as estações) e mais alguns bits de controle utilizados pelo próprio rádio.

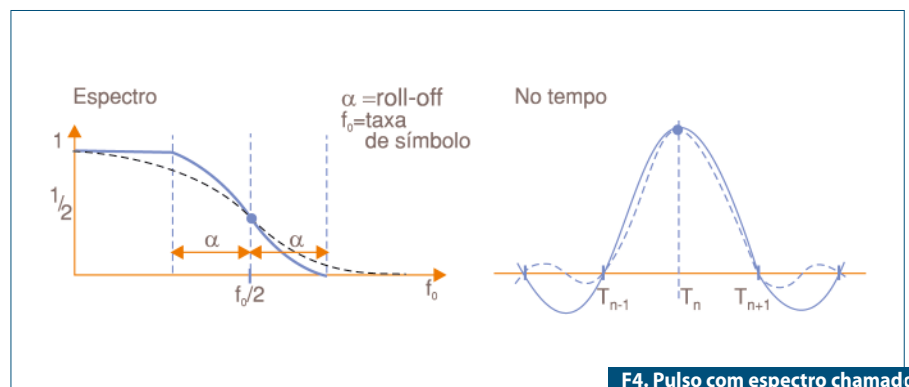
As principais funções desses bits de controle são a “palavra de alinhamento de quadro” do rádio para que no receptor o equipamento tenha condições de separar cada uma das informações, e os “bits de



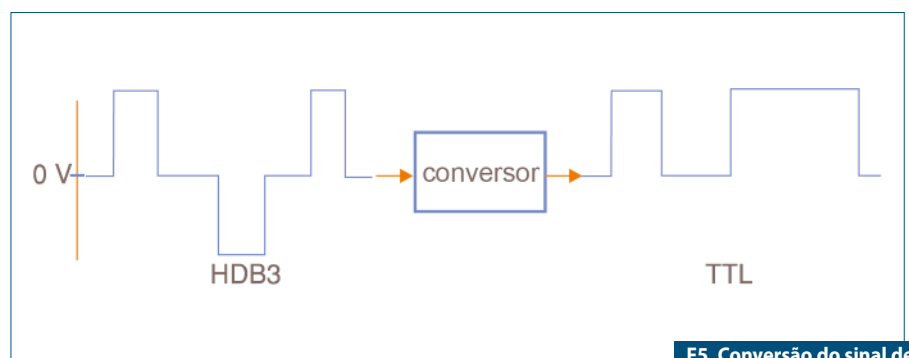
F2. Sinal digital no padrão TTL.



F3. Espalhamento da energia do pulso no domínio do tempo.



F4. Pulso com espectro chamado “cosseno levantado”.

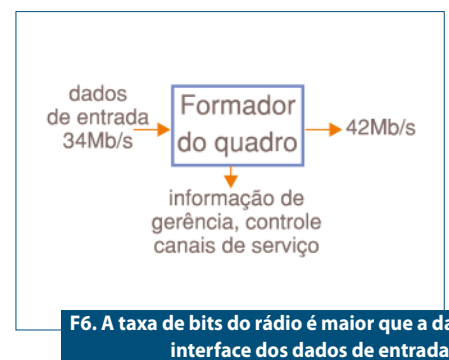


F5. Conversão do sinal de entrada HDB-3 para TTL.

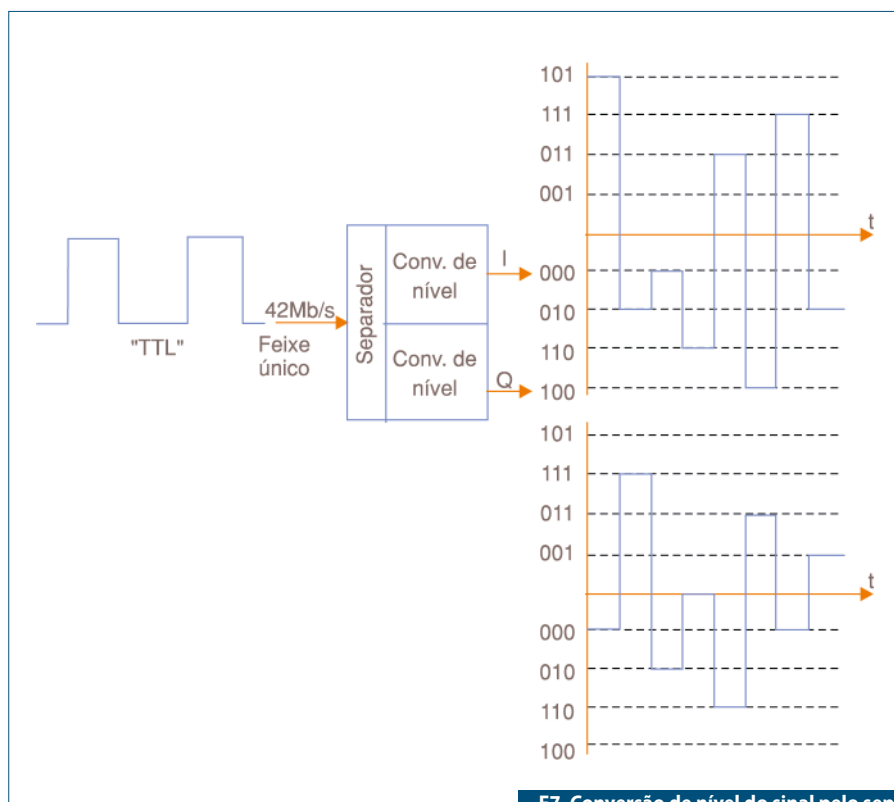
paridade” para controle da taxa de erro de bits, a principal medida de desempenho do sistema.

É claro que para ser possível transportar tanta informação a mais, a taxa de bits interna do rádio é superior à da interface de dados de entrada, conforme indica a **figura 6**.

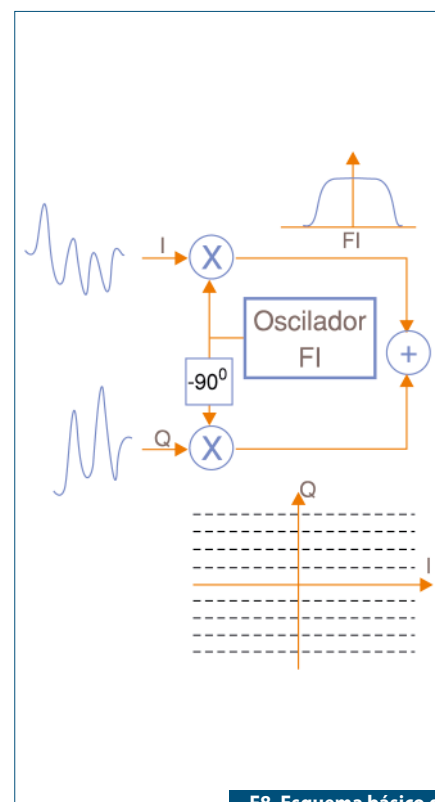
Também é função deste módulo o embaralhamento dos bits (“scrambler”), o que garante o espalhamento espectral do sinal



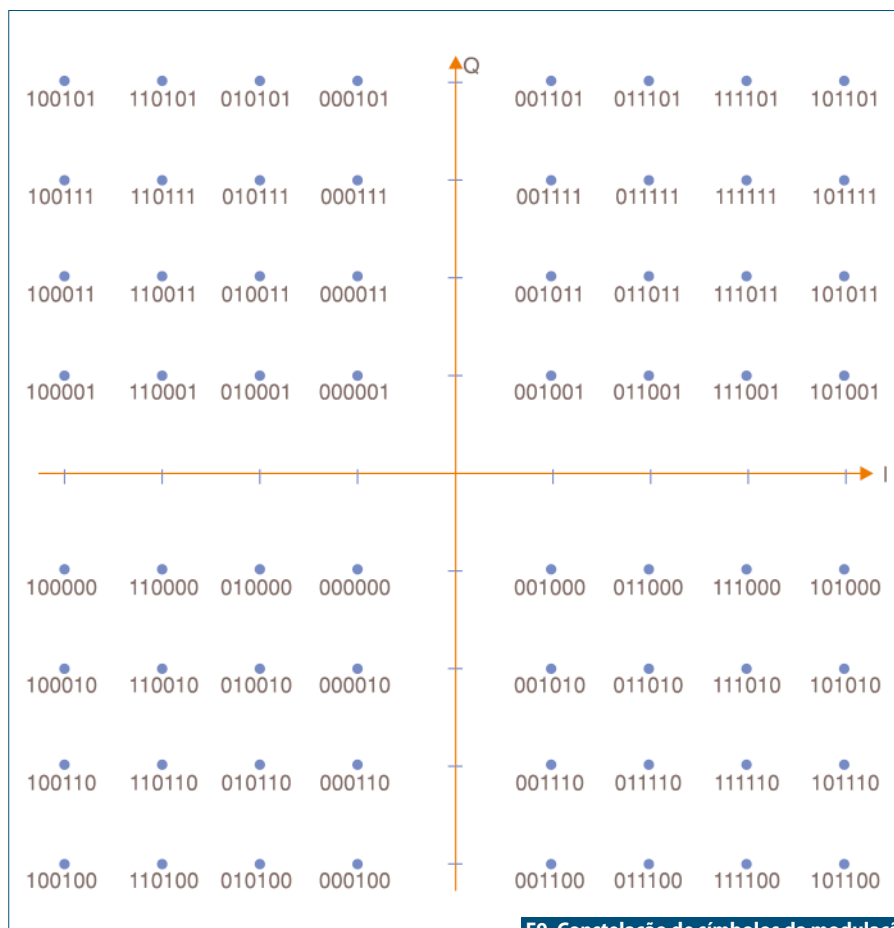
F6. A taxa de bits do rádio é maior que a da interface dos dados de entrada.



F7. Conversão de nível do sinal pelo separador usando modulação 64QAM.



F8. Esquema básico do Modulador QAM.



F9. Constelação de símbolos da modulação digital, obtida da soma dos sinais I e Q.

transmitido, independente do seu conteúdo. Finalmente, o separador de sinais divide o feixe de bits de maneira alternada em dois feixes, I e Q, e realiza a conversão de níveis do sinal conforme o esquema de modulação. Adotando neste exemplo a modulação 64 QAM, cada feixe (I ou Q) apresenta oito níveis diferentes de sinal, sendo quatro níveis positivos e quatro níveis negativos, cada nível representando três bits, sendo que níveis vizinhos diferem de apenas um bit. Veja a **figura 7**.

Após a conversão de nível, o sinal é filtrado para limitar a banda do mesmo antes da modulação.

O Modulador

O esquema genérico de um modulador QAM está representado na **figura 8**. O oscilador de FI, na frequência de 70 MHz ou 140 MHz, é modulado em amplitude pelo feixe I, e o mesmo defasado de 90 graus é modulado pelo feixe Q. Estes dois sinais são somados, resultando na constelação de símbolos da modulação digital (**figura 9**).

Deve-se notar que a diferença entre símbolos vizinhos (pontos da constelação) é de apenas um bit. Esta representação é escolhida para minimizar a taxa de erros de bits.

Misturador de Subida

O misturador de subida converte o sinal modulado da frequência de FI para a frequência de RF. O canal de RF a ser utilizado **determina** a frequência do oscilador local e a banda de passagem do filtro de imagem. Este filtro e o uso de misturadores balanceados reduzem o nível do sinal do oscilador local que “vaza” na saída do misturador (figura 10).

Estágio de Potência

Como o próprio nome diz, este estágio amplifica o sinal para os níveis de alta potência que alimentarão a antena e o propagarão **pela** atmosfera até a antena receptora. Quanto mais complexa a modulação digital (número de pontos da constelação) maiores as exigências de linearidade dos sistemas de transmissão para uma correta detecção de bits (baixa taxa de erro). Os amplificadores **são** elementos não lineares quando operam com grandes sinais (figura 11).

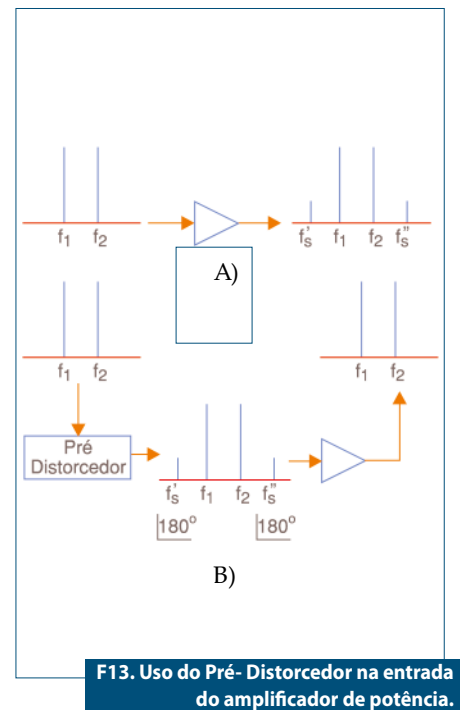
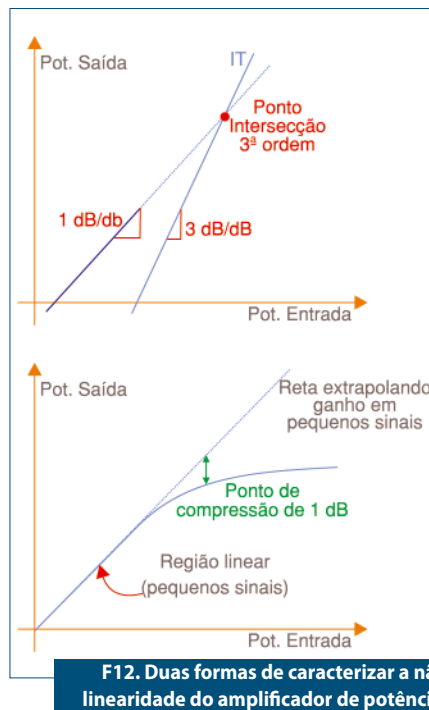
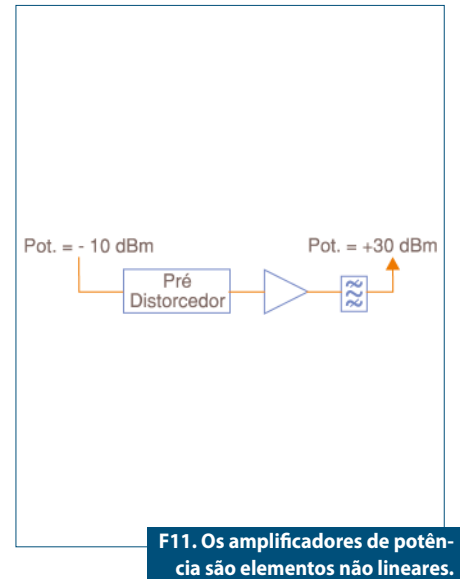
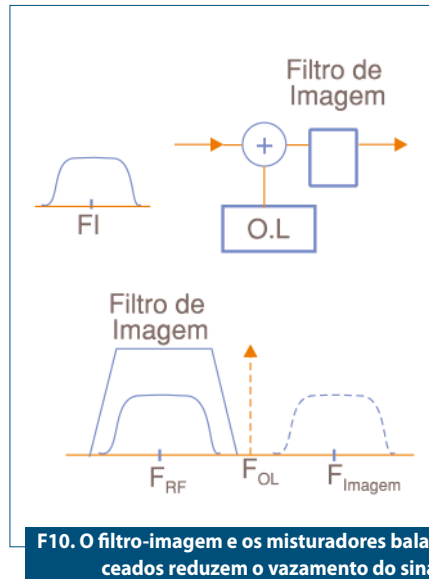
Há duas maneiras de se caracterizar a não linearidade de amplificadores: pelo ponto de intersecção de terceira ordem, ou pelo ponto de compressão de 1 dB do ganho (figura 12).

Se a modulação escolhida para o rádio for complexa, por exemplo 64 QAM, ela exige um grau de linearidade maior do sistema, o que só pode ser atingido com o amplificador operando 10 dB abaixo do ponto de 1 dB de compressão, seria necessário construir um amplificador de 10 W para transmitir a potência de 1 W!

Quanto maior a **potência**, mais caro é o amplificador e maiores são as dificuldades para implementá-lo. Para contornar este problema pode-se utilizar um dispositivo chamado pré-distorcedor.

A ideia por trás desse dispositivo é adicionar à entrada do amplificador um sinal intermodulado controlado, com uma fase tal que quando o sinal for amplificado, na saída tem-se o cancelamento dos sinais f' e f'' (figura 13 a e figura 13 b), ou seja, o sinal gerado internamente pela intermodulação do amplificador (f_s' e f_s'') e o sinal de saída gerado pela amplificação do sinal de entrada (f_e' e f_e'') estão em oposição de fase (figura 14).

Com este dispositivo seria possível transmitir um sinal de 1 W utilizando-se um amplificador de apenas 2 W, mas com uma baixa intermodulação na saída.

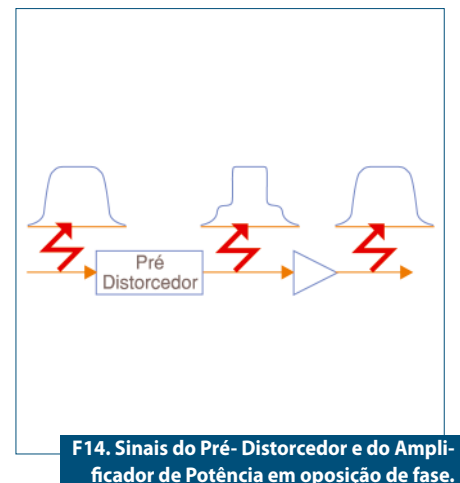


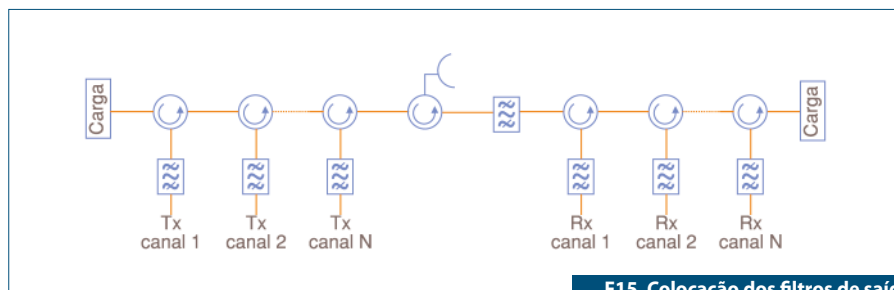
Filtro de Saída

Este filtro possui duas funções: a primeira seria eliminar do sinal a ser irradiado qualquer espúrio ou sinal que possa causar interferência em outros canais, e a segunda seria permitir a combinação de sinais de diferentes rádios em diferentes frequências (canais de transmissão) em um mesmo guia de onda para serem transmitidos em uma mesma antena, conforme ilustra a figura 15.

O Receptor

O receptor praticamente possui um diagrama de blocos na ordem inversa do





F15. Colocação dos filtros de saída nos Tx, Rx e numa antena.

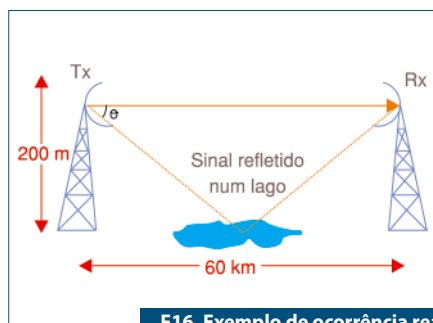
transmissor. Outra diferença é que em alguns casos utiliza-se um segundo receptor (e uma segunda antena: “a antena diversidade de espaço”) chamado “receptor diversidade” em rotas que possuem problemas de programação denominados “fading seletivos”. Estes “fading seletivos” ocorrem quando o sinal transmitido é refletido em alguma superfície e atinge a antena receptora após algum atraso (por ter percorrido um caminho mais longo), conforme exemplifica a **figura 16**.

Como a distância entre as antenas é muito maior que a altura relativa à superfície de reflexão, o ângulo é extremamente pequeno e a diferença de atraso entre os dois percursos é da ordem de 2 a 5 nanossegundos. O resultado da combinação dos dois sinais na antena receptora atua como o filtro desenhado na **figura 17**.

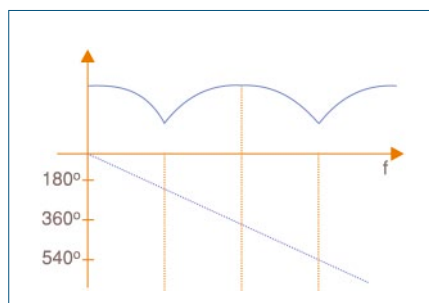
Nas frequências onde a diferença de atraso equivale à diferença de fase de 180° o sinal sofre forte atenuação, já nas frequências em que a diferença de fase equivale a 0° o sinal sofre um reforço. Nos casos de forte atenuação, o espectro do sinal recebido é fortemente distorcido. (**Figura 18**)

Para complicar ainda mais o problema, a diferença de atraso varia com as condições de propagação atmosférica fazendo com que a atenuação (ou o “fading”) varie em frequência e amplitude ao longo do tempo.

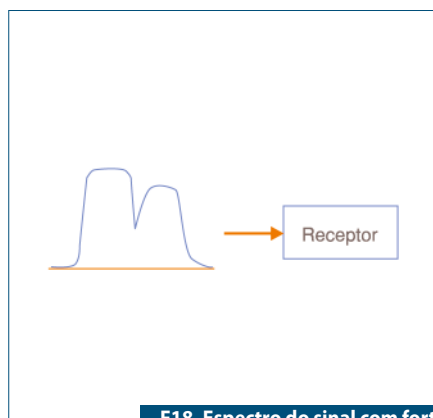
Para resolver este problema utiliza-se uma segunda antena (diversidade de espaço) a uma altura diferente de tal maneira que o “fading” não ocorra na mesma frequência simultaneamente nas duas antenas.



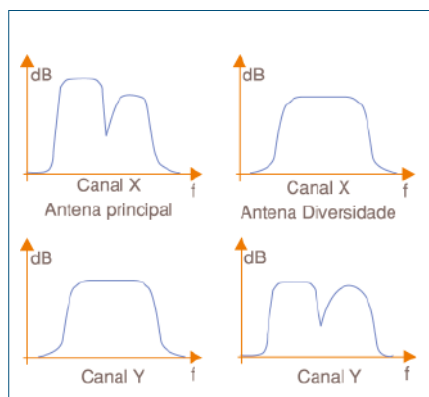
F16. Exemplo de ocorrência real de um “fading seletivo”.



F17. Resultado da combinação dos dois sinais (da figura anterior) na antena receptora Rx.



F18. Espectro do sinal com forte atenuação (muito distorcido).



F19. Filtro de canal responsável pela seleção do sinal e rejeição da frequência-imagem.

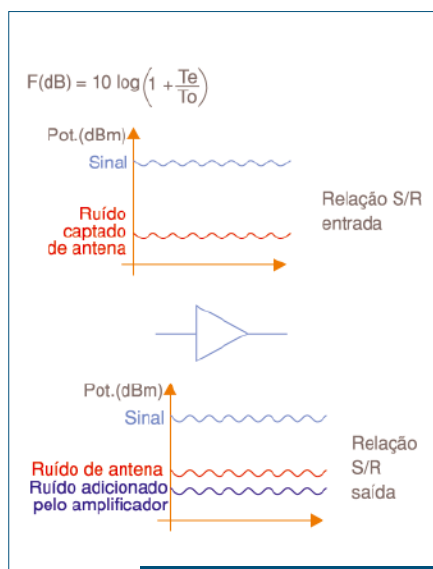
O Filtro de Canal

Este filtro determina a frequência do sinal a ser processado pelo receptor. Conforme a **figura 19**, o mesmo também permite que se selecione o sinal correto a partir do sinal combinado recebido pela antena. Este filtro também é responsável pela rejeição da frequência imagem.

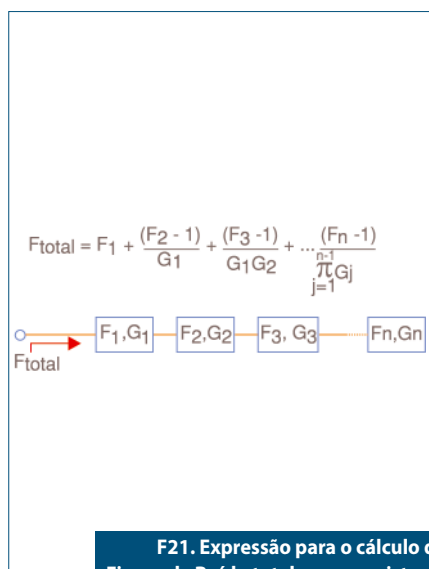
Amplificador de Baixo Ruído

O sinal sofre uma forte atenuação quando se propaga pela atmosfera e é captado pela antena receptora. O nível do mesmo na entrada do receptor pode variar de -70 a -30 dBm.

Além do sinal, a antena receptora capta o ruído atmosférico e entrega-o também ao receptor.



F20. Figura de ruído $F(\text{dB}) = \text{S/R entr. (dB)} - \text{S/R saída (dB)}$.



F21. Expressão para o cálculo da Figura de Ruído total para um sistema de múltiplos estágios.

O grande inimigo para a correta detecção dos bits no demodulador é o ruído que é adicionado ao sinal. O amplificador de baixo ruído tem como missão amplificar o sinal para níveis maiores de potência, adicionando o mínimo ruído possível. O desempenho deste amplificador em relação ao ruído que o mesmo adiciona ao sinal é dado por sua “Figura de Ruído” em dB (ou temperatura de ruído em **Kelvin**). Quanto menor este número, melhor o amplificador.

A Figura de Ruído expressa a degradação da relação sinal/ruído da entrada para a saída do amplificador quando a temperatura de ruído do sinal de entrada é T_0 (290 K). (Figura 20).

$$F(\text{dB}) = S/R \text{ entrada}(\text{dB}) - S/R \text{ saída}(\text{dB})$$

Na prática, não é apenas o ruído amplificador que é significativo na degradação do sinal. Todos os demais estágios do receptor contribuem com algum ruído na degradação do sinal a ser demodulado.

Para efeito de cálculo do sistema, todos os ruídos de estágios posteriores são representados somente na entrada do receptor (figura de ruído do receptor). A expressão matemática para cálculo de figura de ruído total para um sistema de múltiplos estágios com ganho G_i e figura de ruído F_i é dada na figura 21.

Nesta expressão, os valores de F_i são lineares.

$$F_j = 1 + \frac{T_{Ej}}{T_0}$$

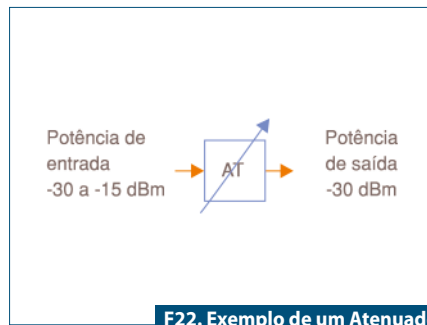
E para se obter o valor de F_{TOTAL} em dB:

$$F_{\text{TOTAL}}(\text{dB}) = 10 \log(F_{\text{TOTAL}})$$

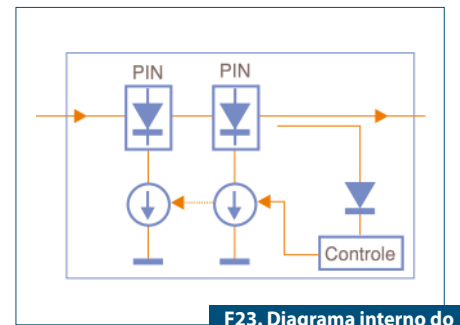
Atenuador Variável de RF

O atenuador variável de RF tem como função evitar que intermodulações ocorram no misturador de descida. Para executar essa tarefa, este estágio controla o seu nível máximo de saída, limitando-o em um valor definido em projeto, por exemplo -30 dBm. (Figura 22).

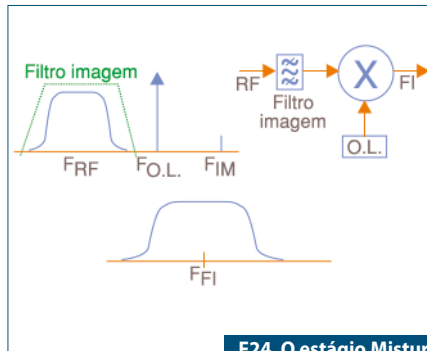
Internamente, um diodo detecta o nível de saída através de um acoplador direcional e um circuito de controle ajusta



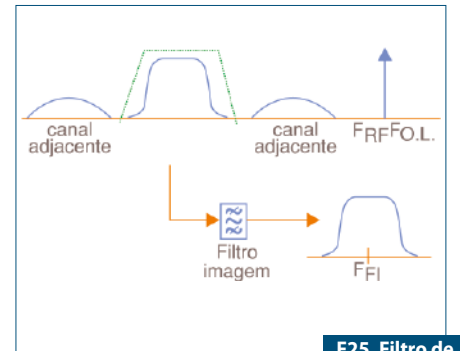
F22. Exemplo de um Atenuador Variável de RF.



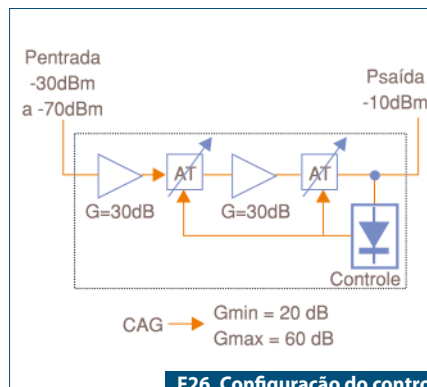
F23. Diagrama interno do Atenuador Variável de RF.



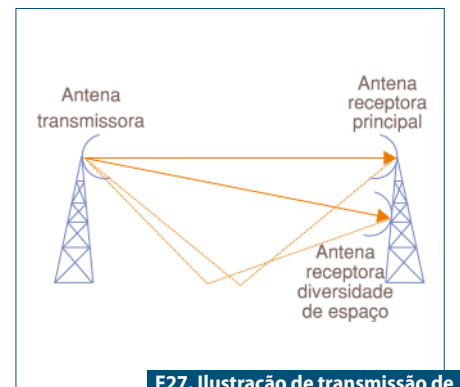
F24. O estágio Misturador de Descida.



F25. Filtro de FI do rádio.



F26. Configuração do controle Automático de Ganho (CAG).



F27. Ilustração de transmissão de sinais de rádio para as antenas.

a corrente de polarização dos diodos PIN que atuam como atenuadores variáveis (figura 23).

Misturador de Descida

Este estágio é composto na realidade de três componentes: o misturador propriamente dito, o filtro imagem (que possui função semelhante à descrita no transmissor, porém, neste caso ele filtra o sinal antes do misturador) e o oscilador local, cuja frequência depende do canal a ser demodulado. Normalmente, são utilizados misturadores balanceados que apresentam boa rejeição de O.L. e RF na saída de FI, porém há sempre um “vazamento”. (Veja figura 24).

Filtro de FI

Este filtro determina a seletividade do rádio e a sua banda de ruído. Cabe a ele eliminar qualquer vazamento de O.L. ou de RF para o estágio de FI, e também filtrar os sinais de canais adjacentes que não foram totalmente eliminados pelo filtro de canal do estágio de RF (figura 25).

Controle Automático de Ganho (CAG)

Para a correta demodulação do sinal, o mesmo deve ter um nível constante na entrada do demodulador. Portanto, o ganho deste estágio é controlado dinamicamente para que o nível de saída do mesmo seja constante. Isto é realizado monitorando-se

o nível de saída e um circuito de controle ajusta os atenuadores internos deste estágio (configuração parecida com a da **figura 26**).

Circuito Combinador

Atente para as **figuras 27 e 28**. O circuito combinador faz a soma dos sinais do rádio principal e diversidade no estágio de FI. Para compensar a diferença de atraso entre os sinais (a antena-diversidade está numa altura menor e, portanto, mais próxima do rádio) é colocada uma linha de retardo, na realidade um cabo coaxial longo o suficiente, no circuito de diversidade para equalizar o atraso. Internamente o combinador possui um circuito que realiza também a equalização de fase antes de somar os dois sinais. Na saída se obtém um sinal com espectro sem “fadings profundos” (**figura 29**).

Demodulador

O demodulador converte o sinal modulado (constelação QAM) nos dois feixes de dados correspondentes às subportadoras I e Q. Para isso é preciso, através de um PLL, recuperar estas subportadoras (**figura 30**).

