

Editorial

O Jornal da AMRAD procura ser mais um meio de comunicação entre os sócios desta associação. O Jornal tem uma periodicidade trimestral e tem por objetivo dar a conhecer os trabalhos desenvolvidos por associados da AMRAD ou por convidados externos, na sua atividade profissional, ou outra, que seja considerada relevante. Neste número pode encontrar algumas contribuições de sócios da AMRAD: a utilização do electromagnetismo para fazer análises clínicas; o projecto de um circuito integrado CMOS que realiza o *front end* de um rádio receptor em 5 GHz; um trabalho sobre a utilização de um transceptor de rádio para realizar um sistema de ressonância magnética nuclear; um estudo sobre radiometria e a construção de amplificadores lineares de potência de RF usando válvulas electrónicas.

Na caixa ao lado destaca-se a participação de dois sócios da AMRAD num projecto excepcionalmente inovador e que vai ser contratualizado com a ESA.

A Direcção da AMRAD

AMRAD em 2012

A AMRAD, em 2012, teve um crescimento notável em número e qualidade dos sócios e um crescimento de várias actividades, destacando-se, aqui, alguns dos fatos notáveis ocorridos durante o ano:

- Participação dos colegas Prof. Rui Rocha e Engº Vitor Silvestre na conferência ESA QB50 – Lançamento de 50 Cube Sat´s.
- Criação da estação CS5REO na Outurela.
- Dia de comunicação em ondas curtas, em Porto Alto, usando as antenas de cortina da RDP.
- apresentação na conferência da AMSAT-UK do projeto ISTnanosat pelo colega João Ferreira. O ISTnanosat teve um desenvolvimento notável em 2012, com o lançamento de várias teses de mestrado, em colaboração com o IST.
- Participação no Jamboree de 900 escoteiros realizado na Associação de Comandos e de cerca de 60 escuteiros na Outurela.
- AMRAD acompanha projecto BALUA www.balua.org
- Participação da AMRAD na Cerimónia de Encerramento do 1º Centenário do IST, na CS5CEP.
- CS5CEP- visita de 17 escolas secundárias do país, a esta estação, de cerca de 800 alunos, assistindo a várias demonstrações nomeadamente: comunicações com satélites, energia “wireless” e ARDF.

A Direcção da AMRAD agradece a todos os colaboradores que contribuíram com o seu voluntarismo para a realização de todas as actividades em que a associação foi envolvida e deseja a todos um excelente ano de 2013.

Destaque

Orientação por Pulsares

PulsarPlane

Worldwide Air Transport Operations Sustainable Navigation Using Pulsars



Os pulsares são estrelas de neutrões que rodam a grande velocidade emitindo radiação eletromagnética. Estes sinais são recebidos na terra como uma série de impulsos periódicos, muito estáveis, com períodos entre 1,4 ms e 8,5 s. Estes impulsos periódicos são diferentes para cada pulsar permitindo identifica-los e sabendo a sua localização (em coordenadas celestes) torna-os ideais para auxiliar a navegação.

A gestão do tráfego aéreo e operações de aeronaves estão atualmente dependentes do uso de sistemas de navegação terrestres, havendo áreas do mundo não cobertas por este tipo de infraestruturas.

No projeto PulsarPlane propõe-se um novo sistema de navegação, com base nos sinais recebidos a partir de pulsares. O PulsarPlane tem como principal objetivo investigar a viabilidade de esta navegação ser usada para várias aplicações civis mas muito em especial para a aviação.

A ESA abriu um concurso para projetos desafiantes propondo tecnologias espaciais inovadoras e o projeto PulsarPlane ficou em 1º lugar desse concurso. A ESA, em princípio, financia 5 dos melhores projetos apresentados. O PulsarPlane tem como coordenadores o Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium (Holanda) e como parceiros TU Delft (Holanda), Aalto University (Finlândia), INESC-ID (Portugal), Sofia University (Bulgária), University of Twente (Holanda)

Jorge Fernandes
Gonçalo Tavares

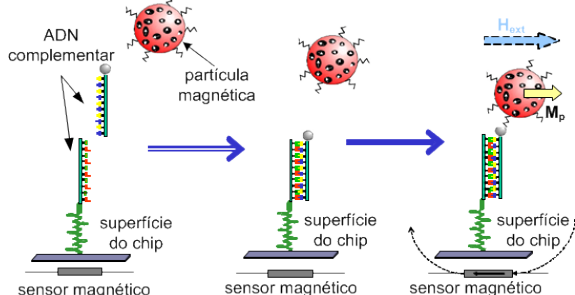
Índice

	Pag.
Editorial, Destaque e Ano de 2012	1
Análise Biomolecular Baseada em Campos Magnéticos	J. Germano 2
Receptores de Rádio com Frequência Intermédia Baixa	L. Oliveira 3
Radiometria	L. Cupido 4
Do Transceptor de Rádio à Máquina de Ressonância Magnética	J. Mariano 5
Amplificadores de Potência em RF com Válvulas Electrónicas	C. Ladeiras 6