Lógica Digital

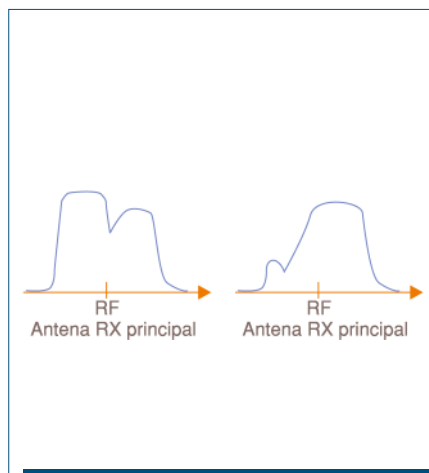
Circuitos comparadores de nível identificam os níveis dos sinais (I e Q) e, conforme o resultado, geram a sequência de bits do **feixe I e do feixe Q** (a **figura 31** apresenta apenas o feixe I, de maneira análoga se obtém o feixe Q).

Aplicando a lógica reversa do circuito do transmissor, os feixes I e Q são combinados em um único feixe e os bits de informação do quadro do rádio são entregues ao microprocessador para informações de gerência e controle, conforme foi explicado anteriormente. (**Figura 32**).

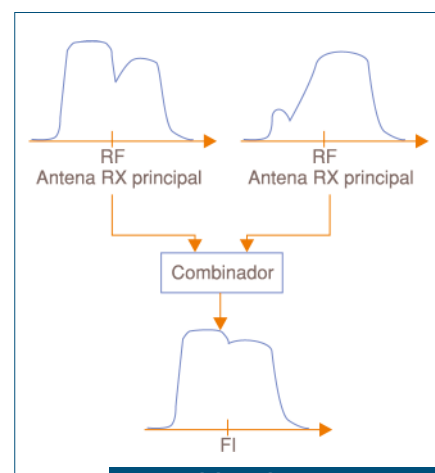
Os bits de paridade contidos no quadro do rádio são analisados e a paridade do quadro recalculada. Caso haja alguma discrepância nos resultados, esta é reportada à gerência do rádio como erro de bit na recepção do sinal. Este recurso é muito importante no monitoramento do desempenho do sistema.

Conversor de Interface

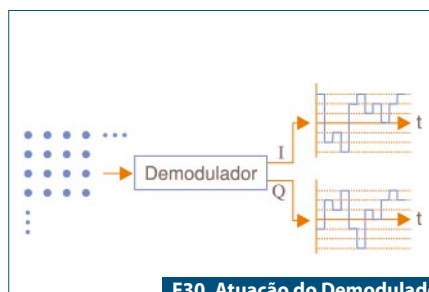
Finalmente, o feixe de bits recebido é convertido do nível lógico interno (TLL ou ECL) para o padrão ITU G.703 na interface de saída do rádio. Veja a **figura 33**.



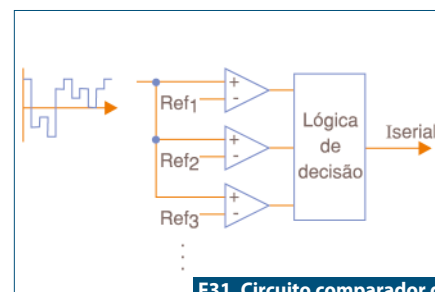
F28. O circuito combinador soma os sinais do rádio principal e diversidade no estágio de FI.



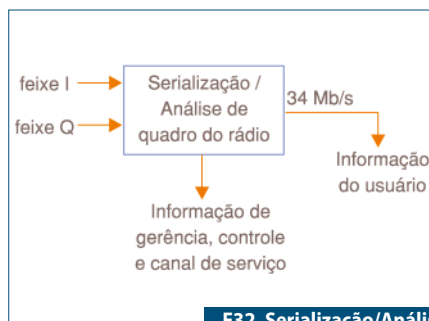
F29. Sinal de saída, cujo espectro não contém “fadings profundos”.



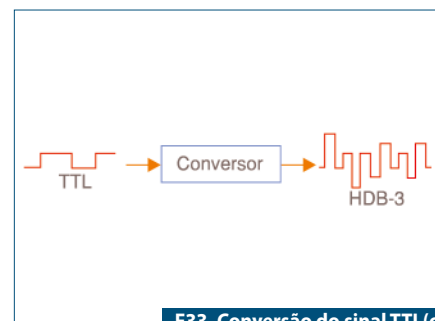
F30. Atuação do Demodulador com uso de um PLL.



F31. Circuito comparador de nível para o feixe I.



F32. Serialização/Análise de quadro do rádio.



F33. Conversão do sinal TTL(ou ECL) para HDB-3.

Conclusão

A teoria de transmissão digital pode ser aplicada para os mais diversos meios de propagação, o que muda são as técnicas para solução dos problemas. Os equipamentos de transmissão e recepção apresentam diagramas de blocos semelhantes, onde os elementos realizam funções inversas.

Apenas os sinais na interface de acesso (G.703) são padronizados. Os níveis lógicos internos, o formato do quadro do rádio e o sinal irradiado possuem formato proprietário, o que obriga o usuário a comprar um par T_x / R_x de um mesmo fornecedor.

Quanto mais complexo o tipo de modulação (número de pontos da constelação)

maior a dificuldade de implementação dos circuitos, maiores as exigências de linearidade, potência e baixo ruído e a suscetibilidade a erros, porém, menor a banda ocupada.

Nas transmissões por rádio o resultado final não depende só do equipamento. O meio de transmissão (a atmosfera) também tem forte influência. Ruído atmosférico, atenuação, interferências, “fadings seletivos” são algumas das anomalias causadas pelo meio.

Equalizadores adaptativos, rádio diversidade de espaço, pré- distorcedores e controle de potência são algumas das técnicas utilizadas para otimizar o desempenho, que em toda a transmissão digital é medido pela taxa de erros de bits.



Em um mundo totalmente dependente de soluções eletrônicas, a compatibilidade eletromagnética entre equipamentos se tornou um fator fundamental.

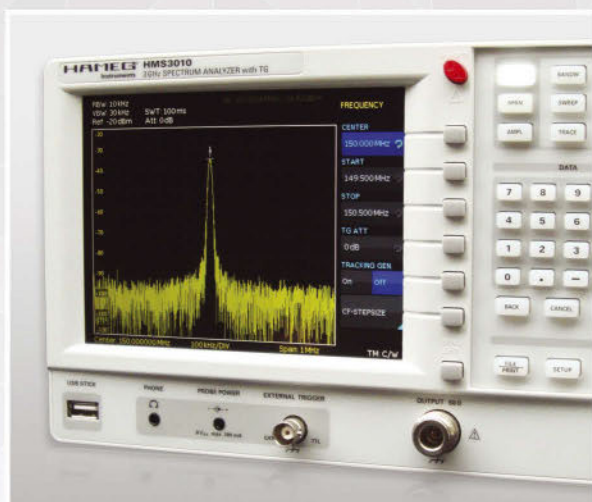
A RF Tech projeta, fabrica e oferece manutenção em cabines de teste para todos os segmentos do mercado relacionados à radiofrequência, além de serviços de medição.



Produtos na área de RF

- Blindagem de RF para área industrial em equipamentos diversos,
- Blindagens de RF para área industrial em laboratórios de testes e ensaios,
- Blindagens magnéticas para área industrial.

As cabines blindadas modulares são as mais utilizadas em áreas industriais já que podem ser facilmente adaptadas às necessidades dos clientes, apresentam ótima resistência mecânica e podem ser rapidamente desmontadas, transportadas e montadas novamente em outro local, característica necessária para atender as constantes modificações de layout nos ambientes fabris.



Serviços na área de RF

- Serviços de medição de ruído eletromagnético (Site Survey),
- Serviços de medição de eficiência de blindagens de RF já existentes,
- Serviços de manutenção, adaptação e realocação de blindagens,
- Projetos especiais na área de blindagens eletromagnéticas.

Os serviços indicados representam parte do universo possível de áreas de atuação para trabalhos em RF. Todos os itens mencionados já foram objeto de execução ou consulta para empresas diversas, nacionais e multinacionais, nos últimos anos.

Para maiores informações, visite nosso site
ou solicite a visita de nosso representante:

www.rftechnology.com.br

Condicionamento de Sinais Analógicos e Sensores

Neste artigo veremos brevemente o que é o condicionamento de sinais analógicos, e também alguns detalhes de diversos sensores.

César Cassiolato
cesarcass@smar.com.br

Condicionar os sinais

Condicionar um sinal é convertê-lo de forma adequada para interfaceá-lo com outros elementos.

Quando a grandeza a ser medida não é elétrica, utiliza-se transdutores que geram um sinal elétrico dessa grandeza.

Os sinais analógicos têm de ser previamente condicionados a fim de estarem em condições adequadas de serem adquiridos.

O condicionamento de sinal passa por várias etapas: amplificar, filtrar e equalizar o sinal para que ele ganhe níveis de tensão adequados, com boa relação sinal/ruído e distorção harmônica mínima. A aquisição do sinal analógico culmina na sua amostragem e posterior conversão analógico-digital (A/D). Veja as **figuras 1 e 2**.

Métodos de condicionamento de sinal

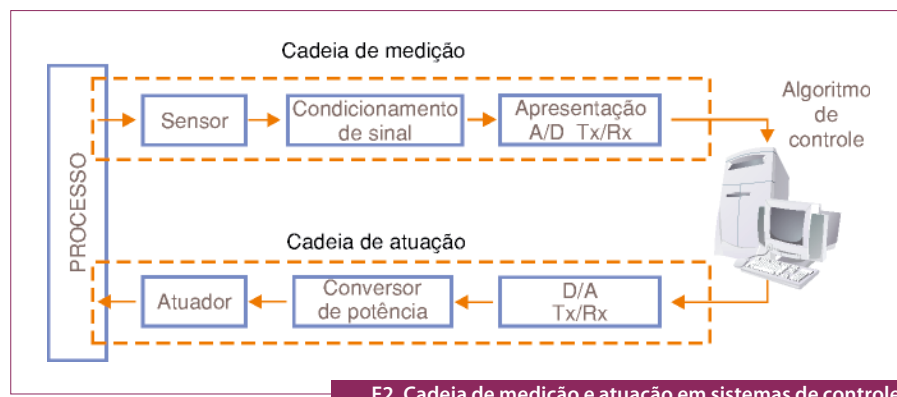
Vejamos, a seguir, alguns métodos de condicionamento:

Amplificação

O tipo mais comum de condicionamento é a amplificação. Sinais de baixa intensidade devem ser amplificados para aumentar a resolução e reduzir o ruído. Para uma maior precisão, o sinal deve ser amplificado de forma que a máxima tensão do sinal a ser condicionado coincida com a máxima tensão de entrada do conversor A/D. **Figura 3.**



F1. Condicionamento de sinais.



F2. Cadeia de medição e atuação em sistemas de controle.

Isolação

Outra característica comum no condicionamento de sinais é a isolação dos sinais dos sensores/transdutores em relação à entrada do conversor, visando a segurança. O sistema a ser monitorizado pode conter sinais de alta tensão que podem danificar o conversor.

Uma razão adicional para a isolação é garantir que as leituras do equipamento de aquisição serão imunes a diferenças de potencial de terra, ou tensões de modo comum. Quando as entradas do sinal adquirido pelo dispositivo se referem a um potencial de terra, podem ocorrer problemas se houver uma diferença de potencial em dois pontos de terras (as chamadas correntes de *loop*).

Esta diferença pode levar ao que se chama curto de terra, causando imprecisão na representação do sinal adquirido; ou a diferença é tão alta que ela pode danificar o conjunto do sistema de medição. Usando módulos de condicionamento de sinal isolados, elimina-se o curto de terra e assegura-se que os sinais são adquiridos com precisão. **Figura 4.**

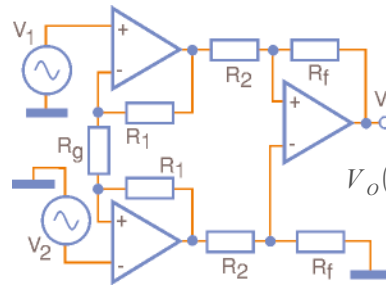
Multiplexagem

Uma técnica comum para medir diversos sinais com um único equipamento de medição é a multiplexagem. O equipamento de condicionamento de sinal para sinais analógicos geralmente possui multiplexagem para uso com sinais de alteração lenta, como é o caso da temperatura. O conversor A/D amostra um canal, troca para o próximo, amostra, troca para o próximo, amostra e assim sucessivamente. Por amostrar muitos canais ao mesmo tempo, a taxa de amostragem efetiva de cada canal é inversamente proporcional ao número de canais amostrados. **Figura 5.**

Filtragem

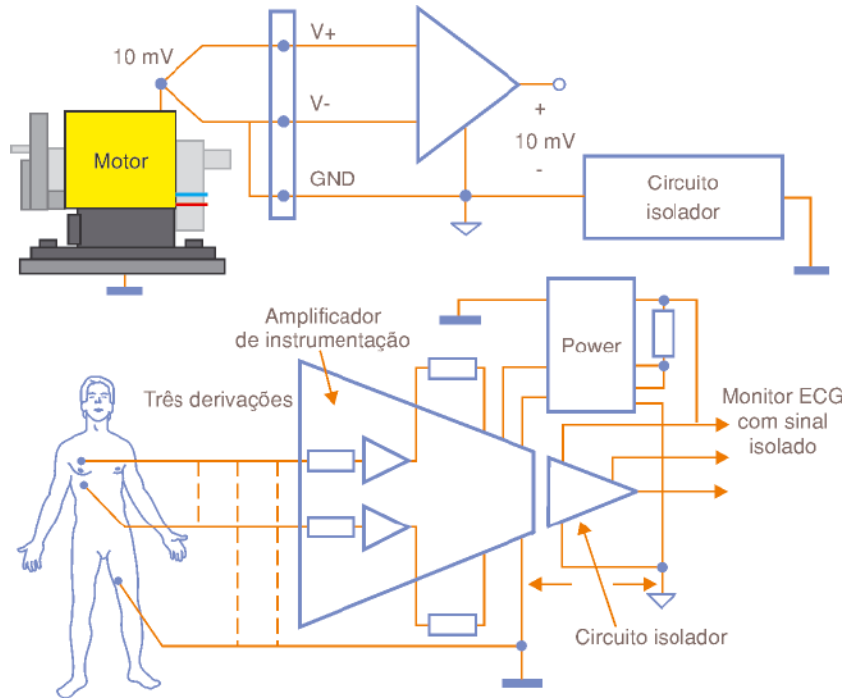
O propósito de um filtro é remover sinais indesejados do sinal que estamos medindo. Um filtro de ruídos é usado nos sinais DC, como temperatura, para atenuar sinais de alta frequência que podem reduzir a precisão da medição (**figura 6**).

Sinais AC, como vibração, geralmente requerem um tipo diferente de filtro conhecido como *filtro anti-aliasing*. O filtro anti-aliasing é um filtro passa baixa que requer uma taxa de corte muito alta, e normalmente remove completamente todas as frequências do sinal

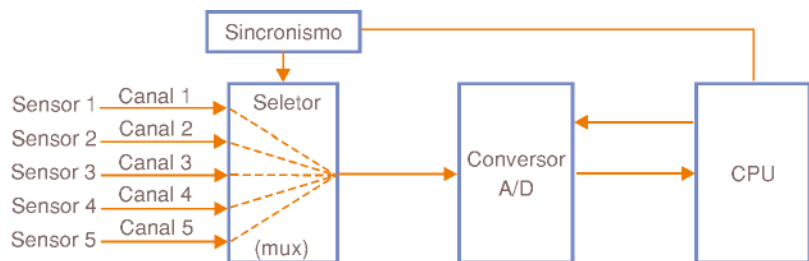


$$V_o(t) = (V_2(t) - V_1(t)) \left(\frac{R_f}{R_2} \right) \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_g} \right)$$

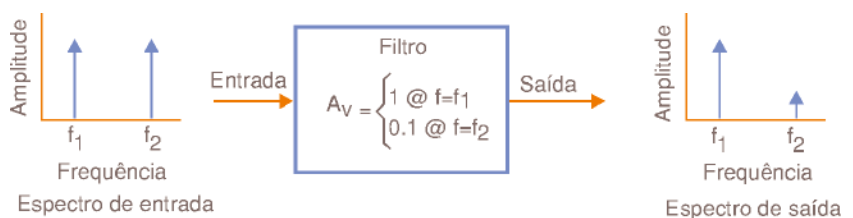
F3. Amplificador de instrumentação.



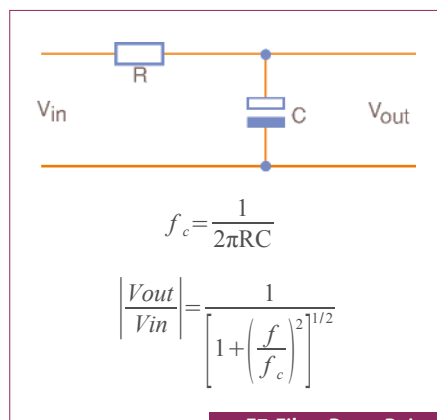
F4. Isolação de sinais.



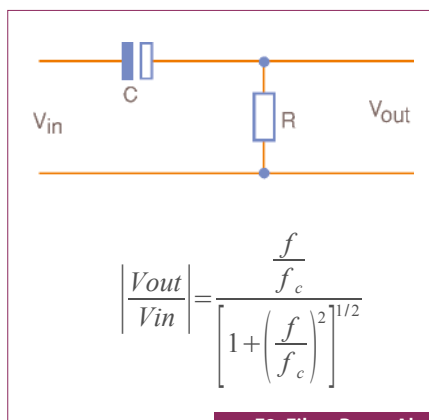
F5. Multiplexagem.



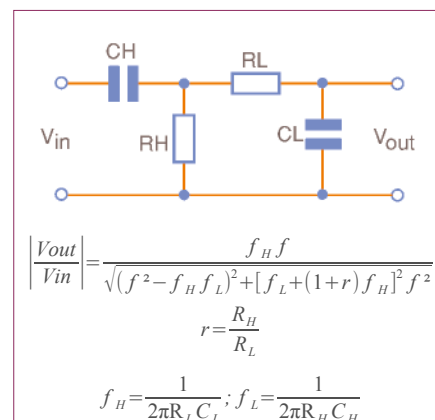
F6. Circuito de filtro.



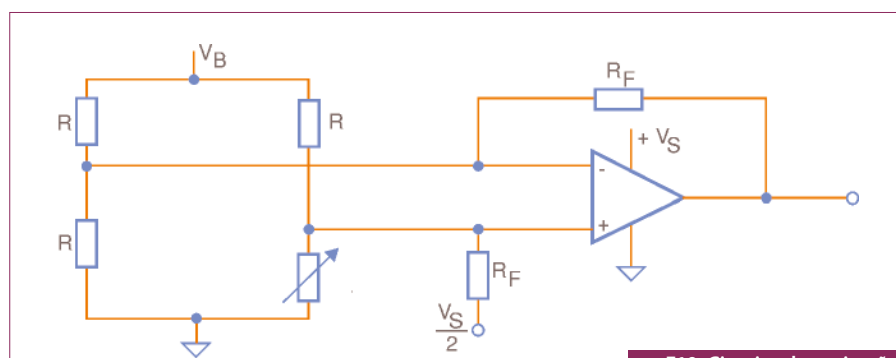
F7. Filtro Passa Baixa.



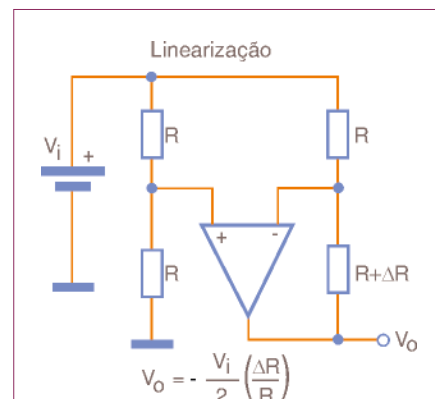
F8. Filtro Passa Alta.



F9. Filtro Passa Banda.



F10. Circuito de excitação.



F11. Circuito de Linearização.

que são maiores que a largura de banda de entrada do equipamento. Se esses sinais não forem removidos, eles irão aparecer erroneamente com os sinais da largura de banda de entrada do equipamento. **Figura 7.** Veja nas **figuras 8 e 9** os filtros passa alta e passa banda, respectivamente.

Excitação

Alguns transdutores requerem uma tensão externa, ou sinais de corrente de excitação. Os módulos de condicionamento de sinal para esses transdutores geralmente geram esses sinais. Por exemplo, em medições com RTDs utiliza-se, normalmente, uma fonte de corrente que converte a variação da resistência em relação a uma tensão mensurável. **Figura 10.**

Linearização

Outra função comum do condicionamento de sinal é a linearização. Muitos transdutores, como os termopares, têm uma resposta não linear às mudanças das ocorrências que vão ser medidas. Na **figura 11**, um circuito de linearização. Deve-se conhecer a natureza do sinal, a configuração de medição e os efeitos do ambiente ao redor do sistema. Com base nestas informações, pode-se determinar

qual o mais adequado condicionamento de sinal para um determinado sistema de aquisição de dados.

Sensores

Sem dúvida, a utilização de sensores nas aplicações industriais é algo muito extenso e impossível de se cobrir em um artigo. Procuramos aqui, dar uma ideia geral de alguns conceitos envolvidos em sensores.

Neste artigo trataremos os sensores como transdutores de entrada, embora na prática os termos sensor e transdutor muitas vezes acabem sendo usados como sinônimos. Para esclarecermos: transdutor é um dispositivo que “toma” energia de um sistema em medição, convertendo-a a um sinal de saída que pode ser traduzido em sinal elétrico e que corresponde ao valor medido. Já o sensor sugere algo além de nossas percepções físicas, envolvendo exatidão, precisão, tempo de resposta, linearidade, histerese, zona morta, etc.

Quando se fala em sensores, é importante ter em mente que podemos ter domínios elétricos da informação relacionados aos mesmos:

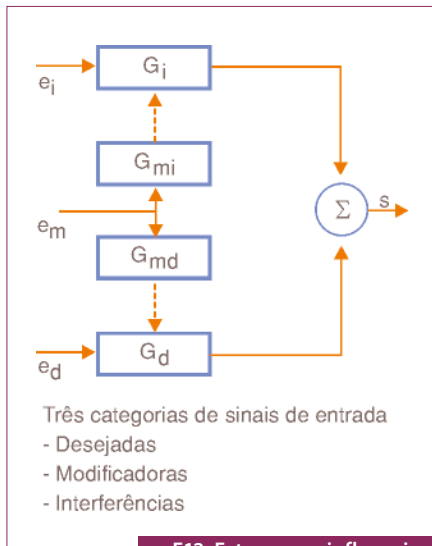
- **Domínio analógico:** onde se tem a amplitude do sinal (corrente, tensão, potência);

- **Domínio do tempo:** onde se tem relação de tempos (período ou frequência, largura de pulso, fase);
- **Domínio digital:** onde a informação é caracterizada binariamente e pode se conduzir por um trem de pulsos, ou codificação serial ou paralela, por exemplo.

Existem também os domínios não elétricos, onde, por exemplo, podemos citar os químicos.

Devido à ampla variedade de sensores, normalmente os mesmos são classificados de acordo com alguns critérios:

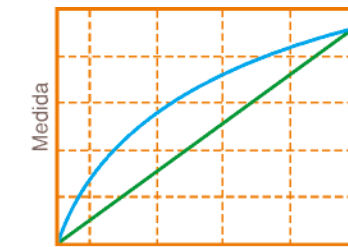
- **Alimentação:** segundo este critério podem ser classificados em ativos, quando utilizam a alimentação derivada de uma fonte auxiliar, ou passivos quando não consomem energia e a potência para a saída



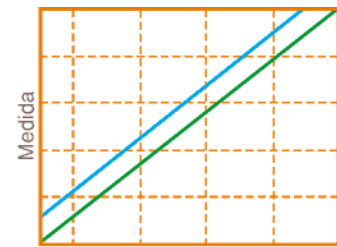
F12. Fatores que influenciam o sinal de um sensor.

vem da entrada. Como exemplo de sensores podemos citar o termistor (ativo) e o termopar (passivo).

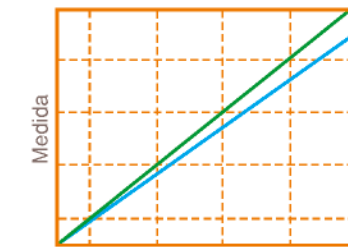
- **Saída:** segundo este critério podem ser classificados em analógicos e digitais como, por exemplo, um potenciômetro e um *encoder* de posição, respectivamente.
- **Modo de operação:** neste caso são classificados em termos de suas funções em modo de deflexão ou modo nulo. No primeiro modo, o valor medido gera um efeito físico de ação contrária à variável medida, como por exemplo em um acelerômetro de deflexão. No modo nulo, o sensor tenta compensar a deflexão de um ponto nulo pela aplicação de um efeito conhecido que se opõe ao valor medido, como por exemplo, em um servo-acelerômetro. Normalmente o de modo nulo é mais exato, já que se pode calibrar o efeito contrário com referências de alta exatidão, porém pode ser lento.
- **Entrada-Saída:** podem ser classificados de acordo com a relação entrada-saída em sensores de primeira, segunda, terceira ou maior ordem. A ordem está relacionada com números de elementos independentes que conseguem armazenar energia e afeta a exatidão e tempo de resposta, o que é importante quando estes sensores fazem parte de malhas de controles.



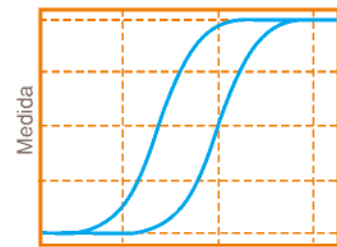
a) Linearidade



b) Offset



c) Sensibilidade



d) Histerese

F13. Erros em uma medição.

Existe uma ampla variedade de sensores e suas aplicações são infinitas em automação, controles industriais e manufatura: temperatura, pressão, densidade, vazão, umidade, posição, velocidade, aceleração, força, torque, deslocamento, cor, etc. São vários os tipos de sensores: indutivos, capacitivos, ópticos, ultrassônicos, etc.

Características que devem ser levadas em conta em um sensor

Na prática, o que se espera de um sensor é que sua sensibilidade seja somente devida à quantidade em interesse (grandeza a ser medida) e que o sinal de saída seja inteiramente função da entrada. Porém, nenhuma medição é obtida em circunstâncias ideais e qualquer sensor sofre algum tipo de interferência e perturbações internas, como por exemplo: efeitos em temperatura, efeitos em pressões estáticas, efeitos devidos a interferência magnética, etc. **Figura 12.**

Outro fator a ser considerado é o comportamento estático e que afeta diretamente o comportamento dinâmico de um sensor, tais como a exatidão, precisão, sensibilidade, linearidade, resolução, erros sistemáticos, randômicos e dinâmicos, velocidade de resposta, impedância de entrada, etc. Veja a **figura 13.**

Com o avanço tecnológico, várias técnicas de compensações foram desenvolvidas

e hoje são empregadas, minimizando estes efeitos para níveis aceitáveis e confiáveis. Existem várias formas de minimizar a influência de entradas indesejadas, dentre elas:

- Projeto de sistemas de medida, o mais insensível possível às interferências (por exemplo, recorrendo às blindagens);
- Método da realimentação negativa.

Se o espectro dos sinais de interesse e das perturbações não se sobrepuserem, a utilização de técnicas de filtragem pode-se revelar-se uma técnica eficaz.

Alguns exemplos de tipos de sensores

Sensores Resistivos

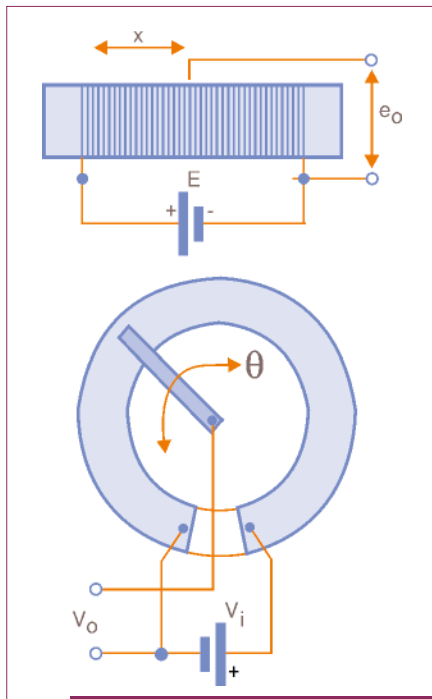
A resistência elétrica de um material é dada por:

$$R = \rho \frac{l}{\Phi}$$

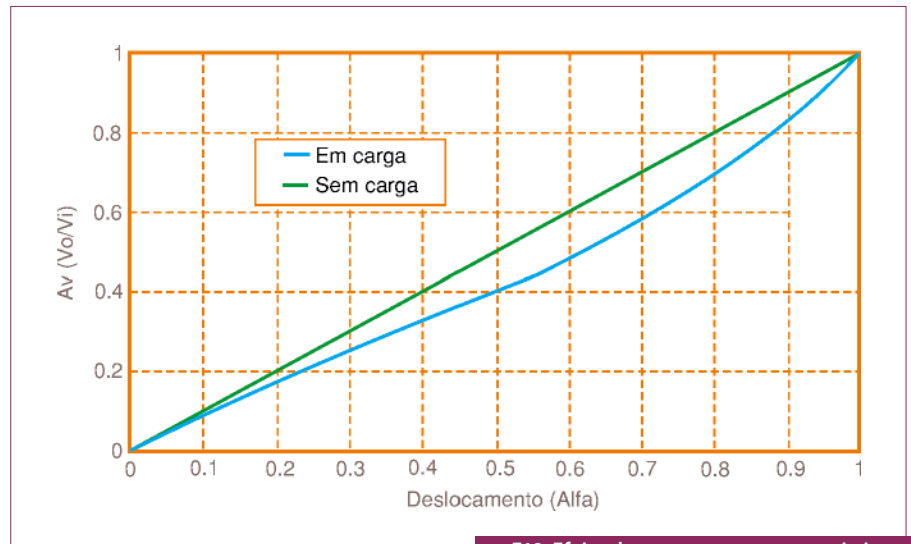
Onde ρ depende das características do material e da temperatura.

Uma variação da resistência pode ser obtida através de variações na geometria, ou através de variações com a temperatura a que o material está sujeito.

Uma variedade de características físicas é passível de ser medida recorrendo a sensores resistivos. É composto por um



F14. Exemplo de um sensor resistivo do tipo potenciômetro.



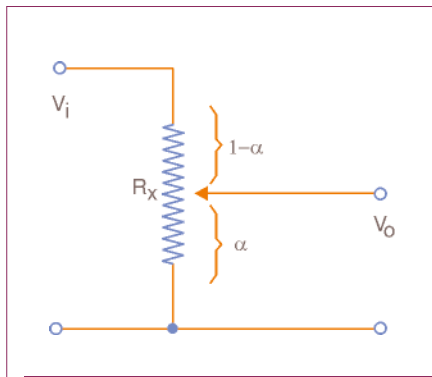
F19. Efeito de carga em sensores resistivos.

$$V_o = \frac{\alpha R_x}{\alpha R_x + (1 - \alpha) R_x} V_i = \alpha V_i$$

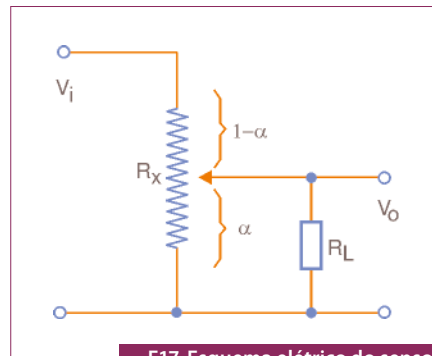
F16. Tensão do sensor resistivo.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_l}{R_l + \alpha R_x - \alpha^2 R_x}$$

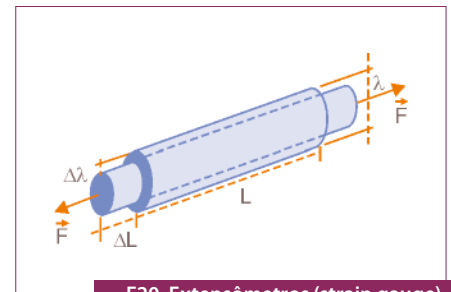
F18. Tensão do sensor resistivo com carga.



F15. Esquema elétrico do sensor resistivo.



F17. Esquema elétrico do sensor resistivo com carga.



F20. Extensômetros (strain gauge).

elemento resistivo sobre o qual se desloca, de uma forma linear ou angular, um contato elétrico móvel. **Figura 14.**

Os potenciômetros podem medir diretamente deslocamentos lineares ou angulares. De acordo com a **figura 15**, temos a indicação da tensão de saída V_o . Na **figura 16** é dada a expressão de V_o .

O efeito de carga (**figuras 17 e 18**) transforma a relação linear entre tensão de saída e o deslocamento numa relação não linear. Vide gráfico na **figura 19**.

Sensores do tipo extensômetro (Strain Gauge)

É um elemento sensor com base num condutor ou semicondutor, cuja resistência varia em função da deformação a que está sujeito.

Possui um amplo espectro de aplicação desde a medição de deslocamentos e vibrações até a medição de pressões, por exemplo.

Princípio de funcionamento: variações na geometria de um corpo traduzem-se em variações na resistência. Observe a **figura 20**.

A variação relativa da resistência do condutor é dada por:

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{d\Phi}{\Phi}$$

A piezorresistividade (ou *strain gauge*) refere-se à mudança da resistência elétrica com a deformação/contração como resultado da pressão aplicada. Na sua grande maioria são formados por elementos cristalinos

(*strain gauge*) interligados em ponte (*Wheatstone*) com outros resistores que provêm o ajuste de zero, sensibilidade e compensação de temperatura. O material de construção varia de fabricante para fabricante e, hoje em dia, são comuns sensores de estado sólido.

Desvantagens: faixa limitante de temperatura de operação, aplicável em ranges baixos de pressão por gerarem um sinal muito baixo de excitação, muito instável.

Atualmente existe o chamado "Film Transducer", o qual é construído com a deposição de vapor ou injeção de elementos strain gage diretamente em um diafragma, o que minimiza a instabilidade devida ao uso de adesivos nas ligas nos modelos "Bonded Wire". A grande vantagem é que já produz um sinal eletrônico num nível maior, porém em altas temperaturas são totalmente vulneráveis, uma vez que a temperatura afeta o material adesivo utilizado ao colar o silício ao diafragma.

Várias técnicas baseadas na fabricação de sensores de silício piezorresistivo (*silicon substrate*) estão emergindo, mas são susceptíveis a degradação de seus sinais em função da temperatura e exigem circuitos complicados para a compensação, minimização do erro e sensibilidade do zero. Totalmente inviáveis em aplicações sujeitas a temperaturas altas por longo períodos, uma vez que a difusão degrada os substratos em altas temperaturas.

Na **figura 21**, diversos aspectos do sensor piezorresistivo.

Piezoeletrico

O material piezoeletrico é um cristal que produz uma tensão diferencial proporcional à pressão a ele aplicada em suas faces: quartzo, sal de Rochelle, titânio de bário, turmalina etc. Este material acumula cargas elétricas em certas áreas de sua estrutura cristalina, quando sofre uma deformação física por ação de uma pressão. A piezoeletricidade foi descoberta por Pierre e Jacques Curie em 1880.

Tem a desvantagem de requerer um circuito de alta impedância e um amplificador de alto ganho, sendo susceptível a ruídos. Além disso, devido à natureza dinâmica, não permite a medição de pressão em estado sólido. Porém, tem a vantagem de rápida resposta.

A relação entre a carga elétrica e a pressão aplicada ao cristal é praticamente linear:

$$q = Sq \times A \rho$$

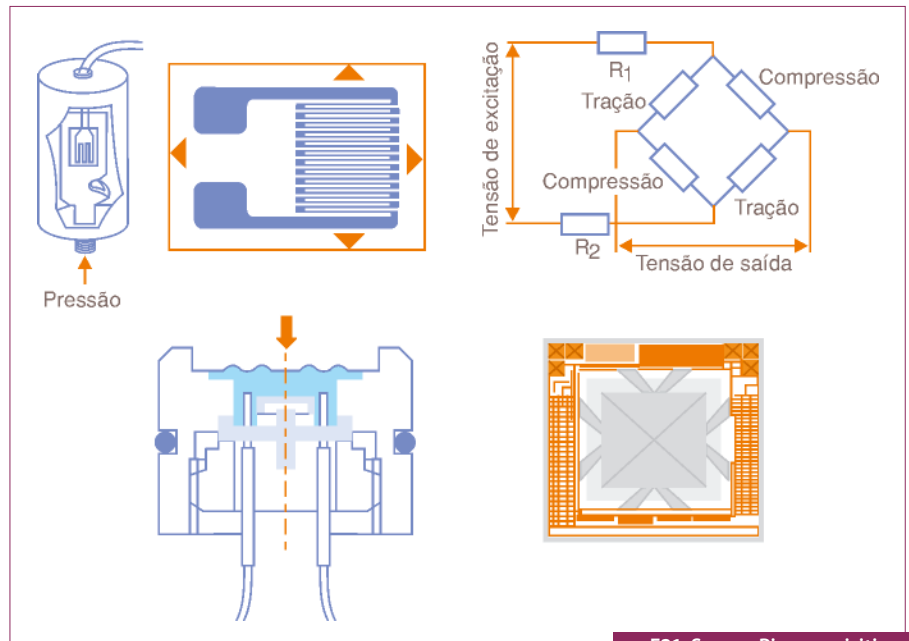
q - carga elétrica,
 Sq - sensibilidade,
 A - área do eletrodo,
 ρ - pressão aplicada,
 C - capacidade do cristal,
 Vo - tensão de saída

Atente para as **figuras 22 e 23**.

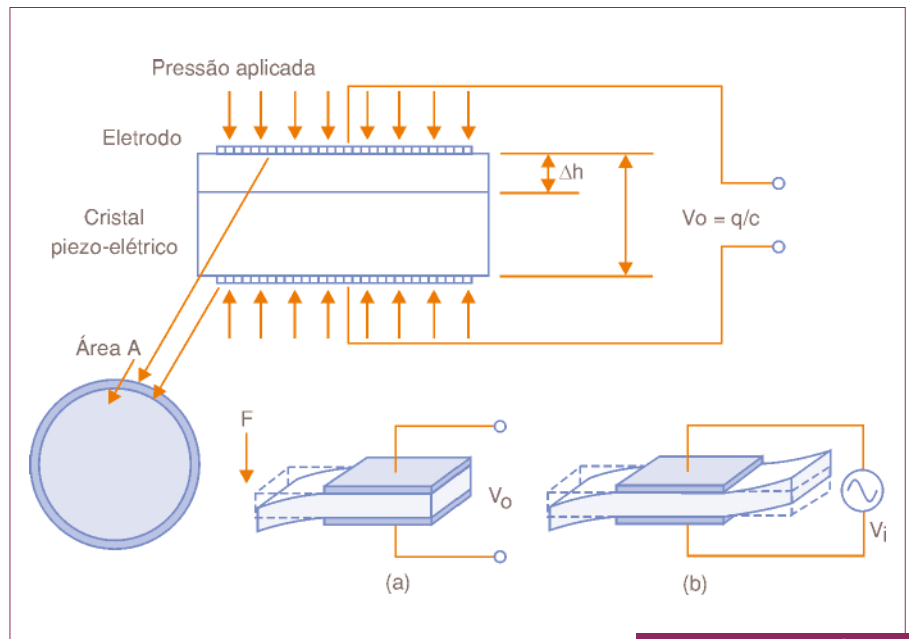
Ressonantes

Possuem, em geral, o princípio da tecnologia que é conhecida como "vibrating wire". Uma mola de fio magnético é anexada ao diafragma que, ao ser submetido a um campo magnético e ser percorrido por uma corrente elétrica, entra em oscilação.

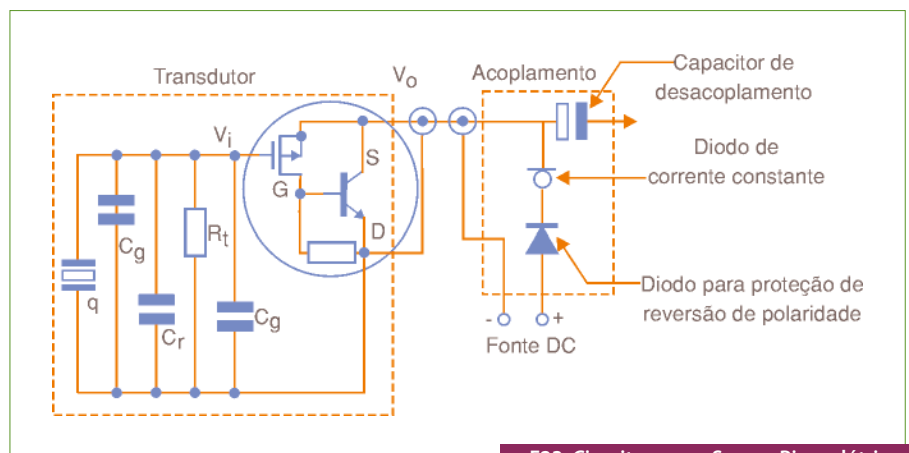
A frequência de oscilação é proporcional ao quadrado da tensão (expansão/compressão) do fio. No sensor Silício Ressonante não



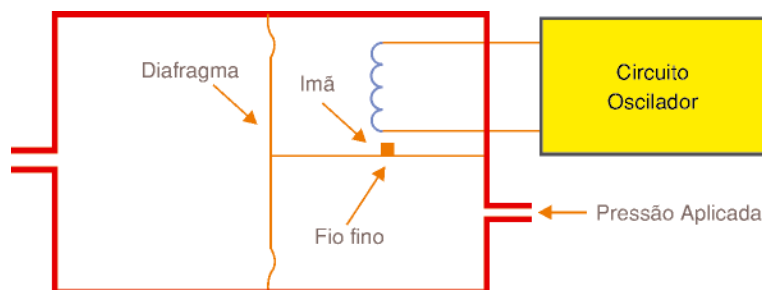
F21. Sensor Piezorresistivo.



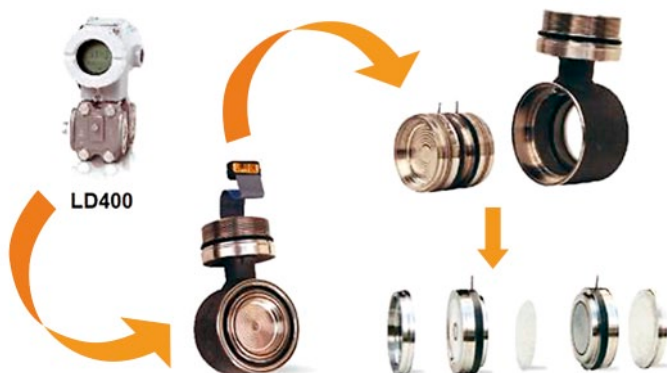
F22. Sensor Piezoeletrico.



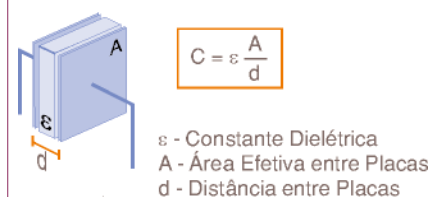
F23. Circuito para o Sensor Piezoeletrico.



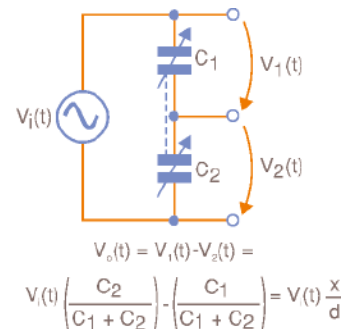
F24. Sensor de fio ressonante.



F25. Exemplo de construção de um sensor capacitivo.



F26. Sensor capacitivo.



F27. Sensor capacitivo, onde a tensão de saída é proporcional ao deslocamento relativo das placas.

se usa fio e, sim, o silício para ressonar com diferentes frequências que são funções da expansão/compressão (é uma função do tipo $1/f_2$). O sensor é formado por uma cápsula de silício colocada em um diafragma que vibra ao se aplicar um diferencial de pressão, e a frequência de vibração depende da pressão aplicada.

Alguns sensores ressonantes exigem técnicas de compensação em temperatura via hardware/software complicadas, aumentando o número de componentes, o que em alguns equipamentos exige mais placas eletrônicas.

No sensor da **figura 24**, a frequência de ressonância é dada por:

$$f = \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{T}{\mu}}$$

Onde:

f = frequência fundamental de ressonância do fio (hertz)

L = comprimento do fio (metros)

T = tensão do fio (newtons)

μ = unidade de massa do fio (quilogramas por metro).

Isto mostra que um fio pode ser usado como um sensor de força. Neste tipo de

sensor, um circuito eletrônico oscilador é usado para manter um fio vibrando em sua frequência natural, quando este se encontra sob tensão (proporcionada pela pressão aplicada).

O princípio é semelhante ao de uma corda de violão. O fio que vibrará está localizado em um diafragma.

Com a mudança de pressão no diafragma, muda a tensão sob o fio, o que afeta a frequência com que o fio vibra. Estas alterações de frequência são uma consequência direta das mudanças de pressão e, como tal, são caracterizadas como medidas de pressão.

Capacitivos

Estes são os sensores mais confiáveis e que já foram usados em milhões de aplicações. São baseados em transdutores onde a pressão aplicada a diafragmas-sensores faz com que se tenha uma variação da capacitância entre os mesmos e um diafragma central, por exemplo.

Esta variação de capacitância tipicamente é usada para variar a frequência de um oscilador, ou como elemento em uma ponte de capacitores. Esta variação de capacitância pode ser utilizada para variar a frequência de um oscilador.

Esta frequência pode ser medida diretamente pela CPU e convertida em pressão. Neste caso não existe conversão A/D, o que contribui na exatidão e eliminação de *drifts* embutidos nas conversões analógicas/digitais.

Vale a pena lembrar que este princípio de leitura totalmente digital é utilizado pela Smar desde meados da década de 80 (a Smar, é a única empresa brasileira e uma das poucas no mundo a fabricar este tipo de sensores). Possuem respostas lineares e praticamente são insensíveis a variações de temperatura, sendo os mais indicados em instrumentação e controle de processos, já que possuem excelentes performance em estabilidade, em temperatura e pressão estática. Algumas de suas vantagens:

- Ideais para aplicações de baixa e alta pressão;
- Minimizam o Erro Total Provável e, consequentemente, a variabilidade do processo;
- Ideais para aplicações de vazão.

Por sua resposta linear, permite alta rangeabilidade com exatidão. Acompanhe as **figuras 25, 26 e 27**.

Veja aplicação e vídeo de sensores capacitivos em: www.smar.com/brasil2/products/ld300series.asp e www.smar.com/brasil2/products/ld400series.asp.

Óticos

São ainda pouco difundidos, mas vejamos abaixo alguns marcos da evolução da fibra ótica:

- Foi inventada em 1952 pelo físico indiano Narinder Singh Kanpany.
- 1970: Corning Glass produziu alguns metros de fibra ótica com perdas de 20 dB/km.
- 1973: Um link telefônico de fibras óticas foi instalado no EUA.
- 1976: Bell Laboratories instalou um link telefônico em Atlanta de 1 km e provou ser praticamente possível a fibra ótica para telefonia.
- 1978: Começa em vários pontos do mundo a fabricação de fibras óticas com perdas menores do que 1,5 dB/km.
- 1988: Primeiro cabo submarino de fibras óticas mergulhou no oceano e deu início à super-estrada da informação.
- 2004: A fibra ótica movimenta cerca de 40 bilhões de dólares anuais.
- 2007: Fibra ótica brasileira faz 30 anos e o mercado americano de sen-

sores com fibra ótica movimentou 237 milhões de dólares

- 2014: Perspectiva de movimento de 1,6 bilhões de dólares no mercado americano de sensores com fibra ótica

A sensibilidade dos sensores a fibra, ou seja, o distúrbio menos intenso que pode ser medido, pode depender de:

- Variações infinitesimais em algum parâmetro de caracterização da fibra usada, quando a fibra é o próprio elemento sensor;
- Mudanças nas propriedades da luz usada, quando a fibra é o canal através do qual a luz vai e volta do local sob teste.

Os sensores a Fibra Ótica são compactos e apresentam sensibilidades comparáveis ao similares convencionais. Os sensores de pressão são construídos com o emprego de uma membrana móvel numa das extremidade da fibra.

Podemos citar as seguintes vantagens destes sensores: alta sensibilidade, tamanho reduzido, flexibilidade e resistência, baixo peso, longa vida útil, longa distância de

transmissão, baixa reatividade química do material, ideal para operar em ambientes com risco de explosão e intrinsecamente seguros, isolamento elétrico, ideal para operar em ambientes com alta tensão, imunidade eletromagnética, multiplexação de sinais (uma única fibra pode possuir dezenas de sensores: pode medir vibração, pressão, temperatura, fluxo multifásico, deformação, etc.).

Uma técnica utilizada em construção de sensores óticos é o Interferômetro Fabry-Perot: este dispositivo é usado geralmente para medidas de comprimentos de onda com alta precisão, onde essencialmente dois espelhos parcialmente refletivos (de vidro ou quartzo) são alinhados e se obtém o contraste de franjas máximo e a distância entre os mesmos pela variação mecânica. Esta variação da distância poderia ser gerada por pressão e, com isso, teríamos um sensor de pressão. **Figura 28.**

Sensor Hall

O sensor Hall recebe este nome pois é baseado no efeito Hall, descoberto em 1879 por Edwin Hall.

*Buscando informações
para seu aperfeiçoamento
profissional em
Automação Industrial?*

Encontre-as na revista:

MECATRÔNICA
Atual
AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL DE PROCESSOS E MANUFATURA

www.mecatronicaatual.com.br



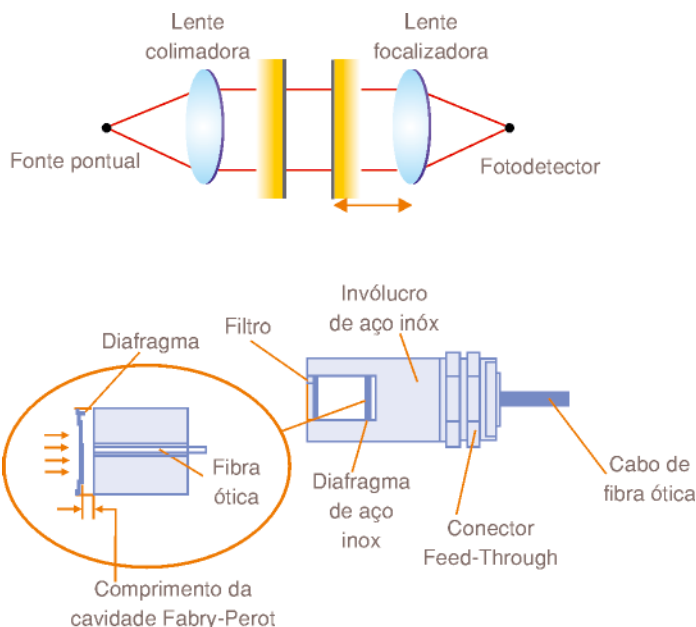
TATUINO



TATO
Equipamentos Eletrônicos

Programação Super Fácil
Código Aberto
Comunidade na internet
Centenas de projetos prontos
16k de memória
13 Inputs/Outputs
Comunicação USB

www.tato.ind.br



F28. Sensor de Pressão com Princípio de Fabry-Perot.

Referência Bibliográfica

Artigos técnicos - César Cassiolato
www.system302.com.br
www.smar.com.br
www.smar.com/brasil2/artigos_tecnicos/
www.ipb.pt/~jpcoelho/teaching.htm
www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/551
www.ipb.pt/~jpcoelho/IEM/
 Pesquisas na internet (Todas as ilustrações, marcas e produtos usados aqui pertencem aos seus respectivos proprietários, assim como qualquer outra forma de propriedade intelectual).

Links Relacionados

Acesse a lista completa de artigos técnicos SMAR em www.smar.com/brasil2/artigostecnicos/

Este efeito é o resultado da força de Lorentz no movimento de elétrons sujeitos a um campo magnético.

Quando se tem um fluxo de corrente em um material que não está exposto a um campo magnético, as linhas equipotenciais que cruzam perpendicularmente este fluxo, são linhas retas.

A força de Lorentz no movimento de elétrons no material é dada por:

$$f = q \cdot (v \cdot B)$$

Onde:

q: carga do elétron

B: campo magnético

O produto externo indica que a força tem uma direção mutuamente perpendicular ao fluxo de corrente e ao campo magnético.

Quando se tem um fluxo de corrente em um material sujeito a um campo magnético perpendicular, o ângulo através do qual o fluxo de corrente é mudado pelo campo magnético é conhecido como ângulo Hall e é um parâmetro dependente do material, sendo determinado pela mobilidade do elétron que também determina o coeficiente de Hall R_H . Neste caso, as linhas equipotenciais ao longo do comprimento do material são inclinadas, e isso nos leva à tensão de Hall medida ao longo do material. Ou seja, tem-se uma tensão proporcional ao campo magnético aplicado.

O efeito Hall está presente em todos os materiais, mas sua aplicação é eficaz somente onde a mobilidade do elétron é relativamente alta, como por exemplo no arseneto de gálio (GaAs).

Em termos construtivos, resumidamente, considere um determinado material (figura 29) com espessura d , conduzindo uma corrente i ao longo de seu comprimento e sujeito a um campo magnético B aplicado perpendicularmente à direção de sua espessura.

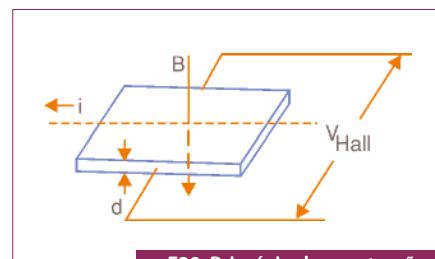
O resultado destas condições é a geração de tensão conhecida como tensão de Hall, V_{HALL} , cuja magnitude é dada por:

$$V_{HALL} = \left(\frac{R_H}{d} \right) \cdot i \cdot B$$

Onde:

R_H : constante Hall do material.

Atualmente, existem inúmeras aplicações destes sensores, desde a aplicação em servomotores em videocassetes, sensores de catracas para controle de acesso, sensores de velocidade, sistema de injeção em motores automotivos, medição de corrente, potência e campo magnético, controle de motores DC sem escova, sensores de proximidade, controle de rotação, controle de posição, posicionadores inteligentes de válvulas/atuadores.



F29. Princípio de construção e funcionamento do sensor Hall.

Veja aplicação em: www.smar.com/brasil2/products/fy300series.asp e www.smar.com/brasil2/products/fy400series.asp.

Conclusão

Neste artigo foram apresentados alguns exemplos de condicionamento básico de sinais, assim como alguns tipos de sensores.

É importante ressaltar, entretanto, que a área de processamento de sinais é imensa e com várias aplicações, principalmente na automação industrial. **E**

César Cassiolato é Diretor de Marketing, Qualidade e Engenharia de Projetos & Serviços da SMAR Equipamentos Ind. Ltda., foi Presidente da Associação PROFIBUS Brasil América Latina de 2006 a 2010, Diretor Técnico do Centro de Competência e Treinamento em PROFIBUS, Diretor do FDT Group no Brasil, Engenheiro Certificado na Tecnologia PROFIBUS e Instalações PROFIBUS pela Universidade de Manchester

Controle de Motores

Algoritmos Complexos para Microcontroladores

XMC4000, da Infineon

Neste artigo demonstraremos a realização de controle de motores, usando algoritmos complexos para microcontroladores de apenas um núcleo padrão (ARM® Cortex M4)

Quando falamos em microcontroladores trabalhando em aplicações de tempo real, os complexos projetos de controle do motor têm sido dominados por núcleos especializados. Em muitos casos são utilizados microcontroladores de 2 núcleos, onde o núcleo principal tem como tarefa o controle do algoritmo, já o segundo núcleo é responsável pelo gerenciamento em tempo real de I/Os e manipulação de dados.

Neste artigo iremos mostrar como algoritmos complexos para controle de motor podem ser facilmente implementados em microcontroladores de apenas um núcleo Cortex-M4F, quando este é integrado a periféricos inteligentes, como no caso dos microcontroladores da nova família XMC4000 da Infineon.

Como exemplo, iremos analisar as equações relacionadas ao Controle de Campo Orientado (FOC) de um Motor síncrono de ímã permanente (*Permanent Magnet Synchronous Motor* - PMSM), mostraremos como estes podem ser manipulados utilizando



**Mike Copeland,
Carlos Galuzio
e Vinicius Costa**

a biblioteca CMSIS DSP. Os conceitos que serão aplicados neste exemplo podem ser usados para outros tipos de motores. Nós iremos ver como a disponibilidade de periféricos inteligentes elimina a necessidade de utilização do segundo núcleo, além de descrever alguns dos muitos benefícios de usar um único núcleo padronizado na indústria em conjunto com a biblioteca DSP CMSIS.

Estrutura e funcionamento de um motor PMSM

Antes de olharmos os algoritmos de controle e equações, é importante compreender o funcionamento de um motor PMSM.

Um motor trifásico PMSM consiste de um rotor de ímã permanente e um rotor

estacionário com 3 enrolamentos distribuídos senoidalmente. Na **figura 1** podemos observar uma seção transversal de um PMSM simples em corte.

Os enrolamentos distribuídos no estator são semelhantes aos que seriam encontrados em um motor de indução trifásico. Em uma fase (por exemplo fase A) o número de espiras (N_s) em qualquer ângulo (α) seria aproximadamente $N_s \cos(\alpha)$. Isso é válido também para as outras 2 fases, porém com um defasamento de 120° . Na realidade as distribuições dos enrolamentos são apenas aproximadamente senoidais, porém isso já é suficiente para um FOC.

Como Tesla descobriu, se você aplicar 3 correntes em regime senoidal para este tipo

de estator uma rotação será criada, e podemos provar isso matematicamente. O fluxo gerado pelo enrolamento é proporcional à corrente e ao número de espiras deste enrolamento. Assim temos que, com a multiplicação do número de espiras pela corrente que circula este enrolamento obtemos o fluxo gerado por esta fase do estator, este é conhecido como Força Magnetomotriz (*Magneto Motriz Force* – MMF). Quando somado com o resultado das outras duas fases, nós temos o fluxo total gerado, como podemos observar na equação (1) abaixo, que pode ser simplificada através da “Lei dos Cossenos”:

$$MMF = N_{wuv}(\alpha) \cdot I_{wuv}(\omega t) + N_{vrv}(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \cdot I_{vrv}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + N_{urv}(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \cdot I_{urv}(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

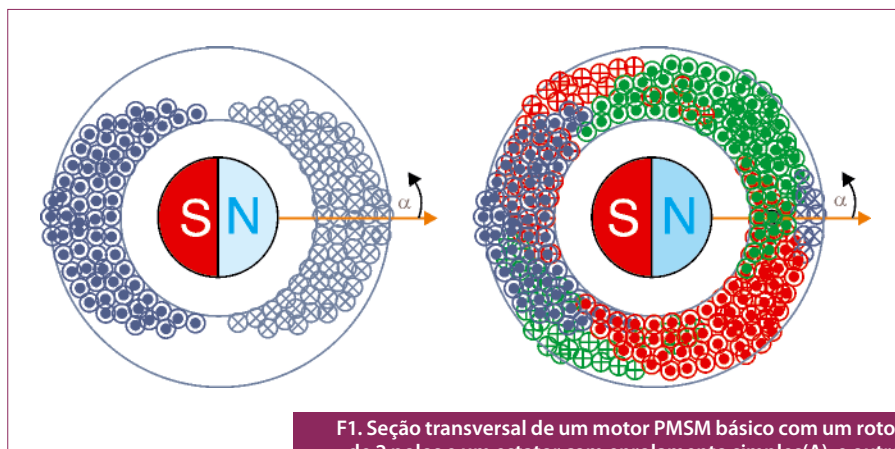
$$MMF = \frac{3}{2} I_s N_s \cos(\omega t - \alpha)$$

Para um controle de motor eficiente, o principal objetivo é manter o fluxo do estator defasado 90° do fluxo do rotor. Portanto, o torque do motor é proporcional à amplitude do fluxo total do estator.

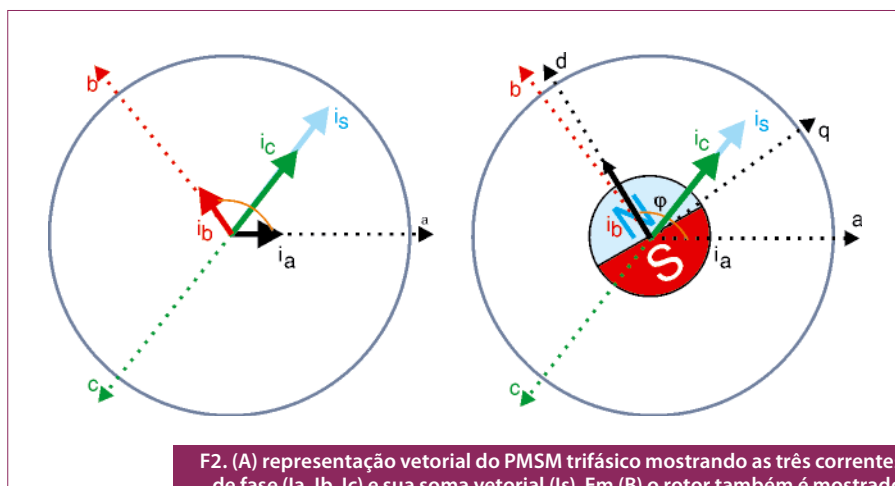
Teoria Simplificada FOC

Para que possamos exemplificar usaremos um estudo de caso de um projeto de alguns anos atrás e algumas soluções, no caso uma fonte de alimentação ininterrupta. Neste projeto eram usados Microcontroladores com ADC integrado e módulo de PWM ligado a uma meia ponte e um transformador para gerar tensão alternada. A tensão de saída deveria ser uma onda senoidal limpa com 110 V/60 Hz independente da carga que lhe fosse imposta. Para geração do PWM era utilizado um controle PI (Controle Proporcional Integrativo) com 110 V/60 Hz como sinal de referência. Assim, o ADC teria a função de ler a tensão real e comparar com nossa referência, passando este erro para um controle PI, que iria controlar o PWM de forma a manter o sinal de referência na saída.

Para não utilizar sistemas complexos não lineares, outra opção de projeto seria tabelar os pontos de uma senoide de referência e guardar na memória do microcontrolador, assim cada interrupção de PWM teria referência a uma posição da tabela. Esta solução nos forneceria na saída uma forma de onda senoidal de 60 Hz, conforme desejado. Entretanto, este circuito fica muito dependente da carga. Para controlar a amplitude deste sinal, poderíamos utilizar um controle PI para gerar



F1. Seção transversal de um motor PMSM básico com um rotor de 2 polos e um estator com enrolamento simples(A), e outro com trifásico com enrolamentos distribuídos em 120° (B). Os enrolamentos do estator são distribuídos senoidalmente. Círculos representados com um X (ou um ponto) no centro representam a direção da corrente que circula em cada condutor, onde X é a corrente que “entra” na folha e o ponto a que “sai” da folha.



F2. (A) representação vetorial do PMSM trifásico mostrando as três correntes de fase (I_a , I_b , I_c) e sua soma vetorial (I_s). Em (B) o rotor também é mostrado com o seu fluxo orientado em torno do “d” de giro do eixo. Para uma eficiência máxima, I_s deve ser alinhado com o eixo do rotor em quadratura (Q).

fatores de escala, que seriam multiplicados pelos valores encontrados na tabela.

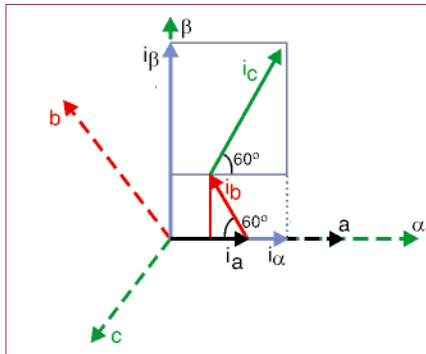
Com este artifício nós conseguimos remover as propriedades senoidais do sistema com auxílio de funções trigonométricas (no caso apenas com uma função *sin*) e com isso temos a liberdade de trabalhar apenas com suas amplitudes, onde podemos aplicar um controle linear com PI. Este é um exemplo de utilização de FOC, quando transformamos a senoide em um sistema linear para que fosse possível aplicar controle linear PI.

Para entender como isso funciona, vamos simplificar o desenho da **figura 1 (B)** por meio de vetores. A **figura 2** é semelhante à figura 1, exceto todos esses pequenos círculos que são substituídos pelos eixos A, B e C. A corrente que flui através de fase “a”

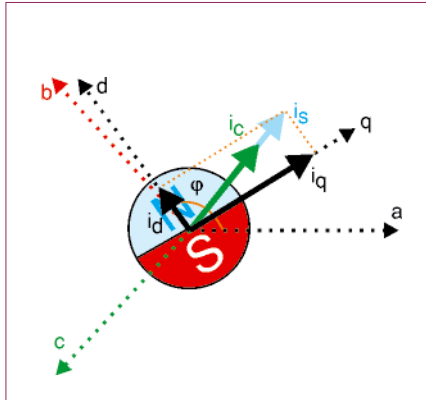
(enrolamento que foi desenhado em azul escuro na figura 1) pode ser representado como um vetor no eixo “a” (I_a). O mesmo é verdade para as fases b (o enrolamento em vermelho) e c (o enrolamento em verde).