Sistema de Análise Biomolecular Baseado em Campos Magnéticos

José Germano¹

Seis anos de intensa investigação permitiram a uma equipa do INESC-MN e do INESC-ID desenvolver novos chips biossensores (biochips) e um sistema portátil para análises biomoleculares em tempo real. O sistema desenvolvido pode ser aplicado, por exemplo, para reconhecimento de ADN ou identificação de microorganismos/células. O sistema utiliza um novo biochip, baseado em sensores magnéticos com tecnologia específica para esta aplicação. Ao contrário dos equipamentos comerciais para reconhecimento de ADN baseados em análise da fluorescência, o tipo de detecção proposto permite uma elevada sensibilidade e o desenvolvimento de equipamentos de análise muito compactos e de baixo custo. Neste novo método de análise e identificação biológica, as substâncias testadas são marcadas com nano



partículas magnéticas (entre 25 nm e 250 nm de diâmetro) que transportam o material biológico dentro de um fluido através de micro bombas. Sobre os sensores magnéticos são previamente colocadas (durante a fabricação do chip) substâncias com DNA complementar do que se pretende detectar. A união das cadeias de DNA provoca uma força de combinação que permite que o conjunto fique agarrado ao sensor. Uma lavagem do chip retira todas as partículas não agarradas. A aplicação de um campo magnético externo produz um efeito sobre o sensor magnético que é diferente consoante existem ou não nano partículas sobre ele, isto é se o fluido contém, ou não, a substância com DNA complementar. Varia-se assim a resistência eléctrica do sensor magnetoresistivo (*Spin Valve ou Tunnel Magnetic Junction*).

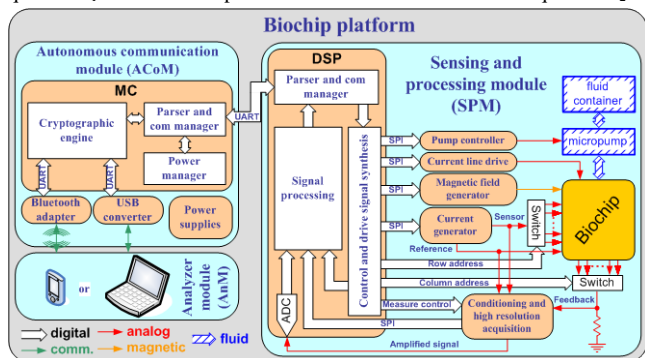
O sensor é excitado por um campo magnético externo de RF (ou de BF) com frequência f_1 e é excitado por uma corrente eléctrica com frequência f_2 . O

gráfica, a experiência é controlada. O sistema processa, em tempo real, num DSP, os sinais dos biossensores que são adquiridos por um conversor ADC de elevada resolução. A plataforma inclui dois módulos principais: i) módulo do biochip, contendo circuitos eletrónicos para endereçar, ler os campos magnéticos, controlar e medir a temperatura em cada sensor; ii) módulo de controlo de fluídos e de comunicações sem fios.

A plataforma foi implementada num protótipo miniaturizado capaz de operar autonomamente durante quase oito horas. Os resultados experimentais mostram que o nível de ruído da plataforma é uma ordem de grandeza menor que um sistema de medição convencional e também menor que o nível de ruído dos biossensores. O nível de ruído do bloco de aquisição é inferior a 50 nV/√Hz e apresenta uma gama dinâmica superior a 110 dB sem qualquer comando automático de ganho.

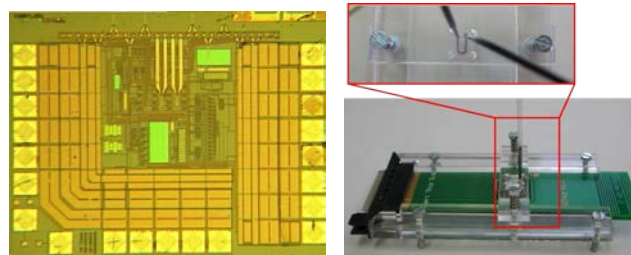
Este tipo de dispositivos será usado no futuro para realizar, de uma forma simples e eficiente, análises químicas e biológicas, por exemplo, para a detecção de doenças nos seres humanos e para o controlo de qualidade de produtos alimentares e de águas. Neste projecto têm participado activamente o INESC-ID e o INESC-MN, institutos de investigação do grupo INESC.