Uma vez que o fluxo é proporcional à corrente, os termos de fluxo e corrente são intercambiáveis. O fluxo total produzido pelas três correntes do estator é mostrado pelo vetor I_s , que é a soma dos vetores de $I_a + I_b + I_c$. O objetivo é manter 90° a partir do fluxo gerado pelos ímãs do rotor. Na **figura 2 (B)** o fluxo do estator está alinhado a quadratura de rotor ou eixo-Q. Nesta figura você pode ver que há algum desalinhamento.

Para alinhar o fluxo do estator com o rotor, devemos primeiro identificar o componente do fluxo do estator que está ali-



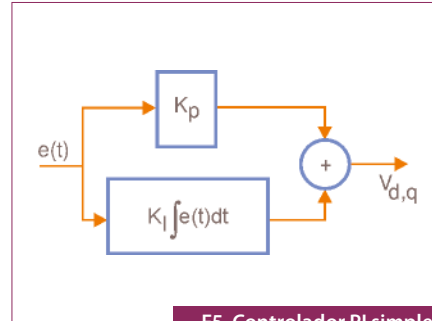
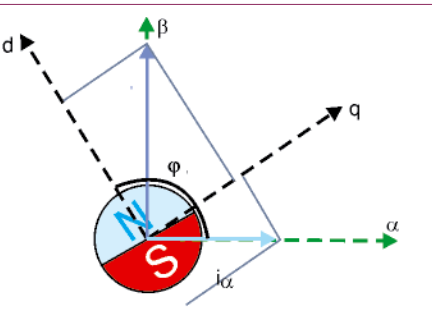
F4. Gráfico representando a Transformada de Clarke (A) e a Transformada Park (B).



F3. i_q é o componente de fluxo do estator responsável por produzir o torque útil. Já o i_d é o componente que deveria se estabelecer em zero. Estes componentes podem ser encontrados através das projeções de i_s nos eixos q e d . Note que o ângulo do rotor é representado por ϕ .

nhado com o rotor. Este é o componente do fluxo que está alinhado com o rotor eixo- q , chamado i_q . Temos também de identificar o componente que não está devidamente alinhado com o rotor. Este é o componente do fluxo que está alinhado com o rotor eixo- d , chamado i_d . Na verdade, i_d e i_q são simplesmente as projeções de i_s para os eixos d e q , como mostrado na **figura 3**.

Todas estas fórmulas e desenhos parecem ótimas no papel, mas ainda precisamos de algumas equações para obter i_d e i_q a partir da corrente do estator e posição do rotor. Na **figura 4** mostraremos como chegar aos valores destas correntes i_q e i_d . Para isso temos dois passos a serem seguidos, o primeiro deles é conhecido como Transformada de Clarke. A transformada de Clarke tem como função obter a resultante i_α e i_β dos vetores das correntes i_a , i_b e i_c , sobre 2 eixos ortogonais, nomeados na figura como α e β (na figura 4 na cor verde claro). O segundo passo consiste em converter i_α e i_β para i_d e i_q quando se conhece o ângulo



F5. Controlador PI simples no domínio do tempo.

do rotor ϕ , porém note que para que seja possível realizar este passo é necessário que a equação $i_a + i_b + i_c = 0$. Este passo é conhecido como Transformada de Park.

A partir do momento em que temos os valores de i_q e i_d podemos aplicar em controladores PI. Um controlador PI irá trabalhar para deixar i_d em zero para garantir que o fluxo do rotor esteja perpendicular ao fluxo do estator, enquanto outro irá tratar i_q a fim de controlar o torque gerado.

A biblioteca CMSIS DSP, citada anteriormente, contém versões das transformadas de Clarke e Park com ponto fixo e ponto flutuante, assim como um controlador PID (Controle Proporcional Integral e Derivativo). A diferença entre um controlador PI para um PID seria que o PI é uma versão mais simples de um PID, pois ele considera igual a zero a derivada K_d . Na **figura 5** podemos ver um modelo de um controlador PI, com $e(t)$ sendo o sinal de erro igual a diferença entre o i_d e i_q desejado e o valor atual.

Note que a saída do controlador é uma tensão, V_d ou V_q , que são apenas variáveis representativas. Você não pode apenas converter este sinal para um PWM, é necessário realizar algumas passagens trigonométricas também.

Existem algumas maneiras de converter este sinal V_q ou V_d em uma onda senoidal

trifásica. Vamos nos concentrar neste momento em apenas uma, chamada de SVM (*Space Vector Modulation*). Poderíamos escrever um artigo apenas sobre SVM, mas nesta oportunidade vamos ver apenas o básico.

V_d e V_q são referenciados à posição do rotor, portanto nós precisamos projetar estas tensões para vetores de tensão reais que poderão ser implementados em inversores de frequência trifásicos.

A **figura 6** mostra um inversor de frequência trifásico. Existem 6 tensões diferentes de zero que podem ser geradas pelo inversor. Cada vetor é produzido através do chaveamento de um lado positivo e 2 negativos, ou 2 lados positivos e 1 negativo das fases, conforme mostrado nessa mesma figura. Já na **figura 7B** você pode observar estes vetores de tensão juntamente com o estado do inversor correspondente.

Nós usaremos basicamente 2 processos para transformar V_d e V_q para o vetor de tensão do inversor. O primeiro passo é o inversor (Transformada de Park). Como o nome já diz, os sinais V_d e V_q serão transformados em V_α e V_β como podemos observar na **figura 7A**. A Anti-Transformada de Park está inclusa na biblioteca CMSIS DSP Library.

Anti-Transformada de Park

Uma vez que conhecemos V_α e V_β , eles podem ser projetados sobre os vetores de estado de comutação que são a melhor aproximação de sua soma vetorial. Essa projeção não é simples, pois não é realizada ortogonalmente mas sim ao longo de linhas distribuídas a cada 60° (**figura 7B**). Abaixo, temos a equação (2) para a projeção quando o vetor soma $V_\alpha + V_\beta$ está entre U_1 e U_2 . Note que essa fórmula varia de acordo com a localização do vetor soma de $V_\alpha + V_\beta$:

$$t_1 = V_\alpha - \frac{V_\beta}{\sqrt{3}}$$

$$t_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} V_\beta$$

$$t_0 = 1 - t_1 - t_2$$

Os resultados t_1 e t_2 são projeções de V_α e V_β nos 2 vetores de tensão do inversor que estão próximos do vetor soma de $V_\alpha + V_\beta$. Eles representam o percentual de tempo que cada estado de comutação deveria permanecer ativo para ser produzida a tensão

desejada. Quando temos $t_1 + t_2 < 100\%$, t_0 permanece ativo. Durante a ativação de t_0 todos os lados positivos ou negativos podem ser ligados.

Algumas conversões adicionais de retangular para polar são necessárias para encontrar o ângulo e a amplitude de $V_\alpha + V_\beta$. O método SVM pode se tornar complicado dependendo do projeto, neste caso será necessário consultar outro material didático.

Implementação dos algoritmos complexos

Nas seções anteriores vimos muitas das equações básicas que serão utilizadas pelo microcontrolador para realizar um controle avançado de motor. Há também outras formas de controle que nos trazem outras equações, aumentando o nível de dificuldade. Existem casos onde, inclusive, é dispensado o uso dos sensores de posição do rotor.

Embora essas equações sejam complexas, elas podem e vêm sendo muito utilizadas, principalmente em microcontroladores de 16 bits e 32 bits. É evidente que uma CPU rápida com extensões DSP e capacidade de ponto flutuante permite que você realize cálculos rápida e facilmente, possibilitando a implementação de algoritmos complexos, como no caso do FOC sem sensor de posição.

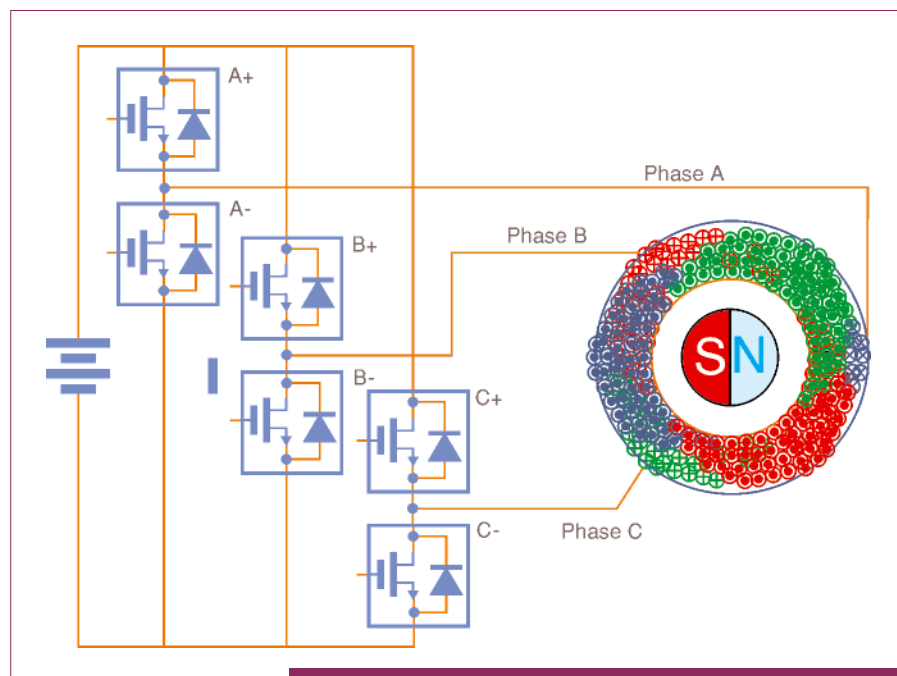
Então por que microcontroladores com 2 núcleos assimétricos são tão populares no controle de motores? A resposta desta questão está relacionada com o fato de que um microcontrolador de controle de motor deve não apenas processar números, pois apenas esta função já acarreta várias outras

funções ao MCU como configuração e leitura de conversores AD, leitura de I/O e seriais, após esta etapa é necessário realizar os cálculos para que estes possam ser tratados e enviados de alguma forma para os periféricos do sistema. E a sincronização de todas estas etapas e informações de entrada e saída é tão crítica quanto os cálculos de alto nível.

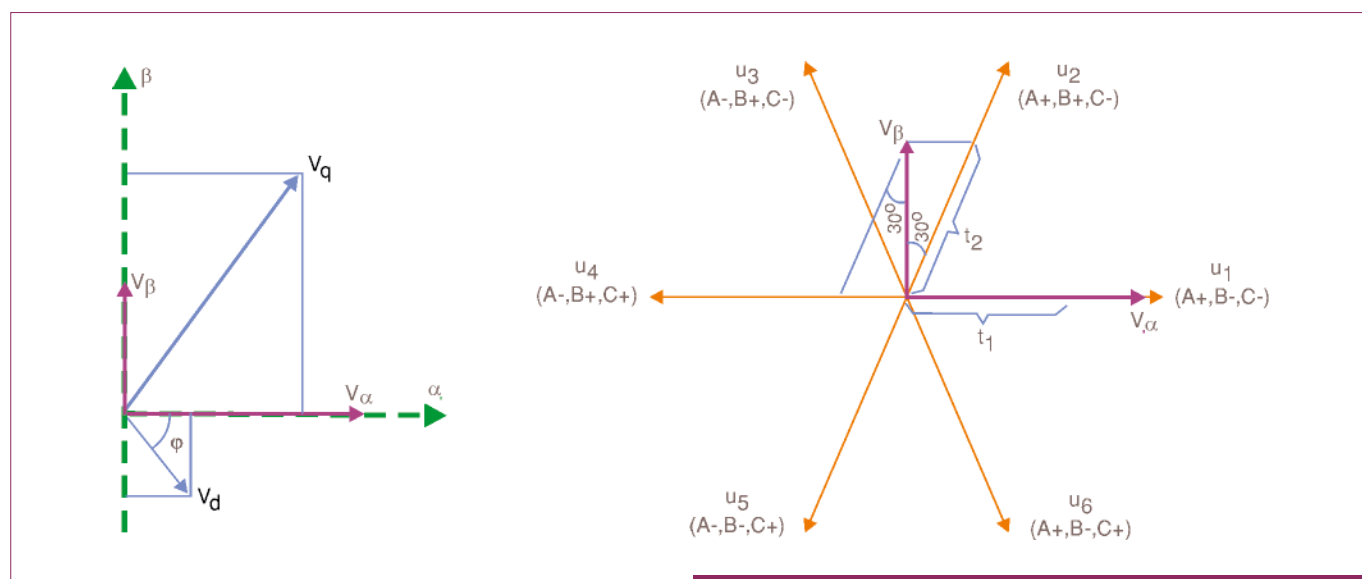
Usar um núcleo adicional para gerenciar os periféricos pode ser muito útil. No entanto, gera algumas desvantagens no projeto. Como exemplo disso nós temos a dificuldade em determinar a melhor maneira de sincronizar e dividir as funções entre os 2 núcleos, é necessário ter uma

demanda de tempo maior para que seja entendida a lista de instruções adicionais. Fora isso existem os imprevistos que serão descobertos durante o projeto, como peculiaridade de cada família.

Mesmo que essas tarefas executadas pelo núcleo adicional sejam bastante simples existe outro fator decisivo, estamos falando de um processo em tempo real. Por este lado seria claramente benéfico utilizar apenas um núcleo, mas, por se tratar de algoritmos de alto nível aliado ao fato de ser uma aplicação em tempo real, torna-se um desafio até mesmo para um microcontrolador com núcleo CORTEX-M4F.



F6. Ligações de um inversor trifásico a um motor trifásico PMSM.



F7. (A) Conversão do V_d e V_q para V_α e V_β através da anti-transformada de Park e (B) conversão de V_α e V_β na comutação de U_1 e U_2 .

Na maioria das tarefas adicionais, o segundo CPU seria usado para gerenciamento de dados e sincronização de eventos. Estas tarefas podem ser realizadas igualmente por periféricos inteligentes ligados com o núcleo principal, quando este tem uma matriz de ligação flexível.

Como um exemplo simples, considere a tarefa de decodificar a posição do rotor através do processamento dos sinais de um *encoder* de quadratura. Este *encoder* de quadratura é um sensor de posição do rotor, que produz pulsos de dois pinos que estão defasados em 90°. Cada vez que um pulso for detectado em um dos pinos, o rotor terá movido uma pequena fração de um grau. A direção da rotação é detectada pelo deslocamento de fase (+90° ou -90°) entre os pinos do sensor.

Além disso, há geralmente um terceiro pino que indica quando um revolução completa ocorreu. A **figura 8** mostra os sinais provenientes de um *encoder* de quadratura.

A **figura 9** ilustra um exemplo de como os periféricos inteligentes presentes na fa-

mília de produtos XCM4000, da Infineon, podem realizar interface com um *encoder* de quadratura sem a necessidade de um segundo núcleo.

A interface de posição periférica (POSIF) é configurada em modo *Enconder* de Quadradora (*Quadrature Decoder*) e com condições dos sinais do *encoder*. Também é ligado através de uma matriz de ligação a um dos módulos de *timer* de captura/comparação (CCU4).

O contador do canal (*slice*) 0 do CCU4 é incrementado e diminuído automaticamente (dependendo da direção do motor) além de conter a posição do motor. O contador do canal 1 é incrementado a cada revolução com base no sinal IDX para proporcionar uma contagem de rotação. Os canais 2 e 3 são ambos usados para capturar velocidade.

O canal 2 mede o número de pulsos do *encoder* por intervalo de tempo determinado. O canal 3 mede o tempo entre um número fixo de pulso do *encoder*. Isto permite que velocidades muito altas e muito baixas possam ser medidas com precisão,

sem a necessidade de um núcleo adicional para configurar os periféricos.

Este conceito pode ser estendido para interligar outros periféricos como um de PWM inteligente conectado a um ADC inteligente. Uma conexão bidirecional entre estes dois periféricos permite tanto que um PWM dispare medidas de tempo críticos, ou resultados do ADC dispare recursos de proteção para serem implementados sem intervenção de CPU. Por exemplo, o periférico de PWM inteligente pode disparar várias conversões ADC em pontos específicos dentro de um período do PWM para reconstruir três correntes de fase a partir de um único shunt.

A saída do ADC inteligente pode também ser automaticamente comparada com relação a limiares programáveis para a identificação de sobrecorrente, sobretensão, subtensão e outros recursos de proteção convencionais, permitindo ao ADC desligar automaticamente o PWM durante condições de falha. Utilizando periféricos inteligentes, sistemas de controle de motor mais complexos podem ser construídos sem a necessidade de um segundo núcleo para manipular os requisitos de tempo real.

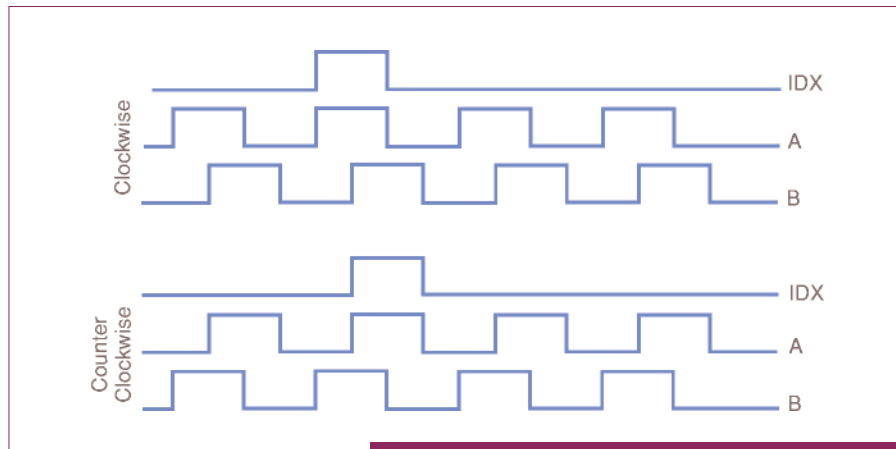
Conclusão

Algoritmos de controle de motores complexos requerem uma matemática sofisticada e excelente performance em tempo real. Os microcontroladores da família XMC4000 da Infineon com CPU ARM® Cortex M4, capaz de rodar código a mais de 100 MHz, com funções DSP e unidade de ponto flutuante em hardware, possuem a capacidade de CPU para executar os cálculos de alto nível necessários em sistemas de controle de motor.

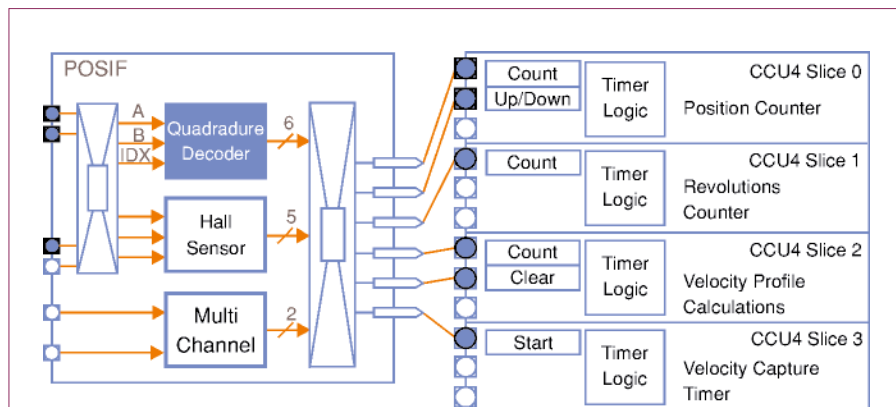
As bibliotecas DPS CMSIS contêm diversas funções úteis, como Transformadas de Clarke e Park e controladores PID em formatos ponto fixo e flutuante. Isto proporciona implementar uma matemática de alto nível de forma mais fácil e mais portátil.

Com os periféricos inteligentes interconectados, como os encontrados nos produtos XMC4000 da Infineon, algoritmos de controle de motor de alta complexidade podem ser facilmente implementados com apenas 1 núcleo padrão, reduzindo os esforços de desenvolvimento e com portabilidade.

Para maiores informações sobre os microcontroladores XMC4000 da Infineon, acesso o website: www.infineon.com/xmc.



F8. Sinal de saída do *encoder* de quadratura, quando o motor está girando em sentido horário e anti-horário.



F9. Conexão e configuração do POSIF e CCU4 para decodificar o *encoder* de quadratura, obtendo velocidade e posição do rotor.

Antenas

Ganho, Eficiência e Polarização

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

Dante J.S. Conti

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Deste exemplo do dipolo vertical fica evidente portanto que o cálculo da Diretividade

de uma antena deve levar em consideração o seu diagrama de radiação 3D.

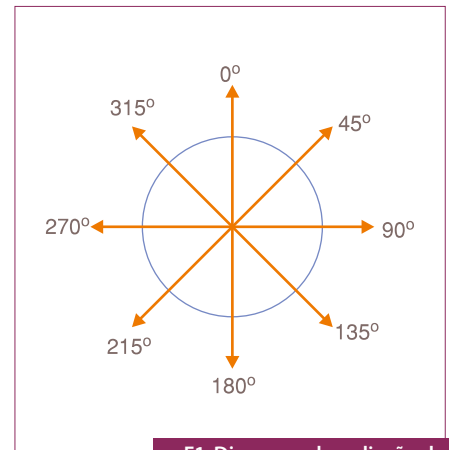
Quando a Diretividade (D) de uma antena é definida com relação ao isotrópico e é calculado logaritmo base 10 deste valor, isto é, toma-se o valor de $10 \cdot \log(D)$ ao invés de D , a unidade passa a ser chamada de **dBi**; se por outro lado a Diretividade é definida com relação ao dipolo de meia onda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

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

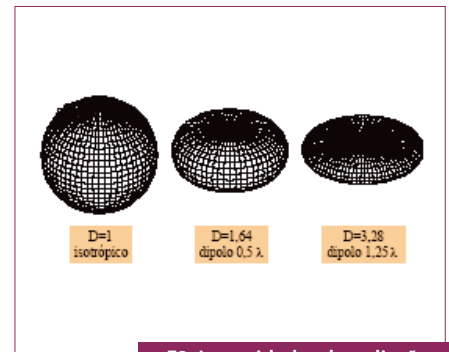
Finalmente definir o que significa Ganho, é necessário introduzir o conceito de Eficiência de Radiação de uma antena. Mais uma vez o princípio da conservação de energia deve balizar o nosso raciocínio e permitir entender que, dado à natureza não ideal de qualquer antena que seja implementada na prática,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

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

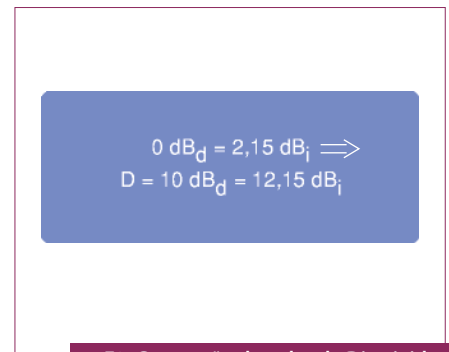
A **figura 4** apresenta este conceito de forma mais abrangente e aplicado na cadeia de transformação de energia desde a saída do transmissor até o espaço livre, onde os parâmetros α , β , η definem as eficiências nas várias etapas da cadeia. Verifique portanto que o parâmetro η (Eficiência de Radiação) diz respeito somente à antena. Existem outras eficiências que devem ser conhecidas para se conseguir determinar a potência ERP (ou potência efetivamente radiada).



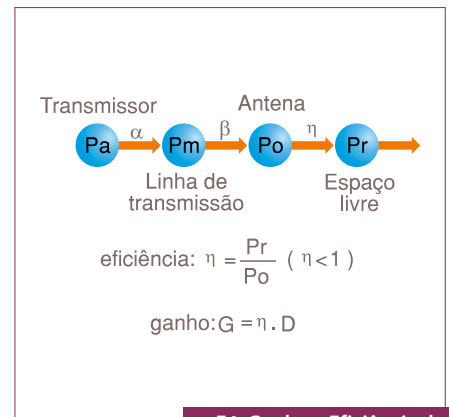
F1. Diagrama de radiação de uma antena isotrópica.



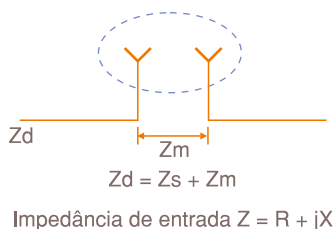
F2. Intensidades de radiação e Diretividade das antenas.



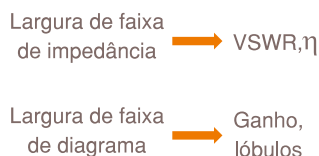
F3. Conversão do valor de Diretividade de uma antena dBd para dBi.



F4. Ganho e Eficiência de Radiação de uma antena.



F5. Impedância de entrada de uma antena.

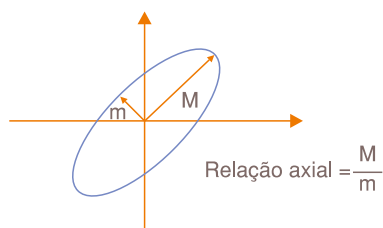


F6. Para determinação da largura de faixa de uma antena.

Larguras de faixas:

FM	$\rightarrow \frac{0,2}{[88 - 108] \text{ MHz}} \rightarrow 0,23 - 0,18 \%$
TV (canais 2 a 6)	$\rightarrow \frac{6}{[54 - 88] \text{ MHz}} \rightarrow 11,1 - 6,8 \%$
TV (canais 7 a 13)	$\rightarrow \frac{6}{[174 - 216] \text{ MHz}} \rightarrow 3,45 - 2,78 \%$
TV UHF	$\rightarrow \frac{6}{[470 - 746] \text{ MHz}} \rightarrow 1,28 - 0,8 \%$

F7. Larguras de faixas percentuais de FM e TV.



F8. Polarização elíptica em transmissão de FM.

Uma vez conceituado Diretividade e Eficiência de Radiação, concluímos que o Ganho de uma antena nada mais é do que a relação entre a potência radiada pela antena em análise e a potência radiada pela antena de referência, ambas as antenas com a mesma potência aplicada aos seus terminais de entrada.

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

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

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

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

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

A máxima transferência de potência ocorre somente quando a impedância de entrada da antena não apresenta componente reativa e sua componente resistiva é igual à componente resistiva da linha de transmissão que a alimenta, de onde surge, portanto, a especificação universal de impedância de entrada para antenas como sendo 50 ohms (se for operar no modo

transmissão) ou 75 ohms (se for operar no modo recepção). Note que, na prática, não se faz menção à componente reativa, embora ela sempre exista e não permita que se trabalhe na condição de máxima transferência de potência.

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

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

$$Z_d = Z_s + Z_m$$

onde

Z_d = impedância da antena na situação instalada;

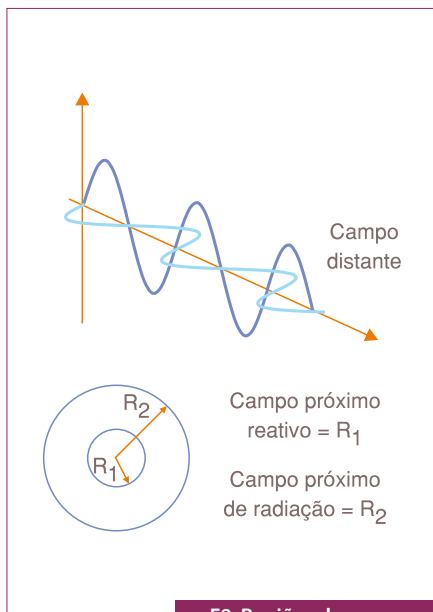
Z_s = impedância da antena no espaço livre ou impedância própria;

Z_m = impedância mútua entre a antena e outros objetos.

Na prática, deve-se procurar minimizar Z_m ou, se não for possível, adequar Z_s a fim de que a impedância que resulte na condição de operação Z_d seja a mais próxima possível da impedância da linha de transmissão que alimenta a antena. A figura 5 ilustra isso.

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

A determinação da largura de faixa de funcionamento de uma antena deve ser feita observando-se como varia o casamento de impedância da antena (VSWR) e a sua eficiência de radiação (η) em conjunto com a observação de como varia também o seu diagrama de radiação e ganho em função da frequência. Figura 6.



F9. Regiões de campo ao redor de uma antena.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Um parâmetro de interesse é definido como Relação Axial, ou “axial ratio - AR”, que representa o quociente entre o eixo maior e o eixo menor da elipse de polarização, o AR traduz a pureza da polarização circular, isto é se $AR = 1$ significa que a onda eletromagnética gerada pela antena apresenta polarização circular, se AR se aproxima de 0 ou infinito trata-se de polarização linear.

Em antenas de transmissão de polarização circular ou elíptica o que se procura é garantir AR o mais constante possível dentro da área de cobertura pretendida.

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

À parte da orientação entre as antenas de TX e RX, o descasamento de polarização

pode ser ainda provocado por fenômenos de propagação e por difração das ondas eletromagnéticas, além do mais a penalidade de se empregar polarização circular no TX e linear no RX será no máximo -3 dB, contra -η dB no caso do TX usar polarização linear (imagina o TX transmitindo polarização horizontal e o vetor campo elétrico rodar 90 graus por efeitos de propagação).

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

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

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

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

Conclusão

O conhecimento das propriedades de radiação de uma antena ou de um sistema de antena é fundamental para se conseguir a máxima transferência de energia na direção pretendida. Neste artigo vimos de que modo as antenas manifestam um comportamento diretivo e quando este é aproveitado em determinadas modalidades de transmissão.

E

Influência das Harmônicas na Alimentação de Dispositivos Eletrônicos

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

Newton C. Braga

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

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

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

cos, passou a ter uma importância especial.

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

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

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

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

Sinais Harmônicos

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

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

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

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

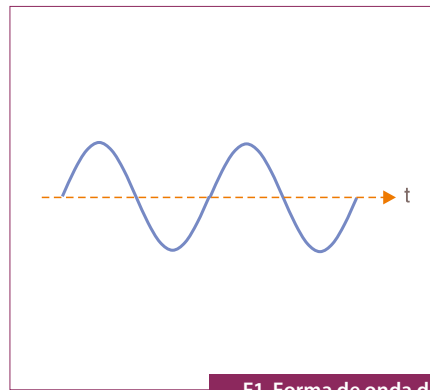
Os efeitos das harmônicas de ordem ímpar num dispositivo elétrico ou eletrônico são diferentes.

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

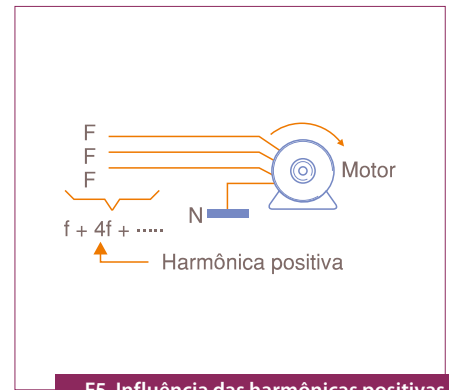
Em um motor assíncrono trifásico, alimentado por quatro condutores, de acordo com a **figura 5**, as harmônicas de sequência positiva tenderiam a forçar o motor a girar no mesmo sentido determinado pela componente fundamental (vide figura). O resultado seria uma sobrecarga do motor com aumento da temperatura de seus enrolamentos e consequente redução de sua vida útil. Observe a **figura 6**.

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

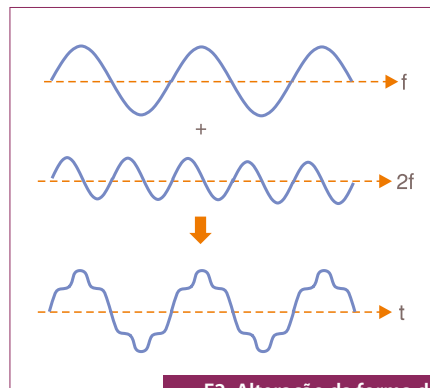
As harmônicas de sequência nula não têm efeito sobre a rotação do motor, contudo, somam-se algebricamente no condutor neutro provocando o aparecimento de correntes que podem chegar a três vezes o valor da mesma corrente que percorre cada condutor, conforme mostra a **figura 7**.



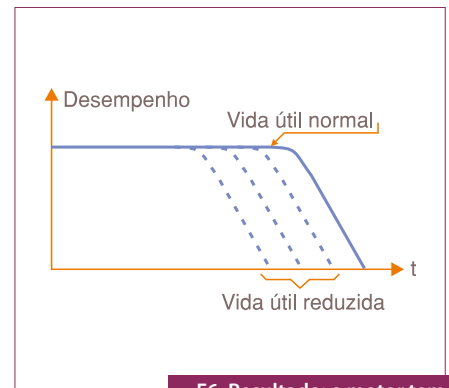
F1. Forma de onda de uma tensão senoidal.



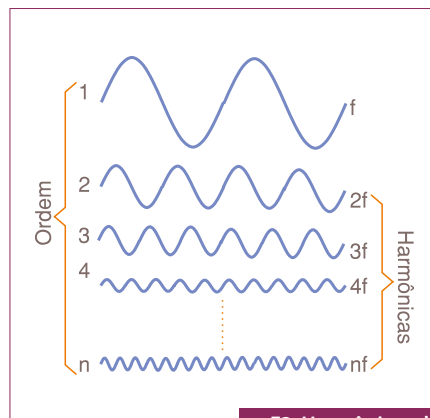
F5. Influência das harmônicas positivas no motor assíncrono trifásico de 4 fios.



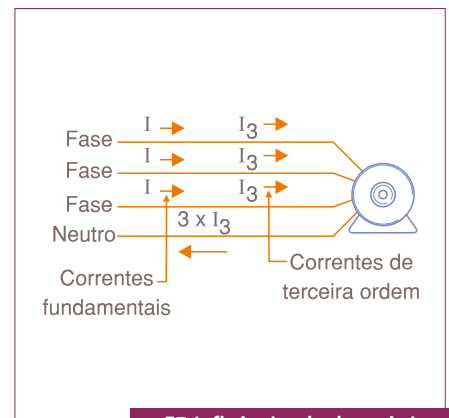
F2. Alteração da forma de onda devido à harmônica.



F6. Resultado: o motor tem sua vida útil reduzida.



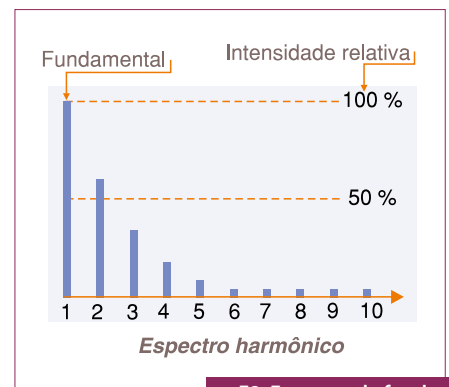
F3. Harmônicas de várias ordens.



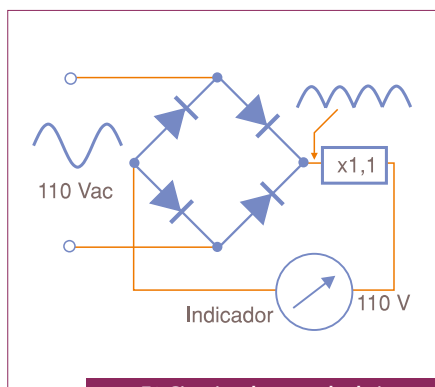
F7. Influências das harmônicas de sequências nula no motor.

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

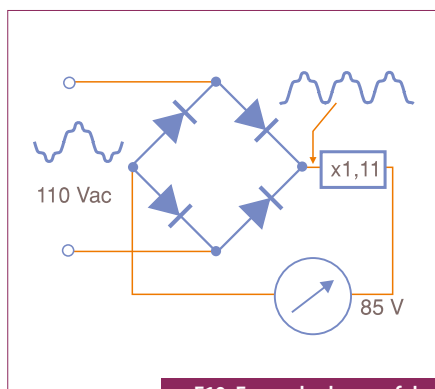
F4. Harmônicas pares e ímpares.



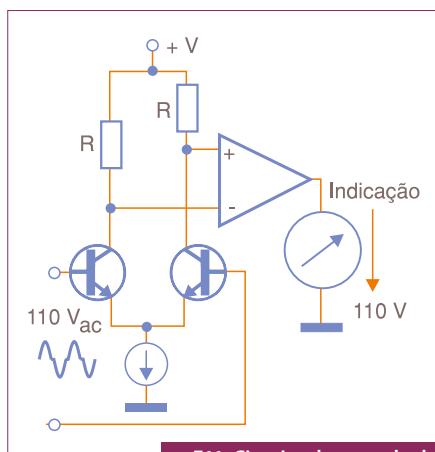
F8. Espectro da fundamental e harmônicas.



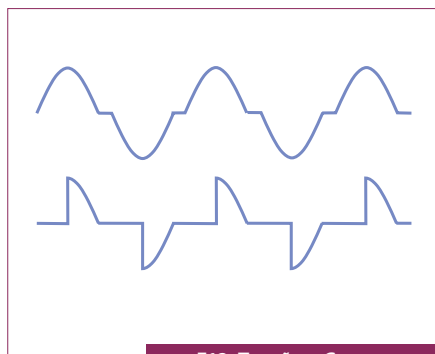
F9 Circuito de entrada de instrumento para medição de harmônicas.



F10. Exemplo de uma falsa leitura (sinal não senoidal).



F11. Circuito de entrada de instrumento "true rms".



F12. Tensão e Corrente comutadas pelo uso de tiristor.

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

Análise do Espectro de Harmônicas

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

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

Medição de Harmônicas

A maioria dos equipamentos de medição que se destina a medições numa rede de energia, é projetada para trabalhar com sinais perfeitamente senoidais. Assim, os multímetros comuns são instrumentos que medem valores médios.

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

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

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

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

True RMS

Não é a primeira vez que abordamos este assunto nesta revista. No entanto, sua importância é tal (quando se fala em quali-

dade da energia e quando devem ser feitas medições em circuitos onde harmônicas possam estar presentes), que uma pequena revisão é importante.

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

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

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

Onde as Harmônicas são Geradas

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

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

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

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

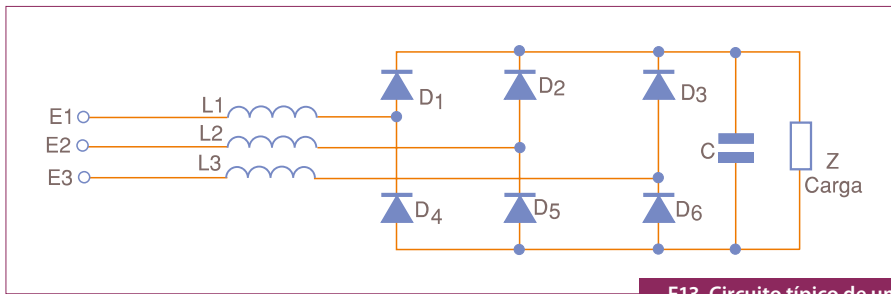
Retificadores Carregadores

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

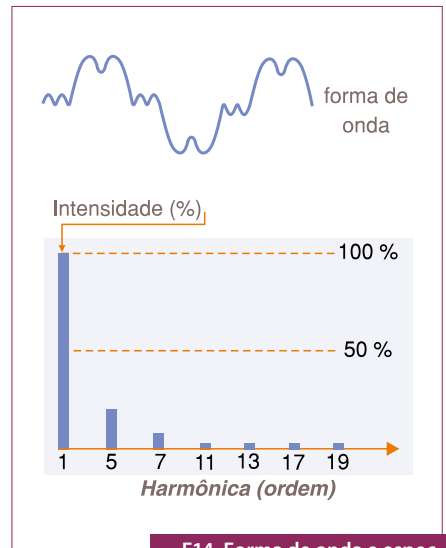
Esses circuitos geram uma grande quantidade de harmônicas ímpares cuja intensidade maior se concentra na quinta e sétima harmônicas, conforme mostram a forma de onda e espectro da **figura 14**.

Controles de Velocidade

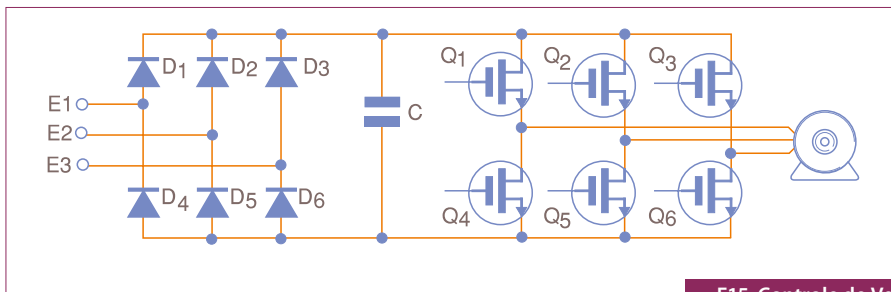
Os controles trifásicos, com a estrutura típica desenhada na **figura 15**, têm um elevado conteúdo de harmônicas.



F13. Circuito típico de um retificador trifásico.



F14. Forma de onda e espectro do retificador trifásico.



F15. Controle de Velocidade Trifásico.

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

Fontes de Alimentação Monofásicas

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

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

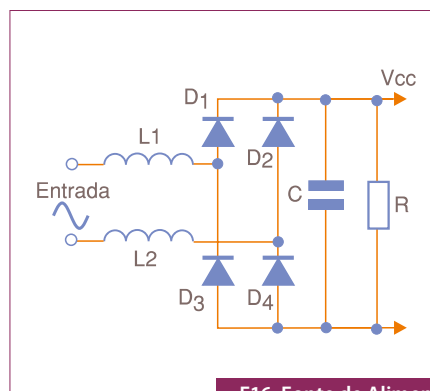
Como são, em geral, equipamentos de baixa potência, os efeitos da grande quantidade de harmônicas que geram só se faz mais evidente em locais onde exista uma boa quantidade deles funcionando. Isso sucede em prédios de escritórios, instalações comerciais, etc.

A forma de onda na carga e a sua composição harmônica são ilustradas na **figura 17**.

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

Máquinas de Solda

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



F16. Fonte de Alimentação monofásica.

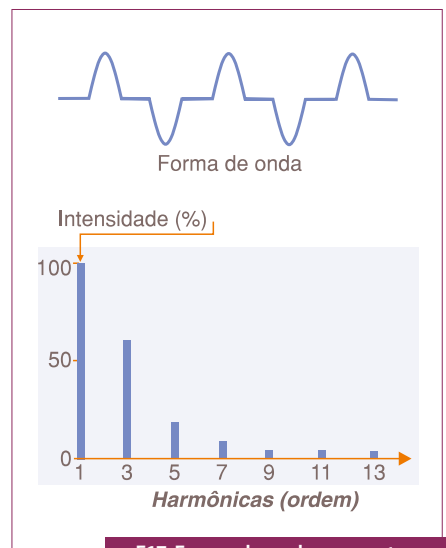
A taxa de distorção chega aos 58 %. A terceira harmônica é a que predomina com 56 % de intensidade relativa.

Conclusão

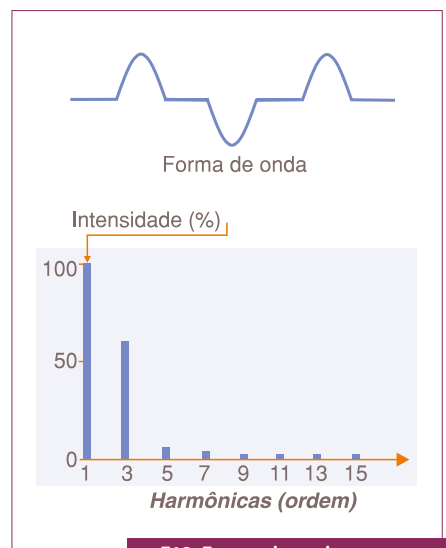
Conforme vimos, as formas de onda encontradas nos diversos tipos de dispositivos eletrônicos e elétricos fogem muito da senoidal ideal que a rede fornece.

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

Usar um instrumento capaz de dar uma informação real sobre a forma de onda e a intensidade de um sinal numa rede, ou seja, um instrumento "true rms", é o primeiro passo para se detectar os problemas causados por harmônicas.



F17. Forma de onda e espectro na carga da fonte de alimentação.



F18. Forma de onda e espectro para a máquina de solda.

Os Microcontroladores Kinetis, da Freescale

Parte 1

Neste primeiro artigo de estudo de aplicações do μ C Kinetis teremos como desafio a tarefa de “piscar um LED” em uma frequência visível ao olho humano

Edriano Carlos de Araújo
Diretor de projetos da Netcom
Projetos e Treinamentos.

Enotável o aumento de fabricantes produzindo microcontroladores equipados com núcleos ARM que, por sua vez, estão cada vez mais próximos de se tornarem um padrão de mercado. Para os fabricantes, fornecer microcontroladores rápidos, eficientes e baratos se tornou uma questão de sobrevivência, o que naturalmente faz com que invistam cada vez mais em pesquisa e desenvolvimento.

Família Kinetis

Atualmente podemos encontrar microcontroladores repletos de periféricos, cada vez mais rápidos e baratos o que não ocorria no passado.

Seguindo esta tendência de mercado, a Freescale Semicondutores lançou a sua mais recente família de microcontroladores Kinetis que, segundo a sua própria definição, é “the gateway to the most scalable portfólio of ARM® MCUs in the industry”.

Mãos a obra

Os microcontroladores Kinetis são baseados em um núcleo ARM Cortex-M4 capaz de proporcionar 1,25 DMIPS/MHz. Possui instruções DSP, unidade de ponto

flutuante em alguns dispositivos da família e uma grande variedade de periféricos que não estão simplesmente isolados no sistema executando funções simples, mas sim fazendo parte de um sofisticado e complexo conjunto de “features” que devolve ao programador a capacidade de inovar e fazer a diferença. Devido à grande quantidade de possibilidades oferecidas pelo microcontrolador, o sucesso e a qualidade do produto desenvolvido estão diretamente ligados à capacidade do profissional.

Levando em conta toda a complexidade e a quantidade de periféricos e funcionalidades presentes neste microcontrolador, este e futuros artigos serão baseados em desafios que, uma vez solucionados, farão com que o conhecimento adquirido sobre o Kinetis aumente gradativamente.

Primeiro desafio

Piscar um LED em um primeiro momento parece ser uma tarefa muito simples, porém, para que o objetivo seja alcançado, será preciso o conhecimento de pelo menos quatro blocos distintos do Kinetis.

Como primeiro passo e muito importante, por mais completo que um livro, apostila

ou material didático seja, o *databook* e o *reference manual* do microcontrolador tem um papel muito importante em qualquer desenvolvimento, pois ali estão informações muito valiosas e complementares, que por natureza estão em constante evolução por meio de revisões.

Agora que o primeiro desafio foi lançado, o que fazer?

Estrutura de um microcontrolador

Um microcontrolador pode ser considerado um sistema computacional completo, o qual possui uma CPU (no caso do Kinetis é composta pelo núcleo ARM), memória interna (podendo esta ser dividida em alguns tipos como Flash, RAM, EEPROM, ou qualquer outro tipo dependendo do fabricante, ou até mesmo da época em que foi fabricado) pois estamos vivenciando uma evolução constante e rápida nos que diz respeito à tecnologia de armazenamento. A **figura 1** mostra a estrutura básica de um microcontrolador.

Primeiro passo: Identificar os periféricos envolvidos na tarefa de piscar um LED

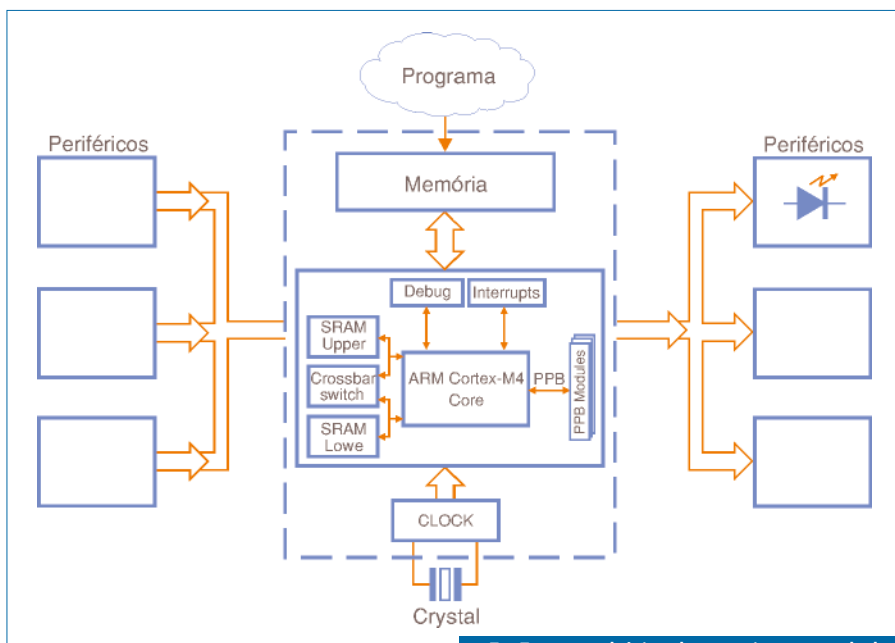
A principal fonte de pesquisa, ou a primeira a ser consultada, deve ser o *reference manual* do microcontrolador.

De acordo com o “*reference manual*” do Kinetis, o periférico que melhor se adequa ao desafio proposto está localizado no capítulo 51 - General purpose input/output IO. Um pino de entrada e saída, usualmente conhecido com I/O, pode ser considerado como o tipo mais simples de dispositivo de entrada e saída que, geralmente, conecta a unidade central de processamento diretamente à saída através de registradores mapeados em memória.

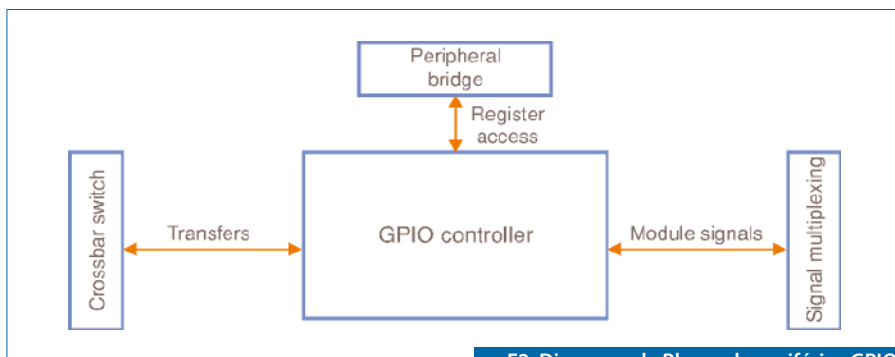
A **figura 2** demonstra o diagrama de blocos básico do periférico GPIO.

Através dessa figura pode-se observar que o módulo GPIO controller não está conectado diretamente ao núcleo como em microcontroladores mais simples, mas sim através de outros três periféricos denominados “crossbar switch”, “signal multiplexing” e “peripheral bridge”.

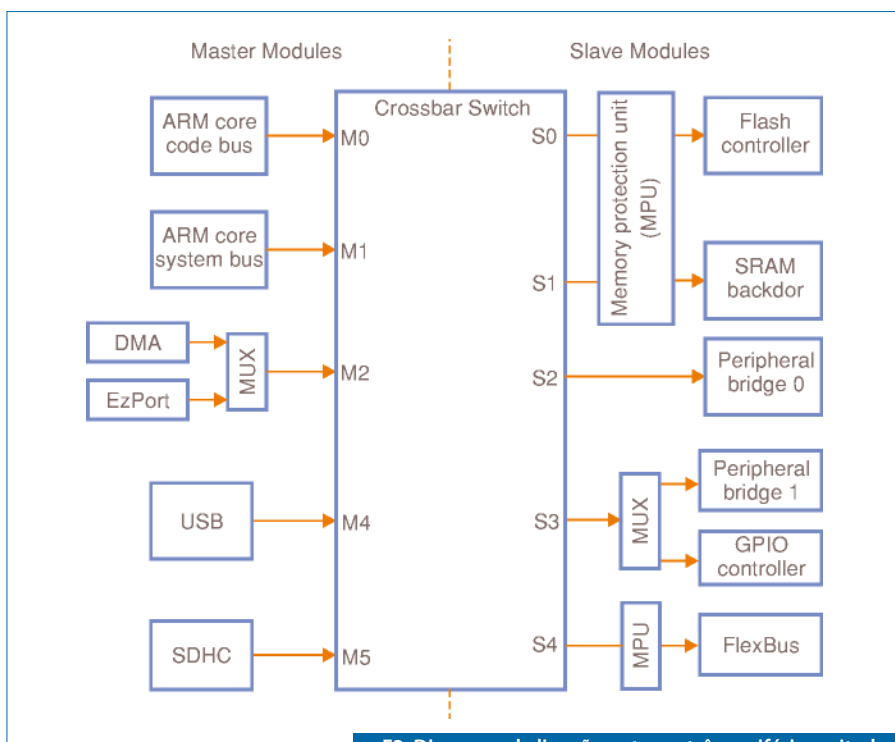
- *Crossbar switch* - Devido à estrutura complexa do microcontrolador, o “crossbar” proporciona a comuni-



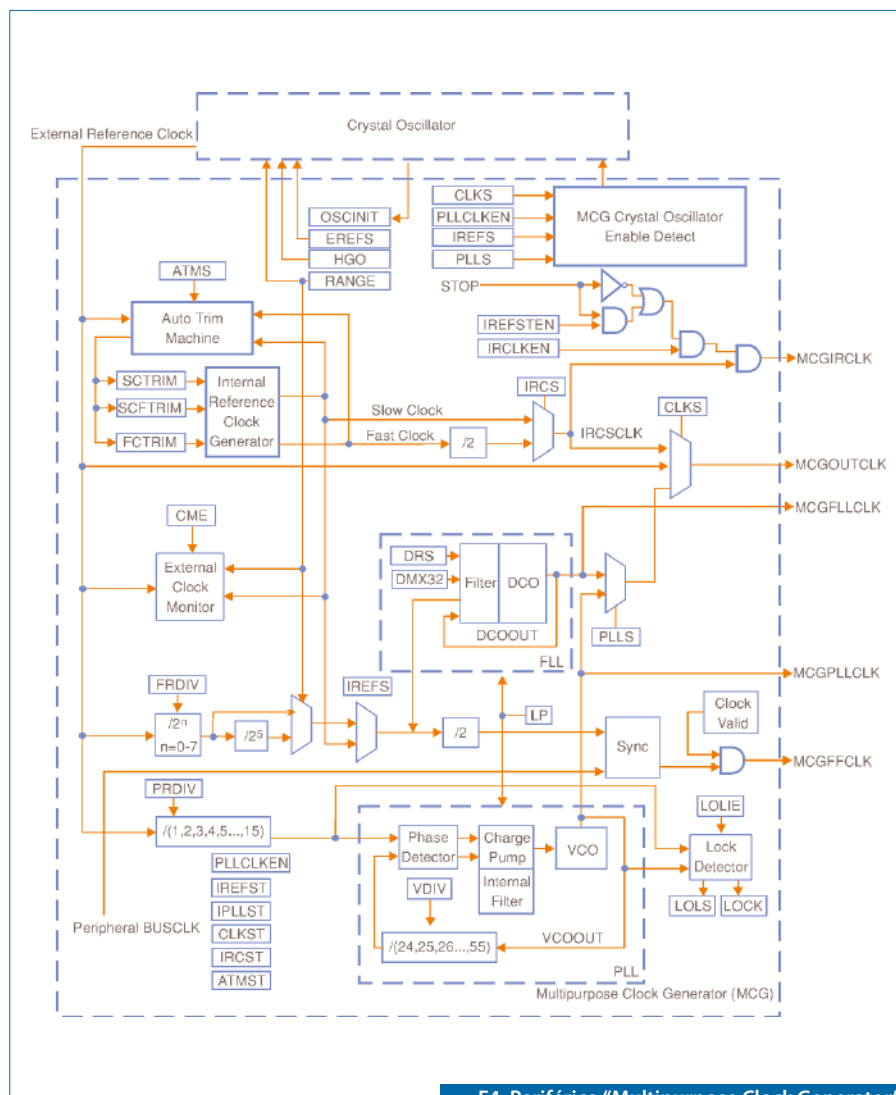
F1. Estrutura básica de um microcontrolador.



F2. Diagrama de Blocos do periférico GPIO.



F3. Diagrama de ligação entre os três periféricos citados.



cação simultânea dos barramentos “master” com outros barramentos slaves, provendo arbitragem entre os diversos acessos.

- *Signal multiplexing* - Devido à grande variedade de periféricos e suas diversas funcionalidades, cada sinal ou saída de um periférico pode ser roteada para diferentes pinos físicos do microcontrolador, proporcionando um melhor aproveitamento dos pinos e facilitando o “layout” da placa de circuito impresso.
- *Peripheral bridge* - Todo acesso aos periféricos é feito através de registradores mapeados em memória, em geral este acesso é feito através do peripheral bridge.

A **figura 3** ilustra o diagrama de ligação entre os três módulos.

O quarto módulo, também relevante

para o desenvolvimento, *é o clock*. Nenhum microcontrolador ou processador atualmente produzido funciona sem um circuito capaz de gerar pulsos. No caso do Kinetis, os pulsos de “clock” são fornecidos por um periférico específico, complexo e com muitas características interessantes.

Em sua configuração padrão ou “default” como consta em seu “reference manual”, o periférico inicia o microcontrolador com uma frequência baixa gerada internamente, a qual será usada no desenvolvimento do desafio. Este módulo necessita de um artigo dedicado a ele.

A título de curiosidade, o leitor pode pesquisar os conceitos de PLL, FLL, Oscilador a cristal, Oscilador Cerâmico e Oscilador RC, facilitando assim o entendimento futuro deste periférico.

A **figura 4** exibe o periférico “Multipurpose Clock Generator”.

Ferramenta de desenvolvimento

Após o entendimento básico necessário ao desenvolvimento do desafio proposto, deve-se decidir qual a ferramenta utilizada para escrever o programa, compilar e *linkar*.

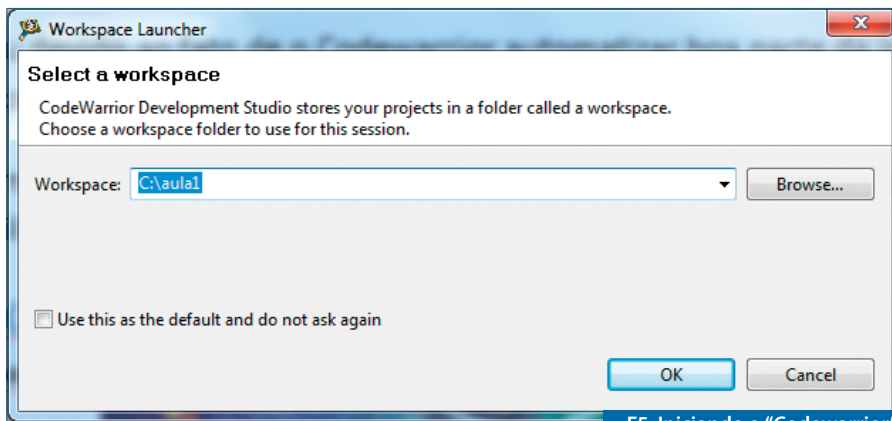
Atualmente, quase todos os programas desenvolvidos para microcontroladores são executados com o auxílio de um IDE “Integrated Development Enviroment” (composto por diversos *softwares* que auxiliam e agilizam o desenvolvimento e os testes de programas para microcontroladores).

A composição de um "IDE" varia de fabricante para fabricante, sendo que podemos citar como componentes mais comuns à maioria dos "IDEs", os seguintes:

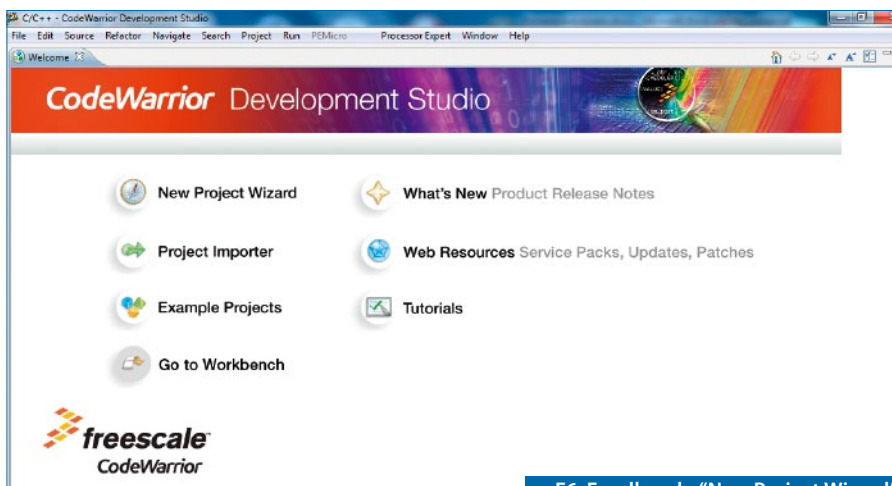
- **Compilador ou “compiler”:** Responsável por traduzir o código-fonte para outra linguagem geralmente conhecida como código-objeto.
- **Pré-processador ou “Pre-processor”:** Responsável por executar instruções em tempo de execução.
- **Linkador ou “Linker”:** Responsável por unir vários programas pré-compilados em um programa executável.
- **Depurador ou “debugger”:** Auxilia na depuração do programa, tais funcionalidades podem ou não serem executadas em tempo Real.
- **Programador ou “programmer”:** Responsável por efetivamente gravar o programa na memória do microcontrolador.
- **Editor de textos:** Ambiente onde escrevemos o programa, geralmente são mais sofisticados do que um simples bloco de notas.
- **Programas-exemplo ou “templates”:** Arquivos pré-configurados para o microcontrolador escolhido que auxiliam no desenvolvimento de um programa novo.
- **Controle de versão:** Auxilia na manutenção dos projetos elaborados.

Atualmente existem vários distribuidores de ambientes de desenvolvimento para microcontroladores ou microprocessadores ARM, dentre os quais para o Kinetis podemos destacar:

- Codewarrior desenvolvido e mantido pela Freescale;
- IAR produzido pela IAR Systems;
- KEIL produzido pela Keil tools by ARM;



F5. Iniciando o "Codewarrior".



F6. Escolhendo "New Project Wizard".

- Entre outros, disponíveis através de pesquisas pela internet.

O ambiente de desenvolvimento

Para o desenvolvimento foi escolhido o ambiente de desenvolvimento Codewarrior 10.2 disponível para *download* no site do fabricante do Kinetis. www.freescale.com

Tal escolha se deu devido ao fato de o Codewarrior automatizar boa parte da inicialização e configuração do projeto, facilitando o início neste mundo do Kinetis.

O Codewarrior em sua versão 10.2 foi desenvolvido baseado no Eclipse, sendo sua interface com o usuário familiar a muitos programadores.

Iniciando o Codewarrior

Ao iniciar o Codewarrior, a seguinte tela será apresentada (figura 5).

Solicitando um "Workspace", um local onde o projeto será criado. Ficando a critério do leitor escolher o melhor local para o seu projeto. Depois de inserido o local, pressione OK e siga em frente.

Na próxima tela escolha "New Project Wizard" (figura 6).

Dê um nome ao seu projeto e pressione next (figura 7).

Selecione o Gravador disponível em seu kit de desenvolvimento (figura 8).

Escolha o Kinetis desejado e pressione next (figura 9).

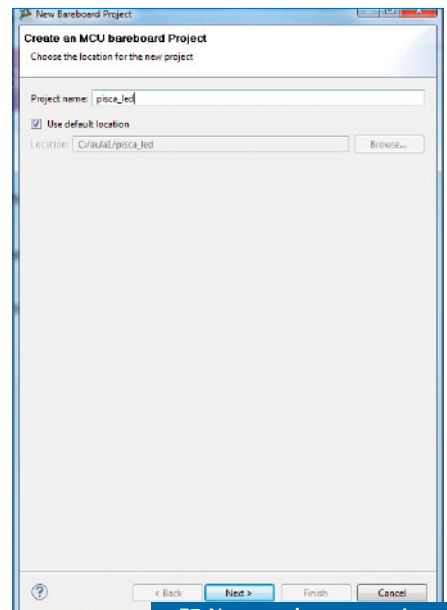
Selecione a linguagem de programação (figura 10).

Na figura 11 será visto o ambiente de desenvolvimento devidamente construído e configurado, já com a rotina principal criada, bastando a nós começarmos o desenvolvimento do programa.

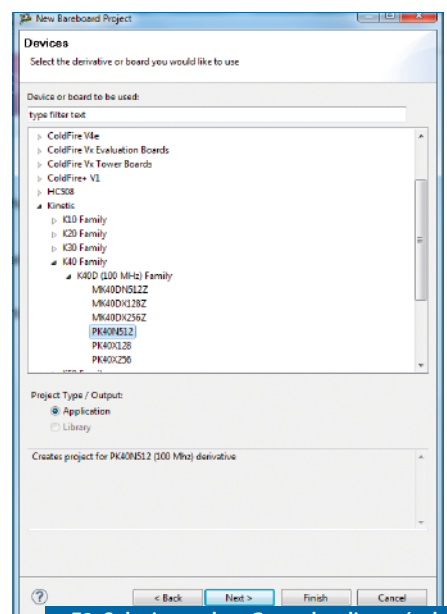
Desenvolvendo o software

Criando a 1ª rotina: responsável pela configuração e inicialização do periférico

Um passo muito importante quando se inicializa qualquer periférico do Kinetis é habilitar o clock. Caso isto não seja feito, uma interrupção por falha de hardware será executada.