Actualmente está a ser feita pesquisa para o desenvolvimento de novas plataformas que visam tirar partido da junção de duas tecnologias de realização microelectrónica: a tecnologia CMOS e a tecnologia de filmes finos. A tecnologia CMOS é usada para realizar um circuito para endereçar digitalmente, excitar, controlar e ler sinais analógicos de sensores biológicos que lhe são posteriormente colocados por cima, usando a tecnologia de filmes finos. Esta última tecnologia é usada para realizar os biossensores magnéticos.



sensor funciona como misturador, obtendo-se na tensão aos terminais do sensor, sinais com frequência f_1 e f_2 e ainda f_1-f_2 e f_1+f_2 . O sistema de detecção funciona como o andar de frequência intermédia de um rádio, superheterodino do tipo *Software Defined Radio*, SDR, sintonizando aquelas frequências.

O principal desafio neste tipo de plataformas é a extracção de sinais extremamente pequenos (da ordem de 1 uV a 1 mV) com baixa relação sinal-ruído, devido ao ambiente complexo que envolve fenómenos eléctricos, magnéticos e biológicos. Foram projectados e implementados circuitos electrónicos dedicados, para endereçar várias topologias de biochips, excitar e ler os sinais de sensores magnéticos. O mesmo sistema pode ser utilizado para medir diferentes topologias de biochips, com agregados lineares baseados em sensores magnéticos de diferentes resistências ou matriciais e mesmo biochips com outras tecnologias. Actualmente, a plataforma é capaz de endereçar até 256 biossensores magnéticos e transmitir os sinais processados para um analisador digital (e.g. *tablete*, telemóvel) onde, através de uma interface



Um sistema de microfluidos, que visa obter a integração completa de todo processo de análise, também está a ser realizado na forma de protótipo.

Novas arquitecturas escaláveis para o biochip e para a plataforma de leitura também estão a ser estudadas, tendo em vista realizar sistemas com vários milhares de biossensores. Esta investigação tem permitido obter resultados e avanços mundialmente reconhecidos que claramente vão ser reforçados com a execução dos projectos em curso.

Do ponto de vista aplicacional, o protótipo do sistema está a ser optimizado para a identificação rápida de microorganismos resistentes a antibióticos, nomeadamente a bactéria MRSA (*Methicillin-Resistant Staphylococcus Aureus*) que está associada a infecções hospitalares e que, só nos Estados Unidos, é responsável anualmente por mais de 40000 mortes. O Biochip é um projeto desenvolvido por uma parceria entre o INESC-ID e o INESC-MN, cujos investigadores responsáveis são actualmente o Prof. Moisés Piedade e o

Prof. Paulo Freitas, respectivamente.

1-José Germano

Doutorado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores pelo IST. Investigador de pós-doutoramento no INESC-ID.

Contacto: jahg@inesc-id.pt



Recetor de Rádio em Chip CMOS

Luís Oliveira¹

O enorme crescimento das comunicações sem fios deu origem a novos desafios no projecto de emissores e receptores de rádio digital. São necessários circuitos ultracompactos e com baixa tensão de alimentação, para reduzir o tamanho, o custo e o consumo dos equipamentos. As novas tecnologias de semicondutores permitem a integração completa num só circuito integrado, de emissores-receptores, com o mínimo de componentes externos [1].

A parte analógica do recetor (*front end*) é crítica, visto que as suas especificações são, normalmente, muito exigentes. Existem várias arquiteturas de rádio mas destacam-se duas muito importantes: i) heteródino, com uma ou mais frequências intermédias (IF) e ii) homódino, com conversão direta para a banda de base. O recetor homódino pode ser eficientemente realizado com dois misturadores equilibrados que usam o sinal de RF e um oscilador local com dois sinais de saída desfasados de 90° (em quadratura) ou, alternativamente, com 2 misturadores balanceados com sinais de RF desfasados de 90° e um único oscilador local. Geram-se assim os sinais de saída I (*Inphase*) e Q (*Quadrature*). Ambas as soluções têm uma realização possível com técnicas de processamento digital de sinal, mas no domínio analógico a solução mais fácil é a que usa um oscilador com dois sinais de saída em quadratura (também e mais fácil no domínio digital).

O recetor heteródino é o dominante, todavia, o recetor homódino, que era pouco usado no domínio analógico por razões tecnológicas (era essencialmente usado no domínio digital), está a tornar-se uma boa alternativa [1, 2].

A principal desvantagem dos recetores heteródinos é que tanto o sinal como a frequência imagem são convertidos para a frequência intermédia provocando sinais espúrios - sinais recebidos que podem não estar na frequência sintonizada pelo *front end*. Para evitar isso utilizam-se filtros de rejeição da banda imagem (recetores superheteródinos). Estes filtros exigem ressonadores com elevado factor de qualidade e, por isso, são implementados externamente, impossibilitando o projecto do recetor num só circuito integrado monolítico.

Os recetores homódinos não precisam de filtros tão exigentes dado que não têm o problema da banda imagem, permitindo a realização do projecto do recetor num só circuito integrado, com reduzida área, custo e consumo. Todavia, este tipo de recetor é muito sensível ao ruído $1/f$, que é o ruído dos dispositivos electrónicos dominante em baixa frequência, sendo ainda necessária uma boa precisão na desfasagem dos sinais em quadratura para evitar *cross-talk* entre as componentes I e Q que leva a uma degradação da taxa de erros (*bit-error-rate* (BER)) do recetor de rádio digital.

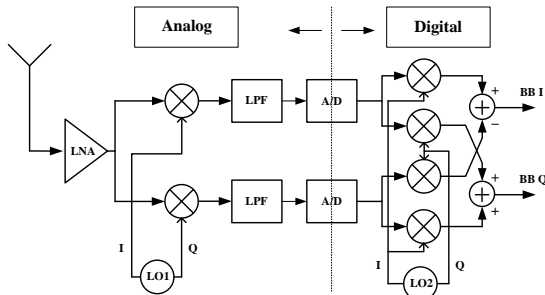


Fig. 1: Arquitectura do recetor rádio com baixa frequência intermédia.

Uma abordagem muito interessante, que tenta combinar os aspectos positivos dos recetores homódino e heteródino, é o recetor com baixa frequência intermédia (*Low-IF Receiver*) [2]. Este recetor é basicamente um recetor heteródino que utiliza uma arquitectura com circuitos de mistura que cancela a frequência imagem. É a abordagem também dominante nos rádios SDR (*Software Defined Radio*) completamente digitais que actualmente se usam. Como os filtros externos de rejeição da banda imagem não são necessários, é possível fazer a integração do sistema num só circuito integrado [3]. Como a frequência intermédia é baixa o sinal pode ser digitalizado e a passagem para a banda de base ser feita no domínio digital onde será feita a desmodulação dos sinais (Fig. 1). A rejeição da frequência imagem está fortemente dependente do erro de fase entre os sinais de saída dos osciladores em quadratura (teórica). Assim, osciladores em quadratura, com relações de fase muito precisa, são essenciais para receptores com Baixa FI. Como exemplo ilustrativo desenvolveu-se um circuito integrado que realiza a parte analógica de um recetor de rádio para receber um sinal a 5 GHz, utilizando osciladores acoplados para gerar sinais em quadratura muito precisos. Neste recetor os misturadores, responsáveis pela translação na frequência, foram projectados em conjunto com os osciladores para reduzir vários erros que podem afectar

o desempenho final do recetor. Este andar de entrada do recetor foi testado experimentalmente e obtivemos os dois sinais de FI, I e Q, com baixo erro de

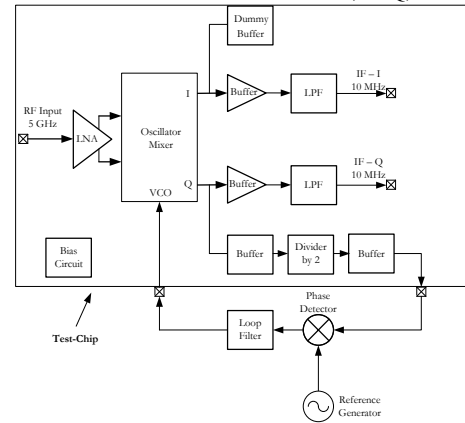


Fig. 2 - Diagrama de blocos do recetor rádio.

fase. Na fig. 2 está representado um diagrama de blocos simplificado do circuito realizado, na fig.3 observa-se uma foto do circuito integrado implementado e na fig. 4 observa-se os sinais de saída a baixa frequência que serão digitalizados pelos conversores de analógico para digital ADCs.