F7. Nomeando o seu projeto.



F8. Selecionando o Gravador disponível.

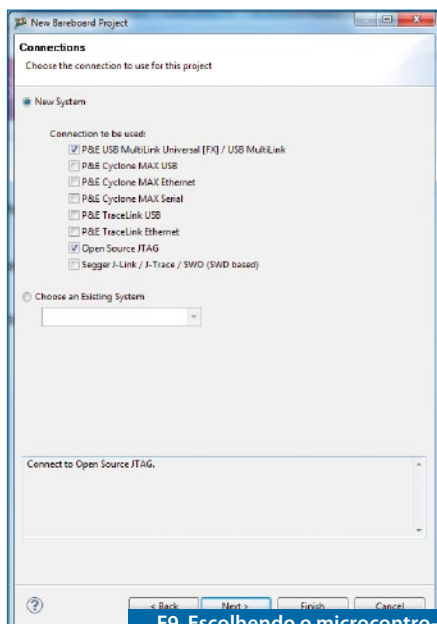
A configuração do clock dos GPIO é feita através do registrador SIM_SCGC5 (figura 12).

A linha de código ficará da seguinte maneira.

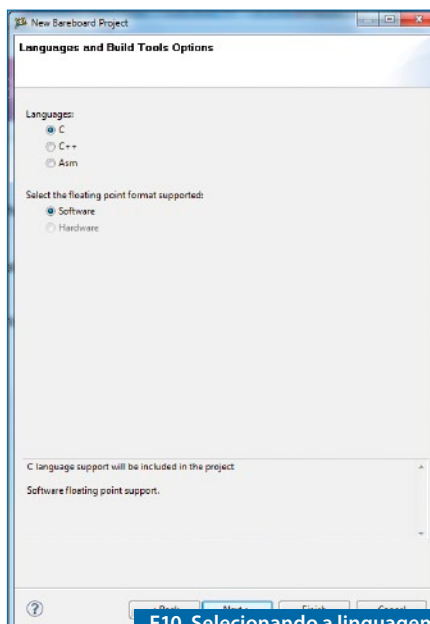
```
// Esta linha de código faz com que o bit 9 do SIM_SCGC5 vá para 1, habilitando assim o // clock do dispositivo.
```

```
SIM_SCGC5 |= SIM_SCGC5_PORTA_MASK;
```

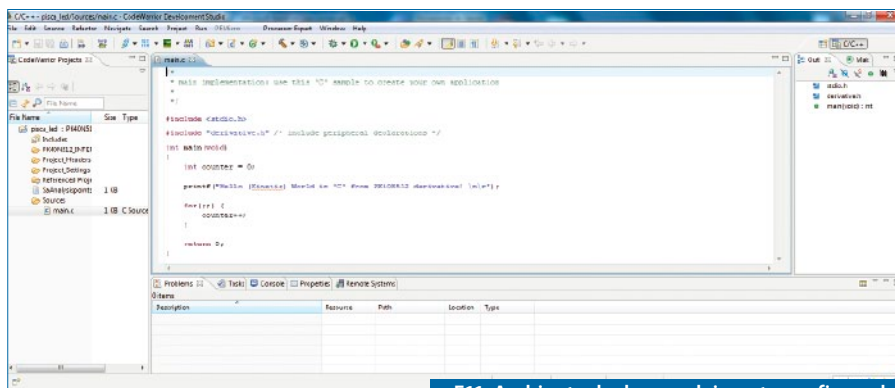
Como próximo passo, o port escolhido para acionar o LED deve ser conectado fisicamente ao pino de saída e para isto será preciso consultar o "datasheet" do Kinetis, que contém em suas páginas as informações necessárias para esta tarefa.



F9. Escolhendo o microcontrolador Kinetis adequado.



F10. Selecionando a linguagem de programação.



F11. Ambiente de desenvolvimento configurado.

Bit	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16	
R	0													1			
W																	
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	

Bit	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R	0			PORTC	PORTD	PORTC	PORTB	PORTA	1	0	TSI		0		REGFILE	LPTIMER
W	PORTC		PORTD	PORTC	PORTB	PORTA				TSI					REGFILE	LPTIMER
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

512 6 512

F12. Configuração do "clock" dos GPIO através do registrador SIM_SCG C5.

Na seção "K40 Signal Multiplexing and Pin Assignments" podemos verificar a maneira correta de se configurar o multiplexador. A **figura 13** demonstra como o multiplexador deve ser configurado. Para o primeiro programa, o PTA12 será configurado como saída para que o LED seja acionado, deste modo cabendo ao leitor identificar o pino disponível em seu kit de desenvolvimento.

Para que o pino físico 42 seja conectado ao GPIO PTA12 devemos acessar o registrador PORTA_PCR12, o qual contém os bits responsáveis pelo acesso ao MUX (**figura 14**).

A linha de código ficará da seguinte forma.

```
PORTA_PCR12 = PORT_PCR_MUX(0x01);
```

Todas as definições utilizadas nos exemplos estão presentes no Codewarrior ou IAR, e facilitam o desenvolvimento do programa. Exemplo:

```
#define PORT_PCR_MUX_SHIFT 8
#define PORT_PCR_MUX(x) (((uint32_t)
(((uint32_t)(x)<<PORT_PCR_MUX_SHIFT))&PORT_
PCR_MUX_MASK)
```

Como passo final o GPIO deve ser configurado como saída, pois ele "nasce" como entrada após um "Power on" ou um "reset". Para isto devemos ter GPIOA_PDDR (**figura 15**).

Para que o GPIO desejado seja configurado como saída, basta levarmos seu bit específico no registrador para 1. A linha de código ficará da seguinte forma.

```
GPIOA_PDDR |= GPIO_PIN(12); ou GPIOA_PDDR
|= 1 << 12;
```

Rotina Configura Gpio completa.

```
/* Rotina responsável por inicializar o GPIO
PORTA_12 como saída
*****
void Configura_GPIO(void)
{
// Esta linha de código faz com que o bit 9
```

100	Pin Name	Default	ALT0	ALT1	ALT2	ALT3	ALT4	ALT5	ALT6	ALT7	EzPort
LQF											
P											
1	PTE0	ADC1_SE4a	ADC1_SE4a	PTE0	SPI1_PCS1	UART1_TX	SDHC0_D1		I2C1_SDA		
42	PTA12	CMP2_IN0	CMP2_IN0	PTA12	CAN0_TX	FTM1_CH0			I2S0_TXD	FTM1_QD_P	
										HA	

F13. Configuração do multiplexador.

do SIM_SCGC5 vá para um, habilitando assim o //clock do dispositivo.

```
SIM_SCGC5 |= SIM_SCGC5_PORTA_MASK;  
// Conecta o GPIO escolhido fisicamente ao  
pino de saída  
PORTA_PCR12 = PORT_PCR_MUX(0x01);  
// Configura o GPIO como saída.  
GPIOA_PDDR |= GPIO_PIN(12);  
}
```

Criando a segunda rotina: Rotina responsável por piscar o LED

Basicamente, esta rotina deve verificar o estado atual do LED e invertê-lo.

Para efetivamente se desenvolver esta rotina, é fundamental o entendimento dos registradores ligados ao GPIO escolhido. Todos os registradores descritos a seguir são registradores de 32 bits, ligados ao "Peripheral bridge" e afetam diretamente o GPIO (figura 16).

Port Data Output Register (GPIOA_PODR)

Uma escrita neste registrador afeta todos os GPIOs envolvidos. Por exemplo, ao escrever 0X000F, todos os bits do registrador serão afetados.

Port Set Output Register (GPIOA_PSOR)

Uma escrita neste registrador faz com que o bit específico seja levado ao estado 1, mantendo os outros em seu estado anterior. Um bom exemplo acontece ao se escrever 0X0001 neste registrador. Apenas o bit 0 do Port específico irá para o estado lógico 1, os outros bits se manterão em seu estado anterior.

Este tipo de registrador não se encontra presente em microcontroladores mais simples e facilita muito o desenvolvimento de um programa.

Port Clear Output Register (GPIOA_PCOR)

Uma escrita neste registrador faz com que o bit específico seja levado ao estado 0, mantendo os outros em seu estado anterior. Quando por exemplo escrevemos 0X0001 neste registrador, apenas o bit 0 do Port específico irá para o estado lógico 0, os outros bits se manterão em seu estado anterior.

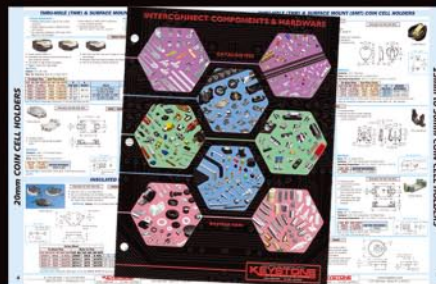
Este tipo de registrador não se encontra presente em microcontroladores mais simples e facilita muito o desenvolvimento de um programa.

Port Toggle Output Register (GPIOA_PTOR)

Uma escrita neste registrador faz com que o bit específico tenha seu estado invertido, mantendo os outros em seu estado



**O que está dentro
é o que importa.**



Descubra mais de 1000 novos produtos.
Componentes SMT e THM para interconexão,
além de hardware para eletrônica

NÓS TEMOS O QUE VOCÊ PRECISA!

RoHS Compliant ~ ISO 9001 Certified
KEYSTONE
ELECTRONICS CORP.

(718) 956-8900 • (800) 221-5510 • e-mail: kec@keyelco.com • Website: keyelco.com

anterior. Por exemplo, ao se escrever 0X0001 neste registrador, apenas o bit zero do Port específico mudará de estado, mantendo os outros bits em seu estado anterior. Para que esta mesma função seja executada em microcontroladores mais simples, são necessárias algumas linhas de código, como também o uso da função lógica Ou-Exclusivo.

Este tipo de registrador não se encontra presente em microcontroladores mais simples e facilita muito o desenvolvimento de um programa.

Port Data Input Register (GPIOA_PDIR)

Uma leitura neste registrador informa o estado de cada pino do GPIO, caso este esteja configurado como tal.

Port Data Direction Register (GPIOA_PDDR)

Uma escrita neste registrador determina se o GPIO específico será configurado como entrada ou saída.

Nível lógico 1 - o pino selecionado será configurado como saída.

Nível lógico 0 - o pino selecionado será configurado como entrada.

Conforme análise dos registradores, o desenvolvimento da rotina pode ser executado, cabendo ao leitor ou programador decidir qual será a melhor maneira de se desenvolver a função. Como sempre é desejada, esta solução deve consumir o menor tempo possível de processamento da CPU e quantidade reduzida de instruções, dimi-

nuindo o consumo de energia e tornando o entendimento do programa mais simples.

```

/*****
 * Rotina responsável por piscar o led presente
 no GPIO PORTA 12

```

```

*****/
void Pisca_Led(void)
{
    GPIOA_PTOR |= GPIO_PIN(12);
}

```

Após a análise dos registradores disponíveis, optou-se pelo uso do PTOR, que faz automaticamente o “Toggle”- inversão do pino, deixando a nossa rotina simples e compacta.

Finalizando o projeto

Neste ponto já é possível finalizar o desafio e escrever a rotina principal. Porém, uma rotina de tempo foi inserida no projeto para que o LED possa piscar em uma frequência visível ao olho humano. E como o conhecimento das interrupções ainda não foi adquirido, uma rotina de tempo baseada em *loop* foi desenvolvida.

```

/*****
 * Rotina responsável por gerar um tempo
 para que o led possa ser visualizado

```

```
*****/  
void Tempo(unsigned int tempo)  
{  
    for (; tempo != 0; -- tempo)
```

}
Agora basta implementar a rotina principal e o nosso desafio estará terminado.

```

/*****
 * Rotina Principal
 *****/

int main(void)
{
    Configura_GPIO0;

    for(;;) {

        Pisca_Led0;

        Tempo(50000);

    }
}

```

Conclusão

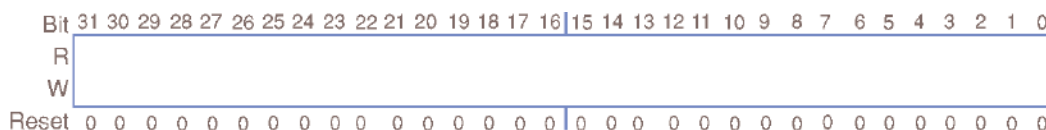
Após o término do primeiro desafio, foi possível verificar que mesmo para executar uma tarefa que para muitos pode ser considerada como básica, foi necessário pesquisar e entender vários aspectos técnicos do microcontrolador. Também é possível notar que a documentação fornecida pelo fabricante é de suma importância, levando-se em conta que o Kinetis é um microcontrolador muito completo com muitos registradores e decorar cada um deles está fora de questão. Daqui por diante aplicando o conhecimento aqui adquirido, o leitor pode variar o programa utilizando os outros registradores explorados, tentando resolver o problema de outra maneira.



F14. Conexão do pino 42 ao GPIO PTA12 através do registrador PORTA PCR12.



F15. GPIO configurado como saída: GPIO_PDDR.



F16. Os registradores de 32 bits, ligados ao "Peripheral bridge" afetam diretamente o GPIO.

Medindo o Aterramento Elétrico

Conheça as principais filosofias para medição do aterramento, bem como os diferentes tipos de terrômetros

A Revista Saber Eletrônica já abordou o tema “aterramento elétrico” em várias oportunidades, sempre em fase com as normas técnicas brasileiras, principalmente a NBR 5410. Porém, detectamos que algumas dúvidas comuns sobre o assunto ainda “pairam no ar”. A maioria delas sobre medição e verificação das condições do “terra”.

“Quais são os instrumentos para medir o aterramento elétrico e como eles funcionam?”

“Como os diferentes tipos influenciam o resultado?”

“É possível medir o terra sem hastes de referência?”

Nossa intenção é, através deste artigo, esclarecer essas questões e prover informações úteis ao engenheiro de campo, que precisa resolver problemas e projetar instalações com aterramento elétrico.

Alexandre Capelli

Comportamento da Descarga Elétrica em Uma Malha de Aterramento

A principal função do sistema de aterramento elétrico é proporcionar um caminho de baixa impedância para a terra às descargas elétricas, sejam elas de origem atmosférica ou não.

A **figura 1** ilustra a forma de onda de uma descarga, no caso, atmosférica, e como ela é absorvida em uma malha de aterramento, reparem que temos uma grande amplitude no centro ($t = 0,1 \mu s$), que se torna pequena e homogênea pela malha $10 \mu s$ após sua ocorrência.

Configuração de Malhas

É muito importante a consulta das normas NBR 5410 e NBR 5493 antes de executarmos qualquer aterramento elétrico.

“Mas qual a essência dessas normas no aspecto aterramento elétrico?”

Basicamente, elas tratam da disposição e dimensionamento das hastes, e topologias de aterramento.

A regra básica é formar polígonos com as hastes até se atingir o valor ideal, hoje, estabelecido como inferior a 5Ω para equipamentos de tecnologia da informação.

A **figura 2** mostra alguns arranjos básicos, e uma malha de subestação. Já a

figura 3 exibe um exemplo da alocação de hastes em uma estação transmissora de RF.

Técnicas de Análise do Aterramento Elétrico

Cabe lembrar o leitor que o foco deste artigo não é sistema de aterramento elétrico, mas sim técnicas da sua medição e análise.

As três principais técnicas de análise são as seguintes: método de Wenner, alicate terrômetro, e injeção de alta corrente.

a) Método de Wenner

O método de Wenner (figura 4) baseia-se na geração de uma tensão alternada, com amplitude próxima a 200 VCA e “range” de frequência entre 400 Hz a 1 kHz.

Dois eletrodos de referência são “fincados” a uma distância determinada do eletrodo sob teste. As linhas de potencial propagam-se pela terra, e geram uma queda de tensão (ddp) proporcional à resistência do aterramento. Esta é lida pelo voltímetro “V” e convertida em um valor ôhmico.

A distância entre hastes não pode permitir a sobreposição dos campos, e nem exceder os limites do instrumento. O instrumento clássico que utiliza essa “metodologia” de análise é o Megger. Há duas possibilidades na sua utilização: para avaliar um ponto de terra específico, ou para avaliar a resistividade do solo.

No primeiro caso, apenas duas hastes de referência são necessárias (figura 5). Já, no segundo, no mínimo, três hastes de referência são necessárias (figura 6).

O algoritmo interno do dispositivo utiliza a fórmula

$$s = 2\pi a R[\Omega.m]$$

onde:

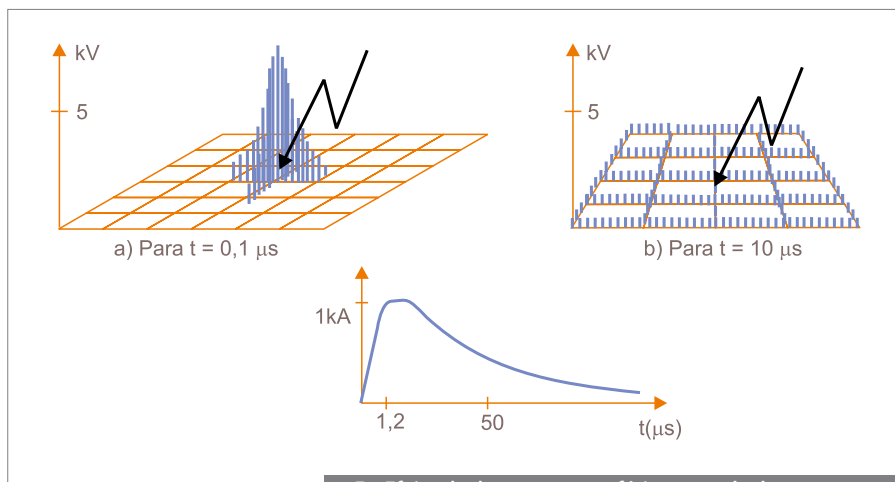
R é a leitura em Ω no Megger;

a é a distância entre as hastes de referência;

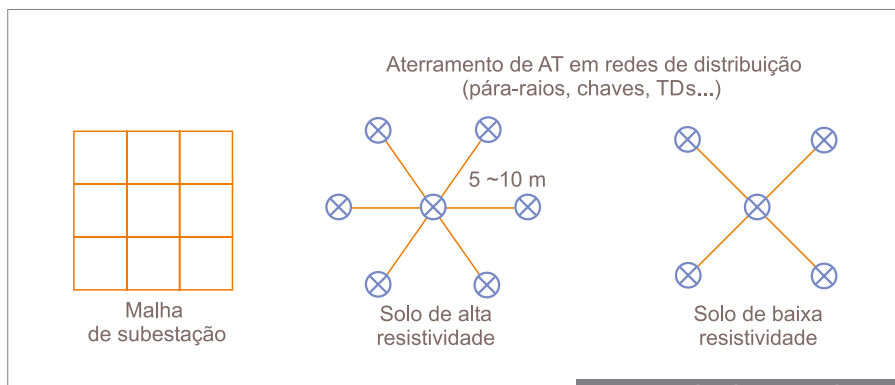
p é a profundidade da haste cravada sob análise.

Reparem que a fórmula não considera o tamanho das hastes de referência. Isso pode ser feito porque sua dimensão é desprezível quando comparada com a distância “a”, e o tamanho da haste de aterramento propriamente dita. Na verdade, essas microestacas dificilmente superam os 20 cm.

Se não fosse assim, o cálculo seria bem mais complexo e, conseqüentemente, a eletrônica do instrumento também.



F1. Efeito da descarga atmosférica em rede de aterramento.



F2. Exemplos de arranjos básicos e uma malha de subestação.

“Quais as vantagens e desvantagens desse instrumento?”

Vantagens:

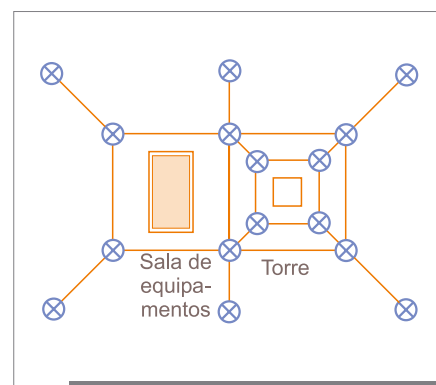
- **Baixo custo:** geralmente esses instrumentos são os mais baratos na análise do terra;
- **Fácil operação:** geralmente apenas um único botão deve ser pressionado para o teste.

A figura 7 ilustra um terrômetro com essa tecnologia da Megabras. Trata-se do modelo MTD 20 KWe. Notem que ele já vem acondicionado em uma robusta maleta, o que facilita o transporte e uso.

A figura 8 mostra uma haste de referência fixada no teste em campo feito pela nossa equipe.

O terra sob análise estava com o incrível valor de 0,57 Ω (figura 9). Esse instrumento mostrou-se bastante estável, e tem fundo de escala para 20 k Ω . Ele pode operar com bateria interna, ou fonte CA/CC externa. Outro modelo analisado foi o MTR - 1520 D, da Minipa.

Podemos ver sua aparência na figura 10, onde uma caixa plástica abriga o instrumento e seus acessórios.



F3. Alocação de hastes numa Estação Transmissora de RF.

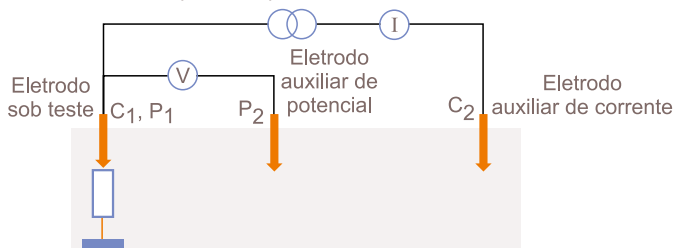
Esse instrumento é uma versão econômica de terrômetro, e tem fundo de escala para 2 k Ω . O único cuidado a ser tomado pelo usuário nesse caso é quanto a uma discreta instabilidade de leitura, que se apresentou nos nossos testes feitos em um ambiente rico em EMI (Interferência Eletromagnética).

Desvantagem:

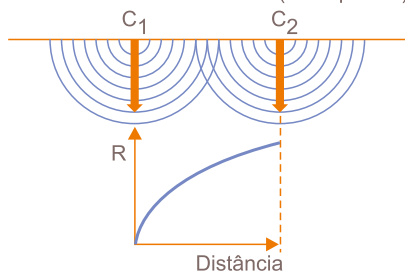
- **Necessidade de hastes de referência.** O Megger necessita de pequenas hastes de referência para funcionar.

Medição de resistência de aterramento

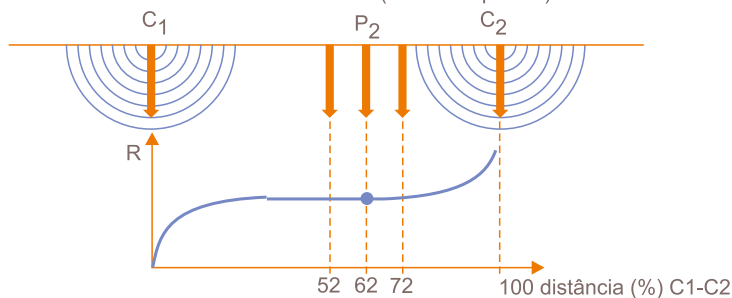
Metodo da queda de potencial e método do 62%



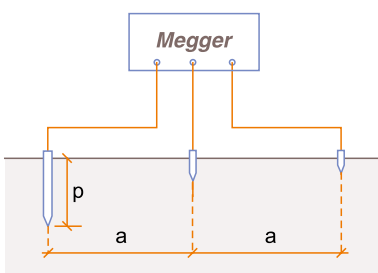
Áreas de resistência efetiva (sobrepostas)



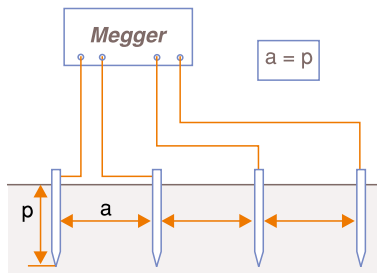
Áreas de resistência efetiva (não sobrepostas)



F4. Método de Wenner.



F5. Medição de um ponto de aterramento.



F6. Medição da resistividade do solo.



F7. Terrômetro MTD 20 kWe, da Megabras.



F8. Haste de referência fixada em campo.

Receba a Saber Eletrônica em casa

Assine já!

(11) 2095-5335

ou acesse:

www.editorasaber/assinaturas



www.sabereletronica.com.br

SABER ELETRÔNICA

TECNOLOGIA - INFORMÁTICA - AUTOMAÇÃO



F9. O valor da resistência de terra medida foi de 0,57 ohms.

Embora essa seja, na minha opinião, sua única desvantagem, ela é muito significativa.

“Quem nunca se perguntou: Como vou medir o “terra” deste equipamento se não há terra por perto?”

b) Alicate terrômetro

Uma das maneiras mais práticas de medir o valor do aterramento é através do alicate terrômetro. O princípio de funcionamento desse dispositivo é a indução eletromagnética. A **figura 11** ilustra o processo. A garra amarela é constituída por duas bobinas, uma gera um campo eletromagnético, e a outra lê a corrente resultante desse campo originada pelo “loop de terra”.

Sem dúvida, uma ótima solução para medir o aterramento em locais onde é impossível fixar hastes de referência. Um cuidado, porém, deve ser tomado. Esse sistema mede todo o sistema de aterramento, e não apenas aquele ponto em particular. É o que chamamos de análise de sistemas multiterrados. Caso o terra esteja aberto, ou seja, sem nenhuma conexão com a máquina, o instrumento não realizará a leitura.

Ambientes ruidosos (alta EMI) influenciam a medida. Atente, portanto, também para isso.

Vantagens desse sistema:

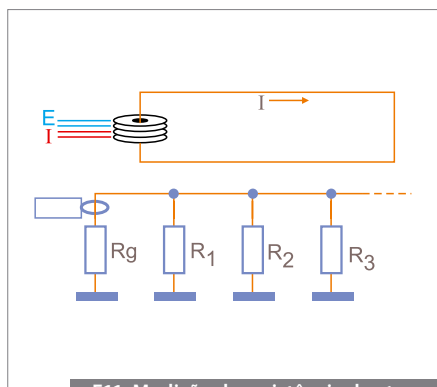
- Não necessita de hastes de referência;
- Manuseio simples;
- Robusto;
- Multifunção: pode, por exemplo, ser utilizado para verificar corrente de fuga nas instalações elétricas (**figura 12**).

Desvantagens:

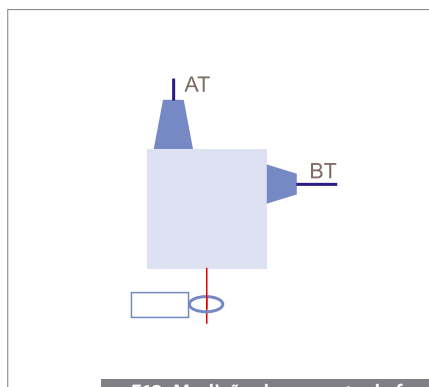
- Geralmente, é um pouco mais caro que os demais terrômetros.
- Não é capaz de avaliar um terra isoladamente.



F10. Terrômetro MTR 1520D, da Minipa.



F11. Medição de resistência de aterramento com alicate terrômetro.



F12. Medição de corrente de fuga com alicate terrômetro.

c) Injeção de alta corrente

Chega a ser intuitivo que o aterramento elétrico de torres de transmissão de energia ou de qualquer outro sistema de alta potência deva ser diferenciado. De fato, os terrômetros até aqui explorados não são indicados para medir o terra nessas situações.

“Então, o que é?”

O terrômetro de injeção de altas correntes.

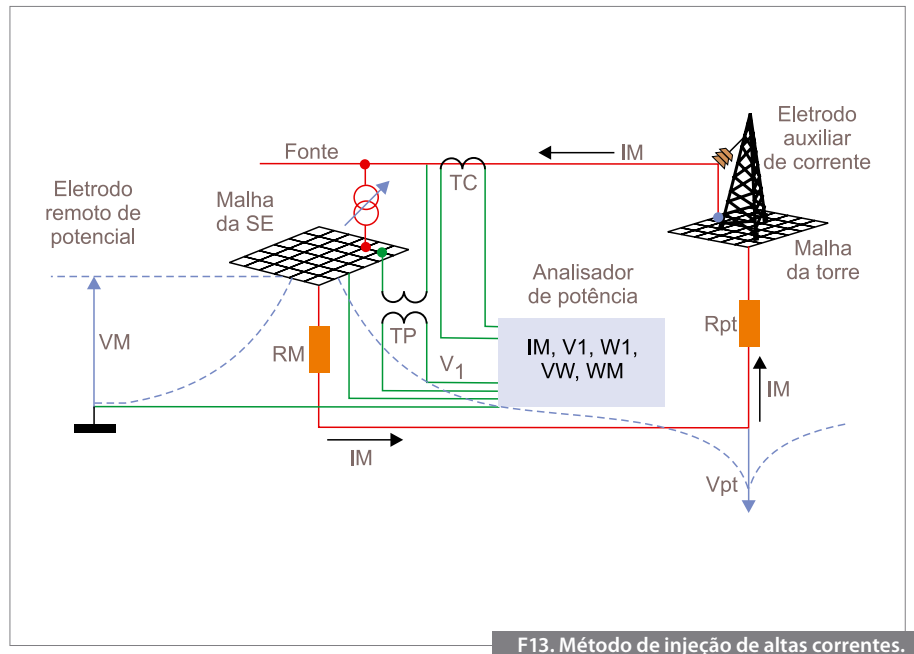
A **figura 13** mostra seu princípio de funcionamento. Trata-se de um analisador

de potência agregado a um grande gerador de corrente alternada.

O gerador aplica cerca de 220 VCA e 50 A entre a torre e o terra. Um TC (sensor de corrente), e um TP (transformador de potencial) analisam o montante dessa energia absorvida pelo sistema de aterramento. Na verdade, a eletrônica de controle lê essas grandezas como se elas fizessem parte de um grande divisor resistivo, aplicando a lei de Ohm ($U=I.R$).

Conclusão

Acreditamos ter dado mais um passo em nossa missão de prover alternativas e soluções para o técnico e/ou engenheiro de campo. Os testes a respeito da performance dos instrumentos foram realizados na prática pela nossa equipe técnica, a qual relatou os resultados obtidos à nossa Redação. **E**



F13. Método de injeção de altas correntes.

Dicas Práticas em Campo:

“É possível medir o valor do aterramento elétrico utilizando-se artifícios como lâmpadas, furadeiras, ou resistores em conjunto com o multímetro?”

Resposta: Não

“É possível estimar as condições do aterramento elétrico utilizando-se artifícios como lâmpadas, furadeiras ou resistores em conjunto com o multímetro?”

Resposta: Sim. Estimar se ele está dentro ou fora de uma faixa aceitável é diferente de medir com precisão seu valor.

“E como fazer isso?”

Resposta: A figura 14 traz uma proposta prática. O “complexo” circuito nada mais é do que um resistor em série com uma chave tipo normalmente aberta.

O conjunto pode ser acondicionado em uma pequena caixa plástica para facilitar o manuseio.

Uma fase da própria rede elétrica (seja ela 110 VCA, 220 VCA, 380 VCA, ou 440 VCA) é ligada a um extremo do resistor. O outro é ligado no sistema de aterramento.

Para que funcione bem, esse sistema deve ser desconectado do neutro, se ele assim estiver. Ou seja, a haste, ou o conjunto delas deve estar independente.

Conecte o multímetro na escala de tensão alternada mais próxima ao valor da rede elétrica. Pressione rapidamente o “push-button”, a fim de não esquentar o resistor.

Um valor de tensão aparecerá no display. Para ser considerado satisfatório ($Z \leq 5\Omega$), a tensão lida não pode ser inferior a 90 % da tensão da fase em relação ao neutro.

Por exemplo:

U rede = 220 VCA

U fase em relação ao neutro = 110 VCA.

Então, U multímetro deve ser maior ou igual a $0,9 \times 110 = 99$ volts aproximadamente ($U_M \geq 0,9 U_F$).

A corrente circulante para o terra dependerá da tensão da fase (faixa de 1,1 A a 4,4 A).

“Qual é o princípio de funcionamento do dispositivo?”

Resposta: Injeção de uma pequena corrente no sistema de aterramento.

“Ele é preciso?”

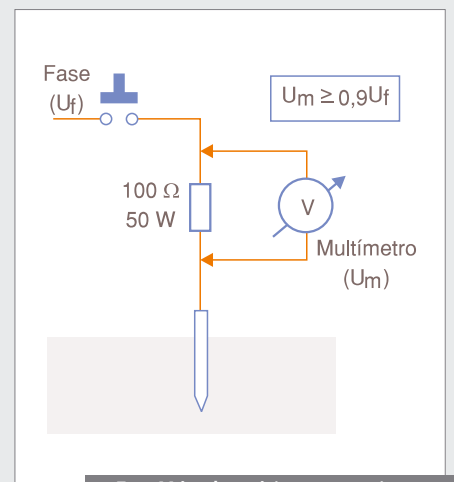
Resposta: Claro que não!