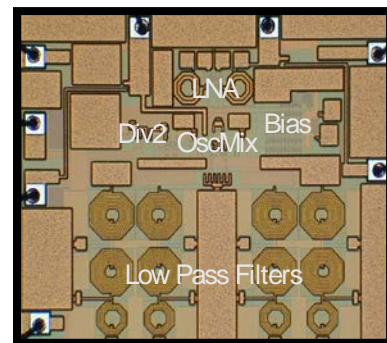


Fig. 3 - Foto do circuito integrado.

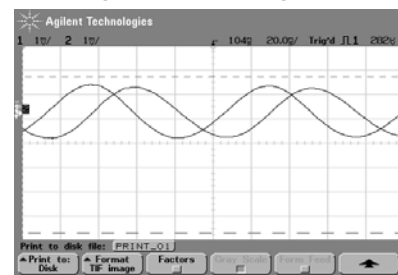


Fig. 4: Sinal obtido experimentalmente a 10 MHz [3].

Foi testado experimentalmente o andar de entrada de um recetor de rádio com baixa frequência intermédia para aplicações WLAN. Esta abordagem tem a vantagem de reduzir a área, o custo e o consumo dos circuitos, permitindo o projecto de receptores rádio monolíticos com elevado desempenho. Esta arquitectura de receptores foi validada experimentalmente num circuito protótipo integrado a 5 GHz, com uma frequência intermédia de 10 MHz, em que se obteve um erro de quadratura menor que um grau.

Referências:

- [1] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice-Hall, 1998.
- [2] J. Crols and M. Steyaert, CMOS Wireless Transceiver Design, Kluwer, 1997.
- [3] L. B. Oliveira, J. Fernandes, C. Verhoeven, I. Filanovsky, and M.Silva, Analysis and Design of Quadrature Oscillators. Springer, 2008.



1 - Luis Bica Oliveira
Sócio da AMRAD

É professor de Electrónica na FCT/UNL onde leciona várias disciplinas. O trabalho de investigação é feito no CTS-UNINOVA e no INESC-ID na área da microelectrónica em circuitos integrados de RF implementados em tecnologias manométricas CMOS.

A sua actividade de investigação centra-se no desenvolvimento e projectos de emissores-receptores rádio, com elevado desempenho e baixo custo. É autor de um livro internacional (SPRINGER) sobre osciladores integrados para gerar sinais em quadratura.

Contacto: l.oliveira@fct.unl.pt

Radiometria

Luís Cupido¹

Há um conjunto aplicações rádio em que é necessário medir com exactidão a potência do ruído numa largura de banda predeterminada. Estas aplicações vão desde a simples instrumentação para caracterização de componentes e sistemas até ao 'remote sensing' e à radioastronomia. Quando se pretende medir a potência do ruído numa determinada banda de interesse apesar de se tratar de aquilo a que efectivamente pelas suas características estatísticas chamamos ruído é todavia conveniente manter a correcta terminologia uma vez que este ruído é na realidade o nosso sinal pois é o que pretendemos medir sendo que devemos reservar a palavra ruído para o que desejaríamos que não existisse. Assim o sistema tem um ruído que é indesejável, enquanto a minha medida vai medir um sinal mesmo que ambos apresentem as mesmas características e estatística. Esta quantidade que eu pretendo medir será sempre o meu sinal (mesmo que nos dê vontade de lhe chamar ruído).

Pode considerar-se:

- a medida ocorre para sinais de grande amplitude e pode usar-se a medida de tensão e corrente "true RMS";

- a potência do sinal a medir é inferior à potência ruído do sistema ou mesmo até ao ruído térmico de fundo externo ao sistema. Este é situação que encontramos no 'remote sensing' e na radioastronomia bem como na caracterização de sistemas que se destinem a estas aplicações. Nestes casos só poderá ser avaliada a diferença entre duas medidas de potência na ausência e presença do nosso sinal. O quociente entre estas duas medidas é normalmente designado por Y e corresponde a medir a potência total na saída do nosso sistema receptor na ausência do sinal e observar o aumento da medida na presença do nosso sinal.

$$Y = \frac{P_{tot}}{P_{sys}} \quad Y = \frac{S + N_{sys}}{N_{sys}} \quad Y = \frac{T_a + T_{sys}}{T_{sys}}$$

Para sinais débeis é interessante considerarmos essas potências expressas pelas suas temperaturas equivalentes. Teoricamente mesmo para um valor de S (ou T_a) muito pequeno seria sempre possível efectuar uma medição todavia o valor de Y fica quase invariável e muito próximo da unidade, portanto à medida que os valores a medir vão sendo cada vez mais pequenos necessitamos de poder resolver melhor a medida de potência para desta forma poder detectar o pequeno acréscimo de potência que vai ocorrer na situação que medimos o sinal. Por exemplo se pretendermos medir um sinal, que vamos aqui expressar pela sua temperatura equivalente, de 1K e o nosso sistema rádio tem um factor de ruído de 0,8 dB = 58,7 K o nosso fator de acréscimo de potência Y será de 1,017 ou seja um acréscimo de 0,073dB neste caso seria necessário resolver bem melhor que 0,05 dB para podermos ter uma confiança na nossa medida.

Há, no entanto, um problema fundamental uma vez que estamos a efectuar uma medida de potência de um sinal somado com o ruído do sistema, que resulta numa medida incerta em cada instante pois a potência total distribui-se de forma estatística, sendo que apenas estamos interessados na sua potência média. Assim, a medida de potência apresenta flutuações que vão impossibilitar resolver acréscimos de potência muito pequenos; todavia assiste-nos o recurso a integrar a medida, tanto quanto possível, diminuindo assim esta incerteza, mas nunca a eliminando. As flutuações RMS de uma medida de potência de um sinal com características de ruído numa largura de banda B_w são:

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{k}{\sqrt{B_w \cdot \tau}} \quad \frac{\Delta T}{T} = \frac{k}{\sqrt{B_w \cdot \tau}}$$

Em que 'k' é uma constante que depende do tipo de receptor usado (igual a 1 no caso de estarmos a medir a potencia total com um receptor de rádio convencional), 'B_w' é a largura de banda do receptor e 'τ' o tempo de integração da medida. Tal como foi referido anteriormente, é irrelevante expressar estas quantidades por potências ou temperaturas equivalentes.

Esta equação da radiometria (equação de Dickie) é fundamental na determinação da sensibilidade de um sistema radiométrico.

Sendo que a equação determina a amplitude das flutuações RMS da nossa medida, fica claro que temos que definir o quanto acima do valor de pico a que este valor RMS corresponde pretendemos assumir como válida a medida

que vamos fazer. É prática comum usar um factor 3 do valor RMS calculado até ao que chamamos a resolução efectiva do nosso sistema.

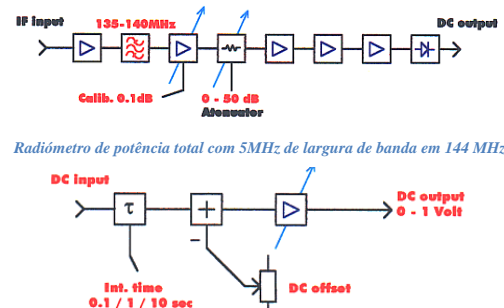
A observação da equação acima diz-nos que o sistema é tão mais sensível quanto maior o tempo de integração da medida (intuitivo) e quanto maior a largura de banda usada (o que poderá ser menos intuitivo).

Podemos assim calcular qual é o nosso limite de resolução para uma medida radiométrica para as características mais comuns dos nossos receptores de rádio convencionais de radiocomunicações e concluir que estes têm fraco desempenho enquanto receptores radiométricos. Por exemplo um recetor de SSB com 2,3 kHz de largura de banda e uma medida efectuada por um multímetro digital, que realiza 5 medidas por segundo, resulta em:

$$\Delta T/T = 1/(2300 \times 0,2)^{1/2} = 0,047.$$

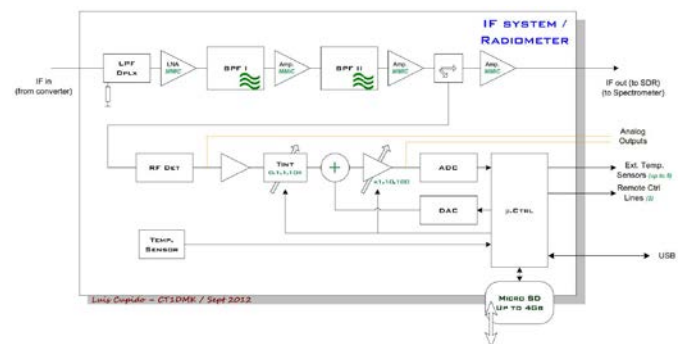
Se assumirmos então o factor 3 para expressarmos a sensibilidade do sistema temos 0,14 ou um acréscimo de potência de 1,14, que em dB dá 0,57dB, o que é manifestamente uma resolução radiométrica muito má.

Com o exemplo acima referido demonstra-se, de forma simples, que para efectuar uma medida com resolução necessária às aplicações radiométricas, sejam estas de 'remote sensing' ou de radioastronomia, torna-se necessário a elaboração de um receptor dedicado ou a modificação algo extensa de um receptor existente. O parâmetro fundamental é a largura de banda que deverá ser tão larga quanto possível, pelo menos de alguns MHz, já que aumentando o tempo de integração, por si só, não é suficiente.