“Qual é o modelo matemático da fórmula, uma vez que o solo não é uma carga linear?”

Resposta: Não sei!

“Funciona bem?”

Resposta: Até agora, sim.



F14. Método prático para estimar as condições do aterramento elétrico.

LabVIEW: Aprenda Fazendo

Parte
8

Chegamos à nossa penúltima parte desta jornada, estamos quase concluindo a proposta inicial. Lembro que esta série tem como objetivo abordar o programa LabVIEW de modo didático e prático, tendo como projeto final da série a construção de uma aplicação funcional.

Luis Fernando F. Bernabe

Para caminharmos até a conclusão de nosso objetivo, apresentamos até agora: o instrumento em questão, um multímetro multicanal com varredura; algumas linguagens de comunicação utilizando a interface USB/GPIB; e detalhamos o necessário do LabView para prosseguirmos. Agora, falta uma breve descrição de alguns métodos estatísticos e de medição para irmos em frente. Vamos dedicar esta parte a alguns aspectos básicos da Ciência Estatística e da Metrologia, além do nosso LabView.

Estatística: uma Introdução

Quando citamos a Estatística lembramos que é um ramo complexo da Matemática, se considerado em profundidade, mas no nível em que a estudaremos, iremos tratar apenas alguns de seus aspectos mais básicos, não somente com o foco no tema/objetivo dos nossos artigos, mas com mais alguns detalhes para que nossos leitores se interessem por este assunto e se aprimorem por si mesmos, quando lhes for interessante.

Cabe aqui um breve comentário para quem gosta de teoria e prática de sistemas analógicos, digitais e as suas conversões: a estatística tem um valor muito especial. Utilizando suas equações e procedimentos, é possível simplificar processos em programação e a redução de custos diretos de componentes, incluindo gastos com placa de circuito impresso e até de soldagem !!! Mas isso é um tema complexo demais para ser incluído aqui como um subtítulo de nossa série, mesmo porque este raciocínio, a sua teoria matemática e a comprovação prática não foram realizados por mim. O

autor deste trabalho e eu escreveremos esse artigo em breve, e o submeteremos ao Editor da Revista para ser publicado ainda neste semestre, se possível.

Voltando à nossa série, após a nossa coleta de dados digitalizados do sensor de temperatura, o próximo passo é a sua análise descritiva. Esta parte do processo é muito importante, pois com esta análise feita de modo confiável e com qualidade conhecida, permite aos profissionais entenderem os dados, organizá-los e resumi-los de forma conveniente para que seja possível observar as informações neles contidas, justificando a necessidade que levou a se efetuar as medições. Com dados confiáveis e a precisão conhecida, tanto do instrumento de medida quanto do sensor, é possível se repetir várias vezes este experimento, com sucesso, e ainda tendo os mesmos resultados em qualquer lugar deste mundo e até fora dele, se considerarmos mais algumas outras variáveis e a suas correções! Ou seja, é um experimento científico.

BOX 1:

Noções de Estatística: <http://migre.me/8igtj>

Biografia John Tukey: <http://migre.me/8iguS>

Apostilas de Estatística: <http://migre.me/8igvz> e <http://migre.me/8igxa>

Teorema da Amostragem de Nyquist (aplicado em Áudio Digital): <http://migre.me/8igyN>

Introdução aos DSPs (em inglês técnico): <http://migre.me/8igzl> (Este artigo foi escrito em 2002, algumas funções de DSPs se tornaram possíveis em microcontroladores.)

Como curiosidade de procedimento estatístico, foi somente na década de 70 que se iniciou a apresentação de estudos estatísticos na forma gráfica, como conhecemos atualmente. Quem iniciou esta forma de apresentação de dados utilizando gráficos foi um pesquisador chamado John Wilder Tukey; antes dele, todos os dados eram analisados e interpretados diretamente somente com os números !!! Veja a sua biografia no **box 1**.

Com os dados coletados e formatados em uma planilha com arquivo em extensão “.txt” poderemos posteriormente e, a qualquer instante: analisar, comparar, enviar, compactar e apresentar os resultados de modo gráfico, embora este não seja o escopo de nossa proposta. Os profissionais familiarizados com programas do tipo planilha têm uma boa valorização profissional no mercado de trabalho. É importante que os leitores busquem uma capacitação, até informal, nesta área. Apresentar trabalhos com gráficos tem uma maior visibilidade das informações para o seu leitor, fazendo com que ocorra uma maior velocidade na sua interpretação e análise, aproveitando melhor o tempo das apresentações, e claro, reduzindo custos de tempo para se tomar uma decisão.

As Variáveis

Voltando à Estatística, esta ciência trabalha com variáveis e não existe sem elas, o objeto da Estatística está sobre a análise das variáveis intrinsecamente, por definição.

Fazendo uma associação entre as variáveis em Programação com as utilizadas em Estatística, observamos que, em programação qualquer informação pode ser definida como uma variável pelo programador. Citando os microcontroladores, pode ser um *bit* de uma porta para ser lida (entrada) ou escrita (saída). Em Estatística a situação é muito semelhante, ou seja, qualquer característica observada e/ou medida em um dado processo pode ser chamada de variável que, posteriormente, serão coletadas informações sobre as mesmas.

Na Programação temos variáveis de diversos tipos: lógica, numérica, texto, etc. Já em Estatística temos duas grandes opções: as que possuem valores numéricos são denominadas quantitativas, e

as variáveis que não são numéricas, são as qualitativas. Exemplos de variáveis numéricas estão dentro do nosso campo de utilização, as variáveis qualitativas são mais específicas e, aqui, lembro das conhecidas pesquisas de opinião: “Avalie este produto”, nelas encontramos os campos: Ruim, Bom e Ótimo, por exemplo, esta variável é do tipo qualitativa. Mas, se no decorrer do processo houver uma solicitação para fazer a avaliação com nota de 0 a 5, esta outra variável que trata especificamente da nota é do tipo numérica.

As variáveis qualitativas também envolvem características do tipo: sexo (M ou F), classe social e raça, por exemplo. Há algumas divisões nestes tipos de variáveis, que não trataremos aqui, mas se o leitor estiver interessado, procure variáveis qualitativas ordinais em textos didáticos de Estatística.

As variáveis numéricas também possuem divisões, estas mais interessantes para a nossa área e meta. As variáveis numéricas podem ser divididas em discretas e contínuas. Estas expressões são largamente empregadas em conversão A/D e D/A, Teoria da Amostragem de Nyquist, filtros digitais e DSP (Processador Digital de Sinais ou *Digital Signal Processor*, veja no **box 1** um texto bastante abrangente inclusive com referências históricas, sobre este componente especial).

As variáveis numéricas discretas são comuns em resultados de contagens e possuem valores inteiros, por exemplo: “Quantas vezes você esteve empregado?” Resposta: “Cinco”. Poderia ser qualquer valor, inclusive zero; neste caso, foi cinco.

Já as variáveis numéricas contínuas podem ter um valor dentro de um intervalo conhecido ou estimado e, geralmente, são resultados de medições, por exemplo a temperatura em graus Celsius (°C) lida por dois sensores, como neste artigo.

As variáveis são um capítulo breve na Estatística, o mais importante para nós neste artigo é o foco desta Ciência que é a Análise dos Dados Coletados.

As medições que estamos fazendo com os sensores de temperatura são um caso interessante de medições de variáveis discretas ao longo do tempo. Dizendo de outra forma, vamos imaginar o conjunto sensor, termômetro, interface e PC com o LabView. O sensor “lê” a temperatura

continuamente, a “vida” dele é fazer isso mesmo; já o termômetro digital tem uma sequência longa de tarefas a executar, de tempos em tempos faz uma leitura no sensor, este tempo de varredura pode ser programado pelo usuário, inclusive, de tempos em tempos e numa velocidade maior, o termômetro se comunica com o PC e através de padrões de comunicação e sequenciamento de instruções, aqui programadas em LabView, então o valor da temperatura “aparece” na tela do micro.

Como vamos medir um grupo de dados de temperatura numa mesma situação, depois de decorrido um determinado tempo para a leitura se estabilizar, teremos uma sequência de dados em torno de um certo valor conhecido. Aqui cabem várias perguntas: Mas qual destes dados é o mais correto? O primeiro? O último? A média destes dois? Ou ainda a média de todos os dados coletados? Qual tipo de média devemos utilizar neste caso? Mas, vamos com calma: o que são as médias?

As Médias

As Médias são um modo de organizarmos os dados coletados com o objetivo de visualizar o centro das medidas realizadas, considerando estes dados coletados no decorrer do tempo ou de medições sistemáticas. Isso permite que seja atribuído um valor “central”. Na medição no decorrer do tempo temos a ideia de amostragem de alguma grandeza que, claro, varia em função do tempo. Medidas sistemáticas são muito utilizadas para a verificação de resultados, ou como confirmação de grandezas medidas (nas condições em que estas não variam com o passar do tempo), como por exemplo: massa, velocidade e as dimensões de comprimento, altura e largura.

Existem vários tipos de Médias em Estatística. As médias mais usadas são a Aritmética, a Aritmética Ponderada, a Harmônica e a Geométrica. Pela necessidade de manter o foco, aqui vamos fazer um “**Super-Hiper**” breve comentário sobre cada uma delas, no **box 2** temos alguns ▶

BOX 2:

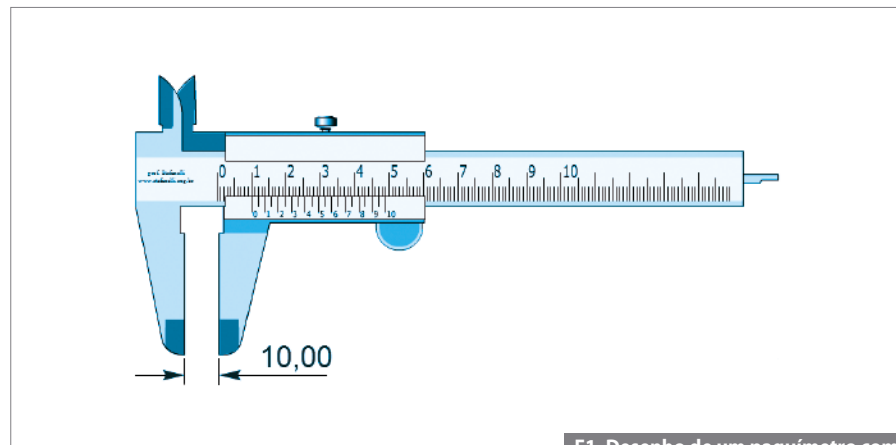
Médias - Confira a diferença entre média aritmética e geométrica: <http://migre.me/8igCj>

links muito bons sobre o assunto com discussões mais aprofundadas. Vale a pena o leitor investir um tempo aprendendo com estes textos selecionados, realizados por profissionais em trabalhos de alto nível didático e de conteúdo.

Comentando sobre a Média Aritmética, posso dizer que é a mais simples, a mais utilizada e dentro de um leque de soluções é a mais correta. Simplesmente é a soma das medições de uma dada variável, sendo o seu resultado, dividido pelo número das medições feitas. É a média empregada normalmente nas avaliações escolares. Essa é a média que utilizaremos neste artigo.

A Média Aritmética Ponderada é a que utiliza pesos, que em eletrônica poderiam muito bem serem citados como Ganhos, os Amplificadores Operacionais são bons assistentes em Médias Ponderadas Analógicas de Variáveis Contínuas e até Discretas (!!!) desde que se tenha um *clock* conhecido (tema para mais um outro artigo). Estes pesos são aplicados às variáveis com o objetivo de corrigir ou aprimorar um método de atribuição de valores, por exemplo: num dado treinamento pode-se considerar que os alunos tenham que ser mais aplicados em laboratório do que em teoria, então as notas de laboratório poderão ter “peso 2” e teoria “peso 1”, isso significa que a nota de laboratório vale o dobro das de teoria, apesar de ambas as provas terem um valor de zero a dez. Continua sendo aritmética, pois o resultado ainda é dividido pela quantidade de notas. O peso atribui um grau de importância relativa entre as tarefas executadas.

A Média Harmônica é usada em situações-problema onde lidamos com variáveis inversamente proporcionais e em estudos populacionais. Um caso clássico de uso é o estudo da velocidade aplicada a corpos físicos. É utilizada em cálculo de



F1. Desenho de um paquímetro com a medida fixada em 10,00 mm.

velocidade média principalmente quando temos variáveis discretas, casos em que temos poucos dados como velocidade inicial e velocidade final.

A Média Geométrica é empregada em várias áreas, mas é mais comum ser encontrada em áreas financeiras, por exemplo: investimentos e cálculo de inflação média. Isso porque é indicada para o cálculo de média em índices, porcentagens e até cálculos de populações. Temos os rendimentos de uma aplicação nos três últimos meses, mês a mês. Qual é o rendimento médio desta aplicação? É a Média Geométrica entre os rendimentos mensais. Multiplica-se os rendimentos e extraímos a raiz cúbica deste resultado. Se forem quatro meses, o processo é o mesmo, apenas muda-se a raiz para a raiz quarta e assim por diante.

Explicando na prática a nossa meta de medição de temperatura, imagine que você tenha a tarefa de medir o comprimento de um bloco metálico qualquer de secção reta quadrada, utilizando um paquímetro, como na **figura 1** (veja no **box 3** o link com artigo sobre as suas partes constituintes e como utilizá-lo adequadamente). Observação sobre a profissão de projetista de placas de circuito impresso: estes profissionais em Eletrônica também dominam instrumentos de medição dimensional e a interpretação de desenhos técnicos de componentes eletrônicos, e cabe lembrar que são melhor remunerados exatamente por isso.

Consideramos que este bloco não tem suas medidas afetadas pela ação do tempo e o tempo de sua vida útil é muito maior que a sua deterioração. Então, qual seria o procedimento metrológico a ser adotado?

Começamos por explicar que a Metrologia é a Ciência da Medições, de todas as medições, não importa se mecânicas, elétricas ou eletrônicas; e trata de todos os seus procedimentos teóricos e práticos. O procedimento escrito e aprovado de medição é chamado de Procedimento Metrológico.

Dependendo da precisão solicitada para a execução desta medição de comprimento do bloco, teríamos que considerar a temperatura devido ao fato de que esta variável ambiental influencia fortemente no resultado da medida. No nosso caso mecânico vamos simplificar o processo.

Feito isso, vamos à medição em si. Seguindo um procedimento metrológico: Utilizando o paquímetro de resolução conhecida, no caso 0,01 mm; medimos o comprimento do bloco, uma vez. Vamos dizer que o valor medido no instrumento é de 25,05 mm (milímetros) ou 2,505 cm (centímetros). Se movermos o bloco e efetuarmos outras medições sistematicamente, observaremos que este valor pode ser ligeiramente diferente em função do plano de corte ou do acabamento feito na peça, vamos dizer que a segunda medição teve o resultado de 25,03 mm, a terceira 25,08 mm. No desenho de fabricação do bloco foi especificado a medida de 25 mm de comprimento. O que fazemos agora? Qual é a medida correta? É 25,05; 25,03 ou 25,08 mm? As três medidas são corretas. Mesmo porque foi um experimento comprovado na prática realizado do mesmo modo, com o mesmo instrumento e a variável “comprimento” medida no bloco. Mas, qual é a real medida de comprimento deste bloco?

BOX 3:

Paquímetro e outros instrumentos de medição mecânica, com descrição das suas partes e simulador: <http://migre.me/8igCP> e <http://migre.me/8igDv>
Metrologia Básica e Sistema Internacional de Medida: <http://migre.me/8igEp>

A medida real é a média das medidas realizadas. A média mais conhecida por nós é a média aritmética, com certeza por ser a mais simples. Somam-se todos os elementos e divide-se o resultado pelo número de elementos somados. Matematicamente:

$$M_{\text{Arit}} = \frac{M_1 + M_2 + M_3 + \dots + M_n}{n}$$

Agora, alterando a equação para o nosso caso e preenchendo os valores a equação fica:

$$M_{\text{Arit}} = \frac{M_1 + m_2 + m_3}{3}$$

$$M_{\text{Arit}} = \frac{25,05 + 25,03 + 25,08}{3} = 25,0533 \text{ mm}$$

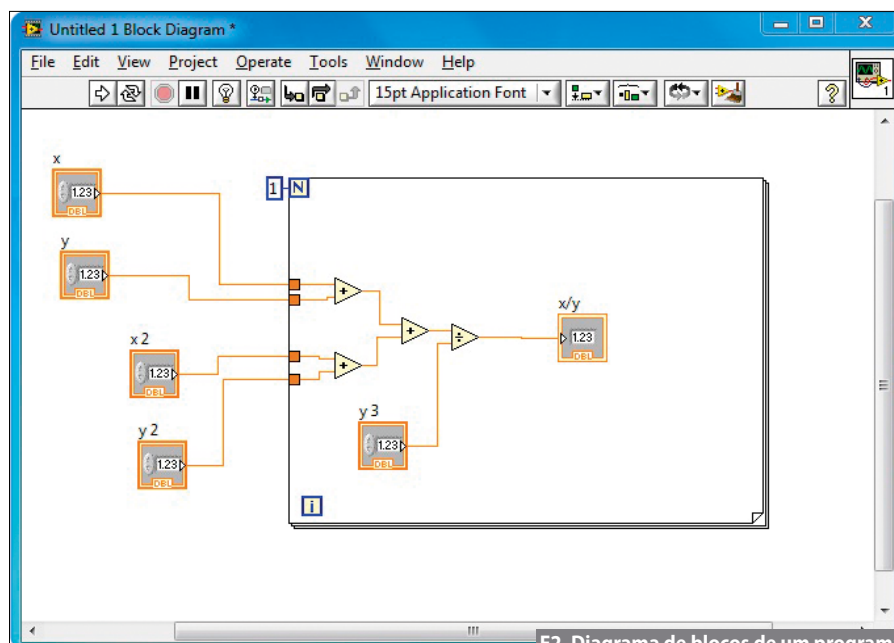
É exatamente isso que faremos com as nossas medições de temperatura. Colocamos os sensores em um bloco de gelo e depois que as temperaturas dos sensores chegarem à temperatura do bloco, efetuaremos um número determinado de medidas sistemáticas e apresentaremos a média destas medidas, automaticamente, no mostrador.

Talvez tenha apresentado um leque de assuntos correlacionados que, à primeira vista, não teria tanta necessidade de serem explicados. Talvez fosse o caso de demonstrar a aplicação feita. A resposta para isso vem de três condições de contorno do tema da série: o público-alvo da Revista, o enfoque didático desta e a proposta do autor.

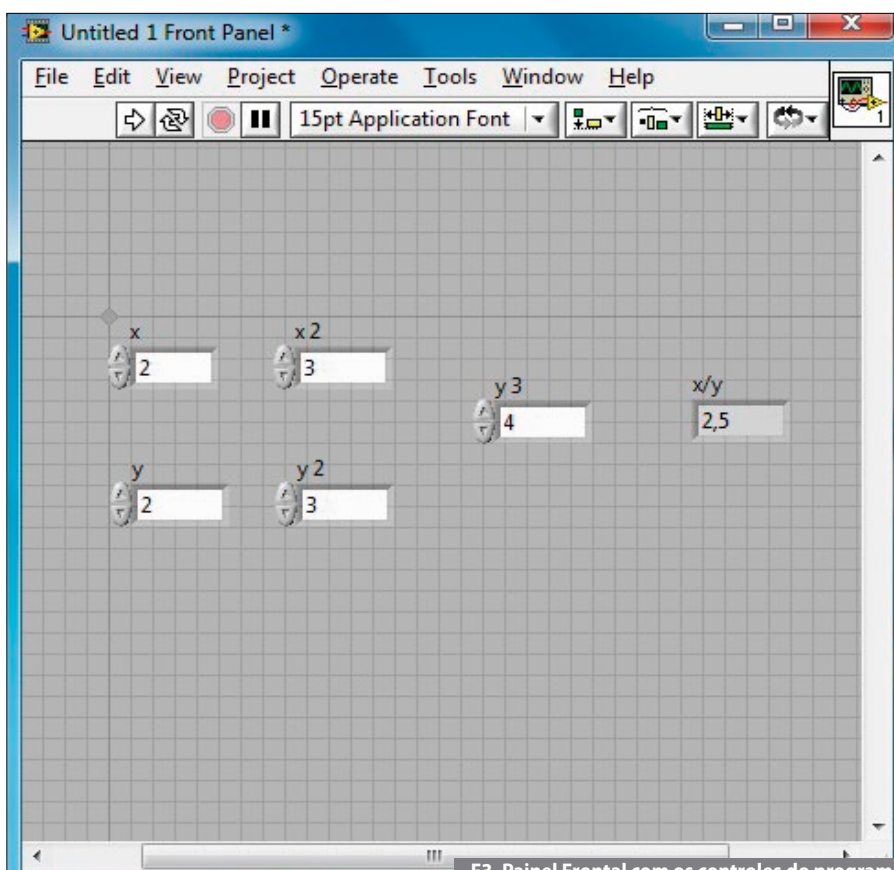
Sobre o LabView, como poderíamos construir um algoritmo simples que nos desse um resultado de uma média aritmética de quatro números? A resposta está nas **figuras 2 e 3**, tanto em Diagrama de Blocos como em Painel Frontal.

Se quiserem modificar o algoritmo seria bastante interessante.

Experimentem alterar os valores com números grandes ou pequenos, verifiquem se serve para números negativos e tentem explicar o resultado utilizando-os; apliquem números com diferenças grandes e pequenas. Para se verificar os limites ou a região de



F2. Diagrama de blocos de um programa-exemplo em LabView.



F3. Painel Frontal com os controles do programa-exemplo de média aritmética e o resultado.

contorno de aplicabilidade de um programa, o procedimento é exatamente esse: testando.

Na próxima parte veremos Desvio Padrão, veremos qual a sua importância

em alguns cálculos estatísticos, construiremos uma parte do programa final e o testaremos na prática, observando alguns resultados das temperaturas coletadas.

10 Osciladores com Amplificadores Operacionais

Os amplificadores operacionais são tijolos básicos de muitos projetos, servindo para uma infinidade de funções, como amplificação de sinais, realização de operações matemáticas e lógicas, filtros, e obviamente osciladores. Neste artigo reunimos 10 configurações básicas de osciladores usando amplificadores operacionais.

Newton C. Braga

Para se obter um oscilador com base em um amplificador operacional temos duas possibilidades: usar um circuito de relaxação, ou ainda fazer uma realimentação positiva através de uma rede que determine a frequência.

Se bem que as frequências máximas que os amplificadores operacionais podem gerar quando usados como osciladores sejam da ordem de poucos megahertz, com os tipos comuns, eles consistem em excelentes soluções quando sinais nessa faixa devam ser gerados.

Os circuitos de osciladores mostrados a seguir são obtidos com base em amplificadores operacionais de uso geral como o 741, o CA3140 e os da linha TL com transistores de efeito de campo.

No entanto, nada impede que modificações sejam realizadas no sentido de se utilizar as mesmas configurações com outros operacionais, inclusive com tipos que operam com tensões mais baixas, ou que possam alcançar frequências mais altas.

Lembramos que na maioria dos casos, a alimentação desses osciladores deve ser feita com uma fonte simétrica.

1) Oscilador de relaxação

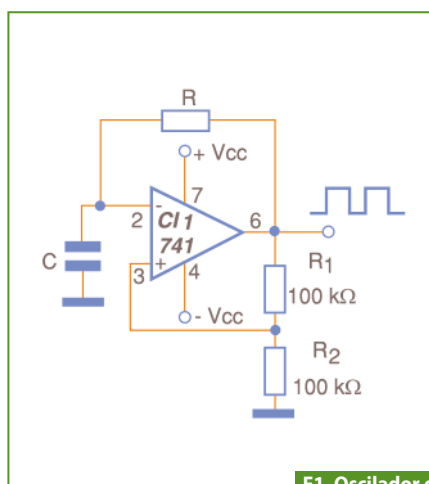
A configuração mais simples de oscilador com amplificador operacional que pode gerar sinais retangulares ou dente-de-serra, é a mostrada na **figura 1**.

Trata-se de um oscilador de relaxação em que a frequência é determinada pelo resistor de realimentação e capacitor ligados à entrada inversora.

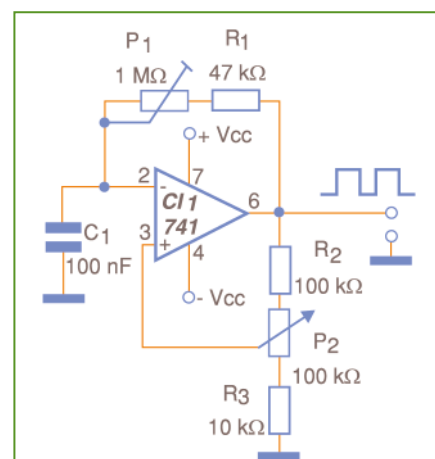
Com os valores dos componentes indicados neste circuito, a frequência será da ordem de 1 kHz.

R pode ter valores entre 10 kohms e 1 Mohms tipicamente, e para os capacitores os valores são dados apenas em função dos limites de frequência em que o operacional pode oscilar. Valores entre 1 nF e 100 μ F podem ser usados.

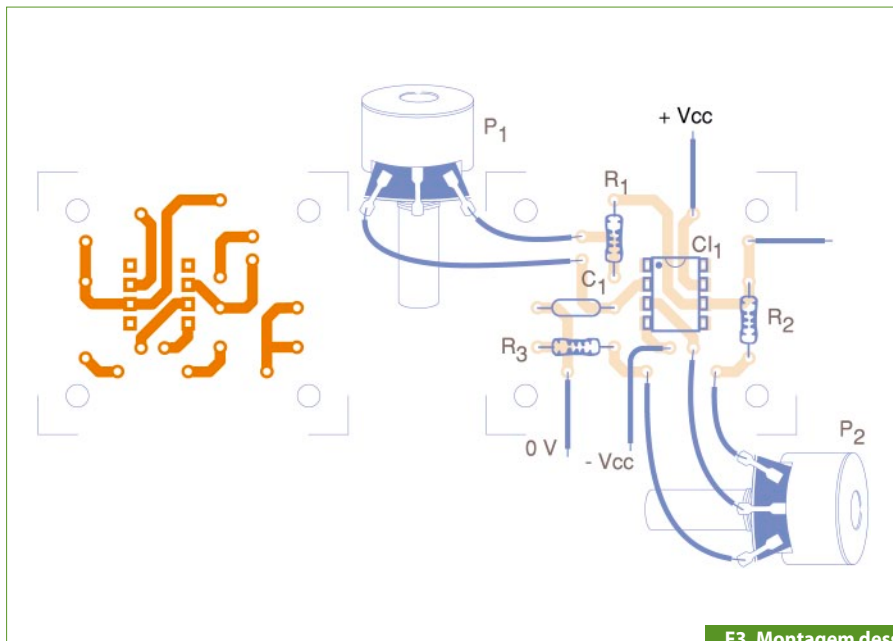
Para se obter um oscilador de frequência ajustável com a mesma configuração,



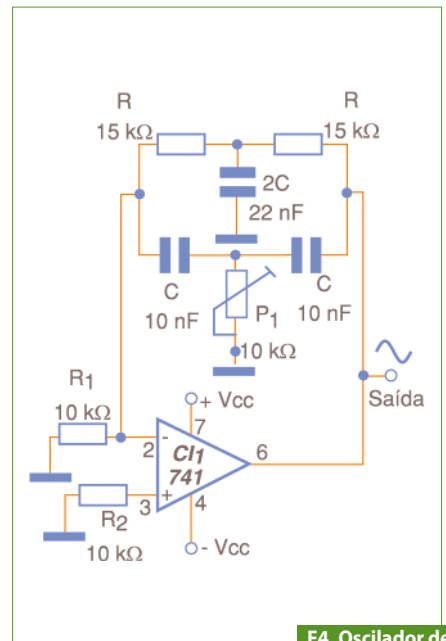
F1. Oscilador de relaxação.



F2. Oscilador de relaxação com frequência ajustável.



F3. Montagem desse oscilador em PCI.



F4. Oscilador de duplo T.

agregamos dois potenciômetros: um para ajuste de simetria do sinal e outro para a frequência, conforme ilustra a **figura 2**.

Este circuito pode gerar sinais de 250 Hz a 2 500 Hz.

Uma placa de circuito impresso para o segundo circuito é exibida na **figura 3**.

Para amplificadores operacionais como o 741, a alimentação pode ser feita com fonte simétrica a partir de 6 V. Outros tipos podem operar com alimentações menores.

Lista de Materiais 1

Circuito 1

CI₁ – 741 ou equivalente – amplificador operacional

R – 100 kohms –resistor (ver texto)

C – 10 nF –capacitor cerâmico ou poliéster –ver texto

R₁, R₂ – 100 kohms –resistores

Diversos:

Placa de circuito impresso, fonte de alimentação simétrica, fios, solda etc.

Circuito 2

CI₁ – 741 ou equivalente – amplificador operacional

R₁ – 10 kohms x 1/8 W –resistor

R₂ – 100 kohms x 1/8 W –resistor

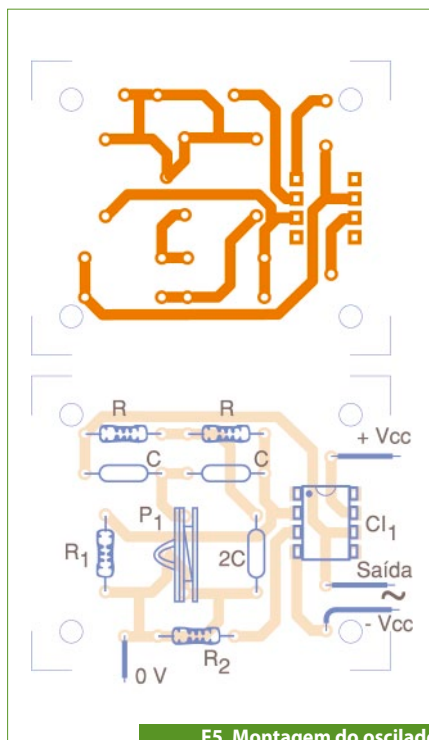
R₃ – 10 kohms x 1/8 W –resistor

P₁, P₂ – 100 kohms - potenciômetro

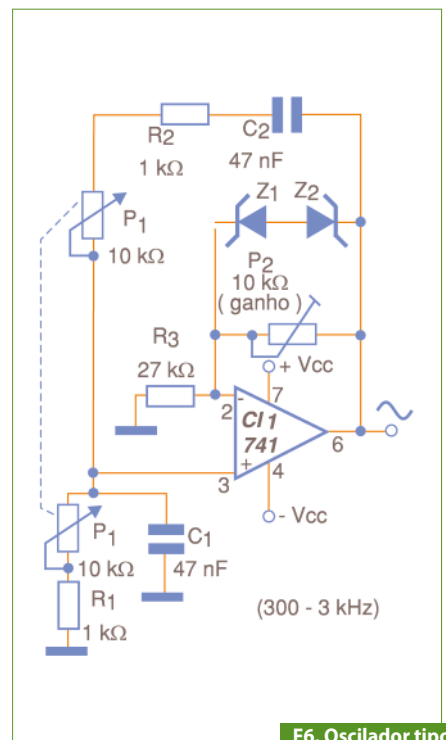
C₁ – 22 nF –capacitor cerâmico ou poliéster

Diversos:

Placa de circuito impresso, fonte de alimentação simétrica, fios, solda etc.



F5. Montagem do oscilador duplo T em PCI.



F6. Oscilador tipo ponte de Wien.

A frequência máxima que este circuito pode gerar está em torno de 1 MHz.

2) Oscilador de duplo T

O oscilador de duplo T consiste numa interessante alternativa para geração de sinais senoidais de boa qualidade em uma faixa de frequências que vai de alguns hertz a algumas dezenas de quilohertz.

A distorção harmônica típica dos sinais gerados por este circuito é da ordem de 1%.

O duplo T determina a frequência de operação numa rede de realimentação, sendo sua frequência dada pelos valores dos componentes conforme fórmula dada junto ao diagrama da **figura 4**.

Observe que os componentes do duplo T devem manter as relações indicadas. ▶

Lista de Materiais 2

CI₁ – 741 ou equivalente – amplificador operacional

R₁, R₂ – 10 kohms x 1/8 W – resistores

R – 15 kohms a 100 kohms – ver texto

P₁ – 10 kohms a 100 kohms – *trimpot* – ver texto

C – 1 nF a 1 µF – ver texto – capacitores

Diversos:

Placa de circuito impresso, fonte de alimentação simétrica, fios, solda etc.