O sinal DC do detector em que é subtraída o valor DC que corresponde ao T_{sys} amplificando apenas de seguida o excesso de potência que pretendemos medir tornando assim possível fazer com que o sinal de saída de 0 a 1V contenha apenas uma fracção de dB em toda a sua excursão (técnica conhecida como 'offset and zoom').

A caracterização de sistemas de recepção de rádio recorre muitas vezes ao Sol como fonte de sinal para aferições e calibrações uma vez que este apresenta um sinal consideravelmente forte; todavia o Sol é demasiado variável e irregular para poder ser usado com confiança principalmente se estivermos interessados numa caracterização ou optimização minuciosa.



Radiómetro de potência total usando tecnologia actual e que pode funcionar em local remoto fazendo registo da informação (data logger) e servindo igualmente de FI do sistema de recepção. Este pode ser usado para resolver variações de potência tão pequenas como 0,0001dB ou de 1 mK se for empregue num receptor com cerca de 50 K de ruído.

Uma caracterização, usando a Lua ou uma zona do céu com emissividade conhecida, é bem mais conveniente; todavia as medidas de potência vão ser consideravelmente mais difíceis e torna-se pertinente a necessidade de usar um receptor especificamente desenvolvido para o efeito, dotado de largura de banda e tempo de integração adequados.



1- Luís Cupido
Sócio da AMRAD.
Titular de CAN CEPT, indicativo CT1DMK
Doutoramento
Especialista em Diagnósticos com Microondas
Investigador do IPFN www.ipfn.ist.utl.pt
www.qsl.net/ct1dmk
Contacto: cupido@ua.pt

Do Transceptor de Rádio à Máquina de Ressonância Magnética

José Mariano¹

A ressonância magnética nuclear (NMR) é uma poderosa técnica espectroscópica que fornece informação detalhada sobre a composição e a estrutura de compostos desconhecidos. Esta técnica é extensamente utilizada na investigação química e bioquímica, sendo também muito utilizada no diagnóstico clínico (imagem por ressonância).

O princípio físico da técnica baseia-se no facto dos núcleos de determinados átomos, o hidrogénio, por exemplo, possuírem um momento nuclear (spin) não nulo. Um núcleo com spin não nulo comporta-se como um ímã microscópico que, quando colocado na presença de um campo magnético exterior (B_0), tende a alinhar-se paralelamente com este, adquirindo um movimento de rotação em torno de B_0 (precessão) com uma frequência, chamada frequência de Larmor, dada por $f_L = \gamma B_0 / 2\pi$, em que γ , a chamada razão giromagnética, é específica para cada núcleo. Se sobre uma amostra, constituída por um elevado número de spins, se fizer incidir um campo de RF com frequência igual a f_L , os spins absorvem a radiação e comutam para uma orientação anti-paralela a B_0 . Após um intervalo tempo normalmente compreendido entre poucos μs e as dezenas de ms os núcleos relaxam de volta à orientação inicial, emitindo neste processo um impulso de RF, cujas características (frequência, amplitude, fase, etc.) permitem inferir das características estruturais da amostra.

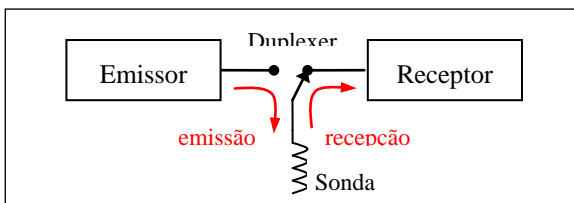


Fig. 1 - Esquema de princípio do espectrómetro de NMR.

Na sua forma mais simples a técnica consiste na aplicação de impulsos de RF à amostra colocada no interior de uma bobina (sonda) e na observação da resposta do sistema monitorizando a f.e.m. induzida pela amostra na sonda. O aparelho que realiza a medida, o espectrómetro, é, portanto, constituído por um emissor de RF, com potências entre 10 W e 1 kW, um receptor de baixo ruído, a sonda, e um sistema de comutação entre o emissor e o receptor (*duplexer*). A Fig. 1 ilustra o princípio básico de funcionamento.