O *trimpot* de ajuste permite selecionar o ponto de oscilação. O ajuste desse componente também possibilita a geração de oscilações amortecidas pelo circuito.

Com os valores dos componentes no circuito da figura 4, a frequência gerada estará em torno de 1 kHz.

Na figura 5 temos uma placa de circuito impresso para o circuito, mostrado na figura 4.

3) Oscilador por ponte de Wien

Os osciladores por Ponte de Wien produzem sinais senoidais de baixas frequências de excelente qualidade.

Entretanto, uma das dificuldades que a implementação desse tipo de circuito na sua forma tradicional apresenta está na necessidade de se usar um regulador de tensão no circuito de realimentação.

Nos tipos tradicionais aproveita-se a característica não linear de uma lâmpada incandescente para essa finalidade. Todavia, tanto o consumo como a dificuldade de se encontrar uma lâmpada com as características ideais limitam as aplicações dessa configuração.

Lista de Materiais 3

CI₁ – 741 ou equivalente – amplificador operacional

Z₁, Z₂ – Diodos zener de 4,7 ou 5,6 V – 400 mW

P₁ – 10 kohms – potenciômetro duplo

P₂ – 10 kohms – *trimpot*

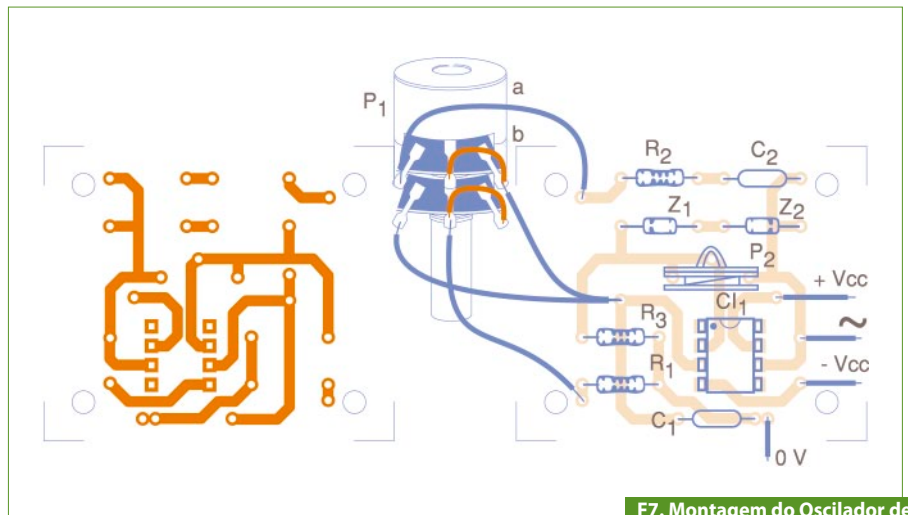
R₁, R₂ – 1 kohm x 1/8 W – resistores

R₃ – 27 kohms x 1/8 W – resistor

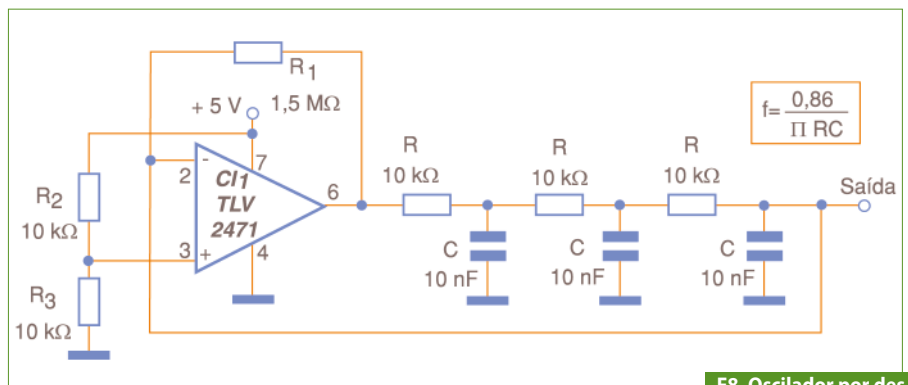
C₁, C₂ – 47 nF – capacitores cerâmicos ou de poliéster

Diversos:

Placa de circuito impresso, fonte de alimentação simétrica, botão para o potenciômetro, fios, solda etc.



F7. Montagem do Oscilador de ponte de Wien em PCI.



F8. Oscilador por deslocamento de Fase.

Nos circuitos mais modernos essa regulação pode ser feita através de diodos zener, e é exatamente isso que fazemos no circuito apresentado na figura 6.

O circuito em questão pode gerar sinais de 300 Hz a 3 kHz aproximadamente (dependendo das tolerâncias dos componentes usados) e tem por base um amplificador operacional comum.

Os zeners usados são de 5,6 V, mas pode-se empregar tipos de menores tensões em configurações que usem amplificadores que também possam ser alimentados por tensões menores.

O potenciômetro que controla a frequência deve ser duplo, linear, conforme mostrado no diagrama.

A faixa de frequências geradas depende de C₁ e C₂, que devem ser iguais e podem ser alterados numa ampla faixa de valores, conforme as aplicações visadas.

Na figura 7 damos uma sugestão de placa de circuito impresso para a implementação deste oscilador.

Para o amplificador operacional 741, a fonte de alimentação deve ser simétrica de 6 a 12 V. No *trimpot* P₁ ajusta-se o ganho do circuito de modo a se obter o sinal com maior amplitude possível sem distorção.

4) Oscilador por deslocamento de fase

Neste tipo de oscilador emprega-se uma rede RC para deslocar a fase do sinal de realimentação de 180 graus de modo que ele possa ser aplicado à entrada inversora e, assim, manter as oscilações.

Lista de Materiais 4

CI₁ – TLV2471 ou outro amplificador operacional com FET na entrada

R – 10 kohms x 1/8 W – resistor

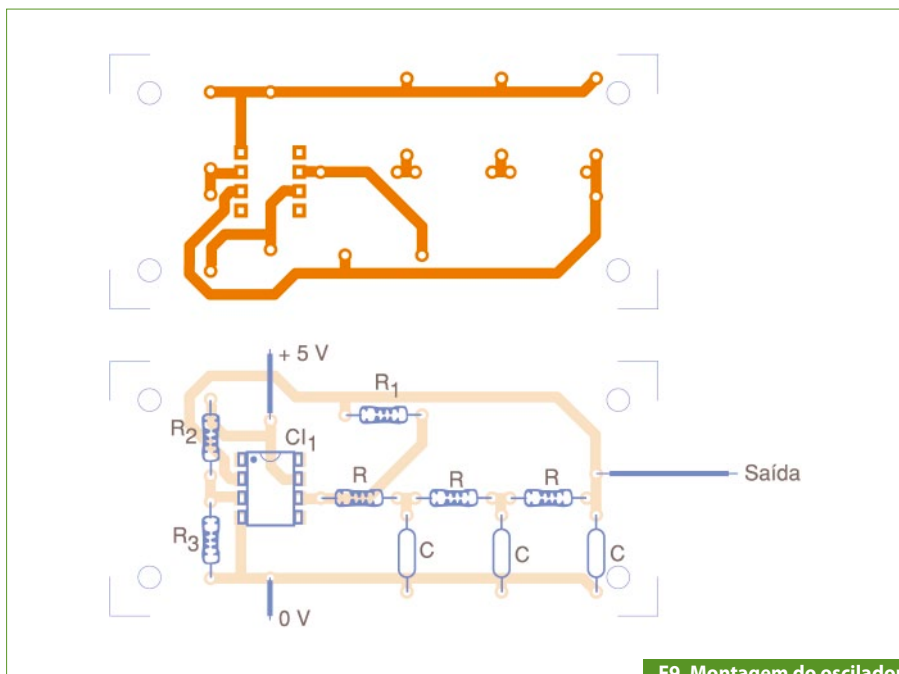
C – 10 nF – capacitor

R₁ – 1,5 Mohms x 1/8 W – resistor

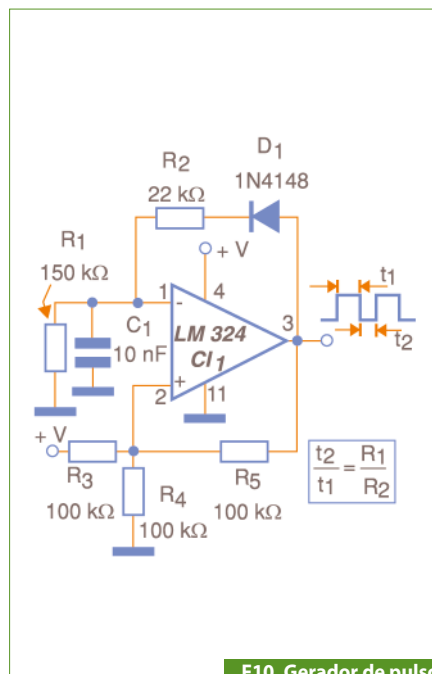
R₂, R₃ – 10 kohms x 1/8 W – resistores

Diversos:

Placa de circuito impresso, fonte de alimentação simples, fios, solda etc.



F9. Montagem do oscilador-descaimento de fase em PCI.



F10. Gerador de pulsos com comparador.

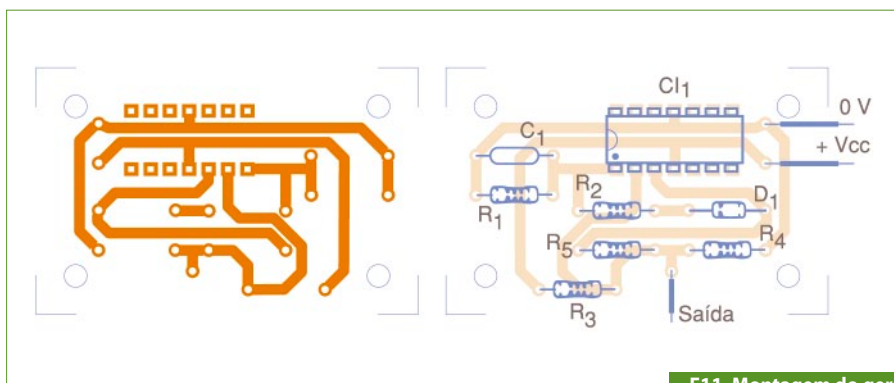
O circuito mostrado na **figura 8** usa um amplificador operacional com transistores de efeito de campo e opera em torno de 1 kHz. A frequência é dada na fórmula junto ao próprio diagrama.

Observe que, graças ao uso de uma rede de referência na entrada não inversora, que fixa a tensão neste ponto em 2,5 V, não é preciso empregar fonte simétrica e o circuito pode ser alimentado com apenas 5 V.

O sinal gerado é senoidal de boa qualidade e, para outras frequências, recomenda-se recalcular C, mantendo R em 10 kohms.

Uma placa de circuito impresso para a montagem deste oscilador é sugerida na **figura 9**.

Note que o sinal também pode ser retirado da saída do operacional, mas deve



F11. Montagem do gerador de pulsos em PCI.

ser observada a carga a ser utilizada para que ela não carregue o circuito, impedindo as oscilações ou deformando o sinal.

5) Gerador de pulsos com comparador

Na **figura 10** temos o circuito de um gerador de pulsos elaborado em torno de um dos quatro comparadores de tensão existentes no circuito integrado LM339.

A relação entre o intervalo dos pulsos e a sua duração é dada pela relação de valores entre R_1 e R_2 .

O capacitor C_1 determina a frequência de operação que pode ter um máximo em torno de 1 MHz para este circuito.

O uso de um divisor de tensão na entrada de referência possibilita colocar uma fonte simples em lugar de uma fonte simétrica.

Para os valores de componentes dados na figura, a frequência gerada será de alguns quilohertz, observando-se as tolerâncias.

Na **figura 11** indicamos uma sugestão de placa de circuito impresso aproveitando-se um dos comparadores. Os demais podem ser usados em outras funções.

A alimentação pode ser feita com tensões de 3 a 12 V, tipicamente.

Outros tipos de comparadores e mesmo amplificadores operacionais podem ser usados no mesmo circuito.

6) Oscilador controlado por cristal de 100 kHz

O oscilador ilustrado na **figura 12** usa um dos quatro comparadores do circuito integrado LM339.

Lista de Materiais 5

- CI₁** - LM339 ou equivalente –quádruplo comparador de tensão
- D₁** - 1N4148 –diodo de uso geral
- R₁** - 150 kohms x 1/8 W –resistor
- R₂** - 22 kohms x 1/8 W –resistor
- R₃, R₄, R₅** - 100 kohms x 1/8 W –resistores
- C₁** - 10 nF –capacitor cerâmico ou poliéster

Diversos:

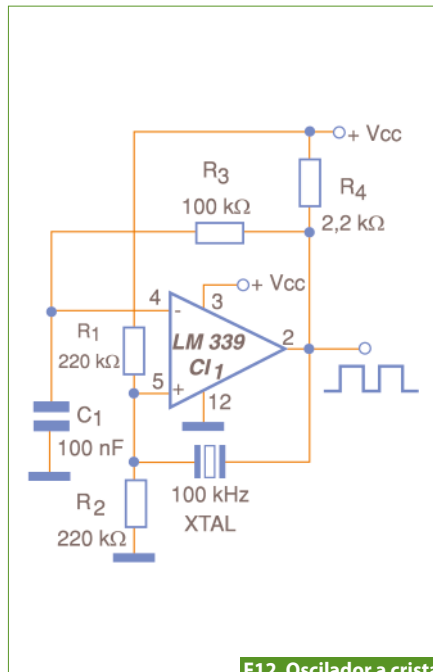
Placa de circuito impresso, fonte de alimentação, fios, solda etc.

A frequência é 100 kHz, mas valores próximos até 1 MHz podem ser obtidos com outros cristais.

A alimentação pode ser feita com tensões de 5 a 12 V, e a saída é retangular.

Os outros três comparadores do mesmo circuito integrado podem ser empregados em outras funções, uma vez que são completamente independentes.

Na **figura 13** temos uma placa de circuito impresso aproveitando o primeiro dos comparadores. Em torno dos demais, o desenvolvedor pode elaborar outros osciladores ou outras funções.



F12. Oscilador a cristal para 100 kHz.

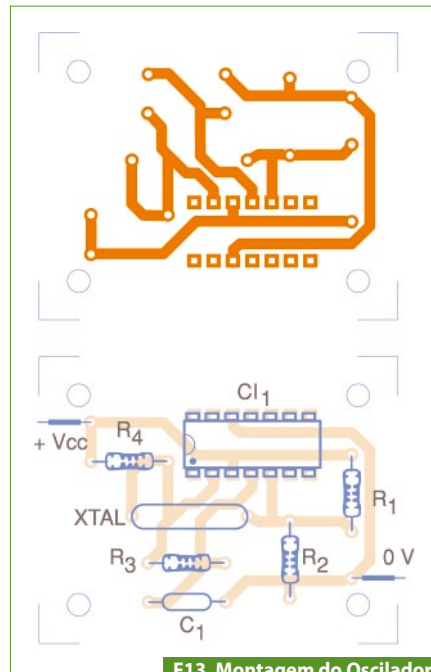
7) Oscilador controlado por tensão

O circuito da **figura 14** é sugerido pela National Semiconductor, podendo gerar sinais de 700 Hz a 100 kHz quando a tensão de entrada ou controle varia entre 250 mV e 50 V.

São usados três dos quatro comparadores de tensão existentes no circuito integrado LM339.

Os capacitores de tempo podem ser alterados para se gerar outras faixas de tensão.

A alimentação é feita com fonte de 30 V simples, observando-se que a referência



F13. Montagem do Oscilador a cristal (100 kHz) em PCI.

V/2 nas entradas de dois comparadores pode ser obtida com um divisor formado por dois resistores de 10 kohms.

O circuito fornece sinais retangulares e triangulares em duas saídas diferentes.

Observe que são necessários os *resistores pull-up* de 3,3 kohms nas saídas dos comparadores para se garantir a polarização correta de suas saídas, visto que elas usam resistores com coletor aberto.

Na **figura 15** vemos uma sugestão de placa de circuito impresso para a montagem deste oscilador.

Evidentemente, esta configuração pode ser mudada conforme as necessidades de projeto, com a troca dos comparadores usados em cada etapa.

8) Oscilador de frequência muito baixa

O circuito apresentado na **figura 16** é sugerido pela Texas Instruments e tem por base seu amplificador operacional JFET TL071, gerando sinais retangulares de 0,5 Hz.

Outros amplificadores da mesma série podem ser usados como os TL081, TL072, TL082, etc., na mesma configuração.

Lista de Materiais 6

CI₁ – LM339 –quádruplo comparador de tensões

R₁, R₂ – 220 kohms x 1/8 W –resistores

R₃ – 100 kohms x 1/8 W –resistor

R₄ – 2,2 kohms x 1/8 W –resistor

XTAL – cristal de 100 kHz

C₁ – 100 nF –capacitor cerâmico

Diversos:

Fonte de alimentação simples, placa de circuito impresso, fios, solda etc.

Lista de Materiais 7

CI₁ –LM339 –quádruplo comparador de tensão

R₁, R₃, R₈ – 100 kohms x 1/8 W – resistores

R₂ – 56 kohms x 1/8 W –resistor

R₄ – 10 ohms x 1/8 W –resistor

R₅ – 22 kohms x 1/8 W –resistor

R₆, R₇ – 3,3 kohms x 1/8 W –resistores

R₉ – 5,1 kohms x 1/8 W –resistor

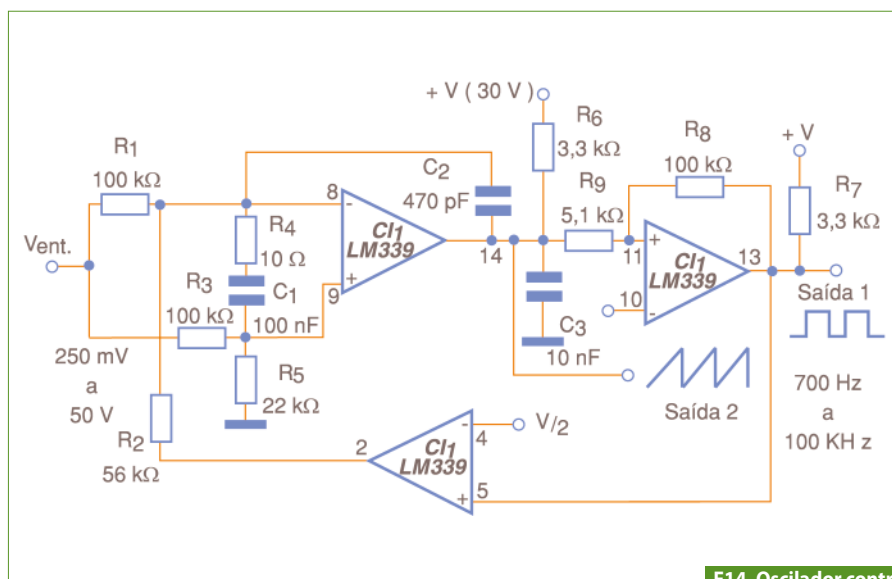
C₁ – 100nF –capacitor

C₂ – 470 pF –capacitor

C₃ – 10 nF –capacitor

Diversos:

Placa de circuito impresso, fonte de alimentação de 30 V, fios, solda etc.



F14. Oscilador controlado por tensão.

O valor de C pode ser modificado para se gerar outras frequências, conforme a fórmula dada junto ao diagrama.

A alimentação deve ser feita com uma fonte simétrica de 15 V.

Na **figura 17** temos uma sugestão de placa de circuito impresso para implementação deste oscilador.

9) Oscilador PWM

O oscilador mostrado na **figura 18** tem sua saída formada por pulsos que podem ser modulados por uma tensão aplicada à entrada (V controle).

Lista de Materiais 8

CI₁ – TL071 –amplificador operacional
R – 100 kohms x 1/8 W –resistor –ver texto

C – 3,3 µF – capacitor –ver texto

R₁, R₂ – 3,3 kohms x 1/8 W –resistores

R₃ – 1 kohm x 1/8 W –resistor

R₄ – 100 ohms x 1/8 W –resistor

Diversos:

Fonte de alimentação simétrica, placa de circuito impresso, fios, solda, etc.

Lista de Materiais 9

CI₁ –LM339 –quadruplo comparador de tensão

R₁ – 10 kohms x 1/8 W –resistor

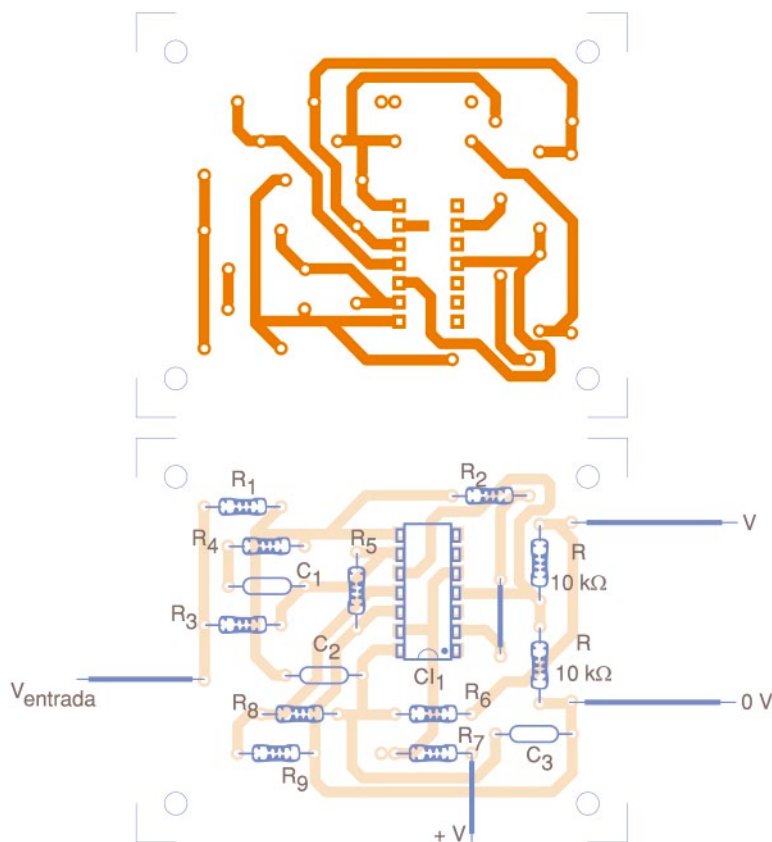
R₂, R₃, R₄, R₅ – 100 kohms x 1/8 W –resistores

R₆ – 4,7 kohms x 1/8 W –resistor

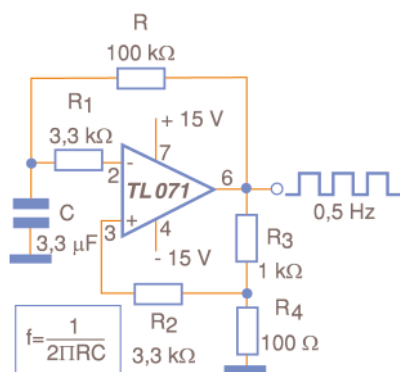
C₁ – 10 nF –capacitor

Diversos:

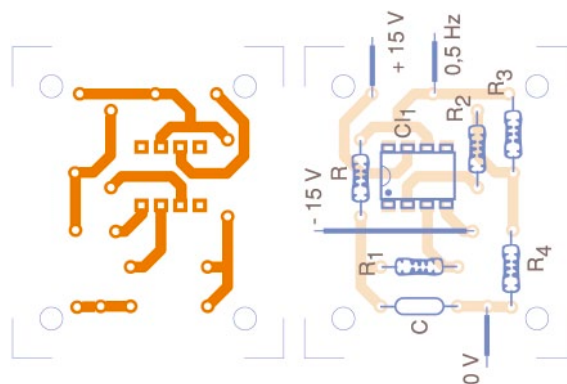
Placa de circuito impresso, fonte de alimentação, fios, solda etc.



F15. Montagem do oscilador controlado por tensão em PCI.



F16. Oscilador de frequência muito baixa.



A frequência central do sinal é determinada por R_5 e C_1 , conforme a fórmula junto ao diagrama. Essa fórmula é aproximada, devendo ser levadas em conta as tolerâncias dos componentes.

A tensão de controle deve variar entre 0 e a tensão de alimentação do circuito, que pode estar entre 6 e 12 V tipicamente.

O sinal produzido na saída é formado por pulsos retangulares. Observe a necessidade de um resistor *pull-up* na saída, já que o LM339 tem transistores de saída com coletor aberto.

O circuito pode gerar sinais de até 1 MHz, aproximadamente.

O sinal de controle pode vir de sensores resistivos, ou outras fontes.

Na **figura 19** encontramos uma sugestão de placa de circuito impresso, lembrando que os demais comparadores do LM339 podem ser usados com outras finalidades, pois são independentes.

O circuito não necessita de fonte de alimentação simétrica.

10) Gerador de funções

Nosso último circuito pode gerar sinais retangulares e triangulares a partir de uma fonte de alimentação simples de 5 V.

Esse circuito é sugerido pela Texas Instruments, baseado no circuito integrado LinMOS TLC272, mas equivalentes podem ser experimentados, praticamente sem qualquer alteração de valores de componentes.

Na **figura 20** temos, então, o oscilador que utiliza dois amplificadores operacionais constantes do circuito integrado TLC272.

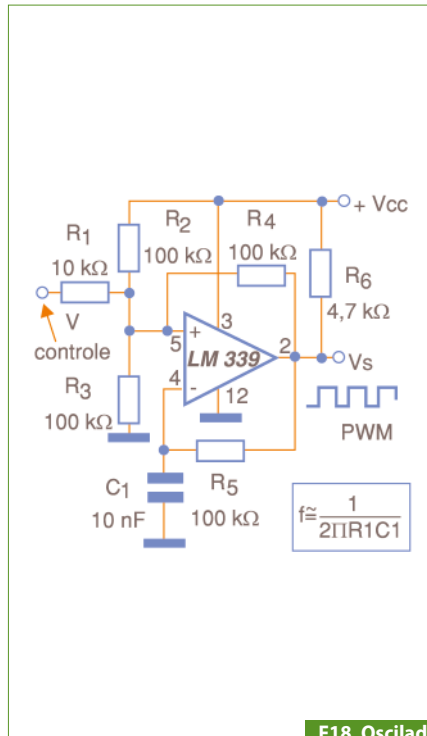
A frequência do sinal gerado depende basicamente de C e dos resistores, segundo a fórmula dada junto ao diagrama. Para efeito de alterações na frequência recomenda-se manter os valores dos re-

sistores originais do diagrama e apenas recalcular C .

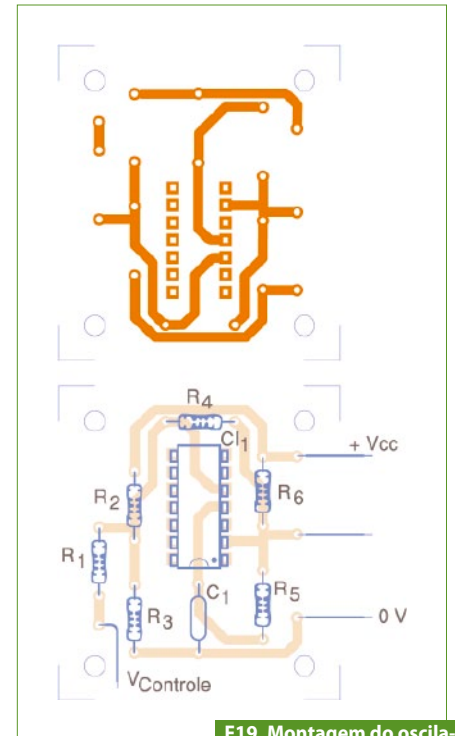
A frequência máxima que este circuito pode gerar está em torno de 1 MHz, mas amplificadores mais rápidos podem ser

utilizados se o leitor desejar um valor mais elevado.

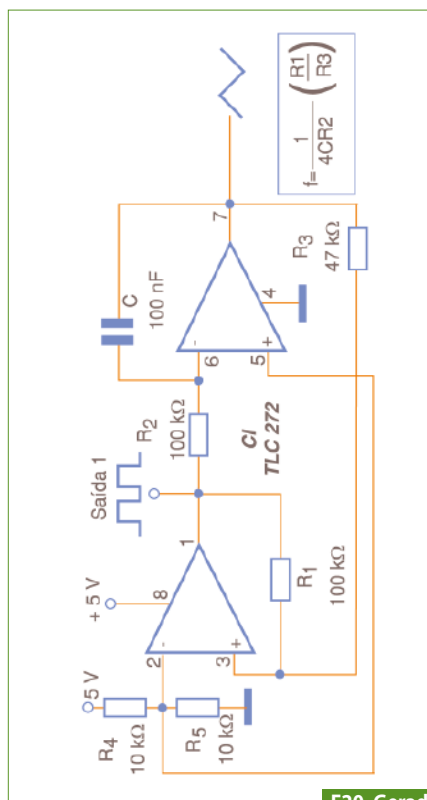
Na **figura 21** trazemos uma sugestão de placa de circuito impresso para implementação do oscilador.



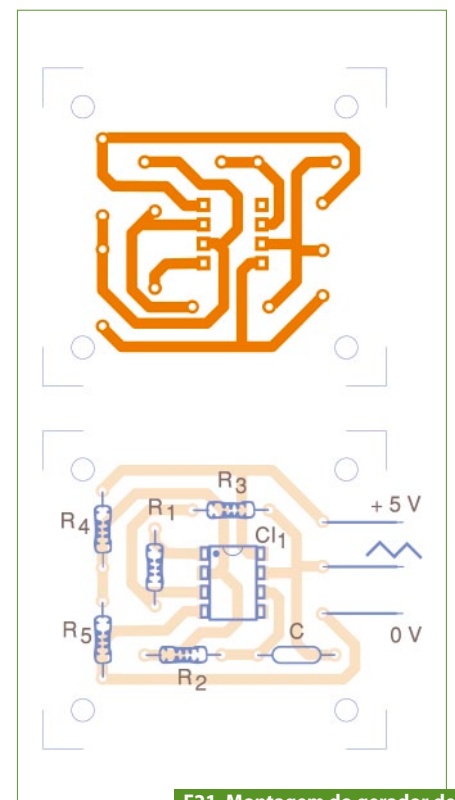
F18. Oscilador PWM.



F19. Montagem do oscilador PWM em PCI.



F20. Gerador de funções.



F21. Montagem do gerador de funções em PCI.

Lista de Materiais 10

- CI₁** – TLC272 – amplificador operacional duplo
- R₁, R₂** – 100 kohms x 1/8 W – resistores
- R₃** – 47 kohms x 1/8 W – resistor
- R₄, R₅** – 10 kohms x 1/8 W – resistores
- C** – 100 nF ou conforme a frequência – capacitor cerâmico ou poliéster

Diversos:

Placa de circuito impresso, fonte de alimentação, fios, solda etc.

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

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



Características principais:

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

Aplicações típicas:

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

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

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

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



(11) 3372-9240

vendas.brasil@infineon.com

www.infineon.com

Distribuidores:



ARROW BRASIL S/A.

(11) 3613-9300

vendas@arrowbrasil.com.br

www.arrowbrasil.com.br



(11) 5079-2150

vendas@avnet.com

www.em.avnet.com



(11) 4066-9400

rnetto@farnellnewark.com

www.farnellnewark.com.br

Defesa

Ensino e
Pesquisa

Transportes

Big Physics

Energia

?

Mais do que nunca, é tempo de inovar, para
enfrentar os desafios do mundo moderno!

NIDays

CONFERÊNCIA TECNOLÓGICA SOBRE
PROJETO GRÁFICO DE SISTEMAS

SÃO PAULO

15 DE MAIO DE 2012

- Mais de 30 sessões técnicas
- 9 sessões práticas
- Sessões verticais para segmento acadêmico, automotivo, big physics, aeroespacial/defesa e energia
- Estudos de caso de diversos setores da indústria

Das 8h às 18h
Expo Center Norte
Rua José Bernardo Pinto, 333
São Paulo - SP

Inovar e inventar cada vez mais envolvem colaboração.

As fronteiras entre desenvolvedores e inovadores, clientes e fornecedores, indústria e pesquisa se transformam em espaços comuns e projetos compartilhados, onde todos podem propor, sugerir e idealizar, dando vida a uma comunidade heterogênea e produtiva.

No aniversário de 35 anos da National Instruments, convidamos você a viajar conosco até o futuro e imaginar como serão os próximos 35 anos.

Participe do **NIDays 2012 - Conferência Tecnológica sobre Projeto Gráfico de Sistemas**

Registre-se agora!

Mais informações em <http://brasil.ni.com/nidays>

(11) 3149-3149



©2011 National Instruments. Todos os direitos reservados. National Instruments, ni e ni.com são marcas registradas da National Instruments. Os outros nomes de produtos e das empresas mencionadas são marcas registradas e nomes comerciais das respectivas empresas.