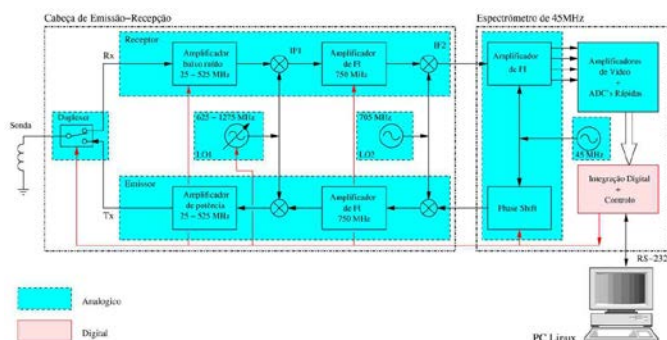


Fig. 2 - Diagrama de blocos do espectrómetro de NMR.

A maioria dos aparelhos comerciais de NMR são constituídos por emissores e receptores sintonizados para a frequência do núcleo de interesse, hidrogénio no caso da imagem médica, hidrogénio e carbono para aplicações em química e bioquímica. Estes espectrómetros possuem larguras de banda da ordem das centenas de kHz e custos que podem ser superiores a 500 k€. No entanto existem aplicações, como sejam o estudo de materiais magnéticos, que exigem que o aparelho seja capaz de operar em banda larga, normalmente centenas de MHz, e com varrimento em frequência. Neste tipo de utilização os aparelhos comerciais tem que ser adaptados, tarefa que se revela complexa, além de dispendiosa, sendo portanto mais viável desenvolver um aparelho raiz. Foi o que foi feito na Universidade do Algarve, em colaboração com o *Institute de Physique et Chimie des Matériaux de Strasbourg*, França, tendo dado origem ao MagNMR – Espectrómetro de NMR para materiais magnéticos.

Jornal da AMRAD, nº 3- Dezembro de 2012

A Fig. 2 mostra o diagrama de blocos do MagNMR, que se apresenta na Fig.

3. O espectrómetro foi concebido como um recetor superheterodino síncrono de dupla conversão (1ª FI = 750 MHz, 2ª FI = 45 MHz) com detecção em fase e quadratura, acoplado, capaz de operar entre 20 MHz e 550 MHz, acoplado a um emissor de dupla conversão. Por razões que se prendem com a técnica, o aparelho foi concebido como duas unidades distintas: a cabeça de emissão-recepção, onde é feito o processamento de alta-frequência, e o espectrómetro de 45 MHz, onde é feita a detecção e o processamento na banda base. À excepção do amplificador de potência

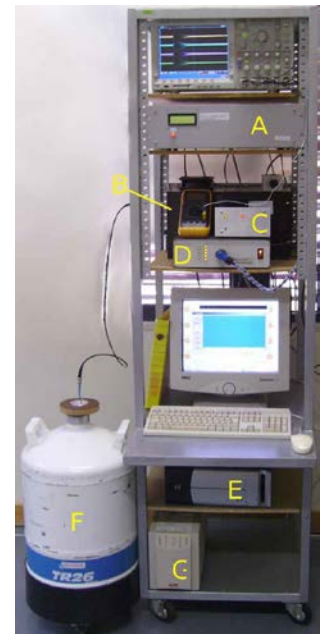


Fig. 3 - MagNMR: espectrómetro de 45 MHz (A), cabeça de emissão-recepção (B) e o tanque de azoto líquido onde se encontra a amostra (F) por forma a diminuir o ruído.

de 10 W e do primeiro andar do amplificador de baixo ruído, a cabeça de emissão-recepção foi integralmente construída por recurso a componentes e módulos retirados de dois receptores *scanners* [1] adquiridos expressamente para este efeito. Esta solução permitiu a construção do equipamento a um preço muito competitivo (≈ 2 k€), dado que os receptores dispõem dos componentes básicos (amplificadores, filtros, misturadores, etc.) necessários à sua construção. Embora a escolha da 1ª FI tenha sido determinada por critérios estritamente técnicos, a 2ª FI foi escolhida por ser aquela a que operavam originalmente os receptores, o que assegurou à partida o funcionamento correcto dos andares correspondentes. O 1º oscilador local (LO1) é constituído por um sintetizador de frequência baseado num PLL programável através da interface SPI, e foi retirado de um dos recetores.

A segunda unidade é um espectrómetro que funciona à frequência fixa de 45 MHz, tendo sido construído com componentes usuais. A parte de controlo e processamento digital de sinal foi implementada por recurso a lógica programável (FPGA). O espectrómetro é comandado por um PC correndo Linux com uma aplicação desenvolvida em Tcl/Tk, sendo o processamento de dados executado por um conjunto de rotinas estritas em Octave/Matlab.

A título de exemplo mostra-se na Fig. 4 um espectro de uma amostra de cobalto metálico obtido com o MagNMR. As linhas a tracejado marcam a

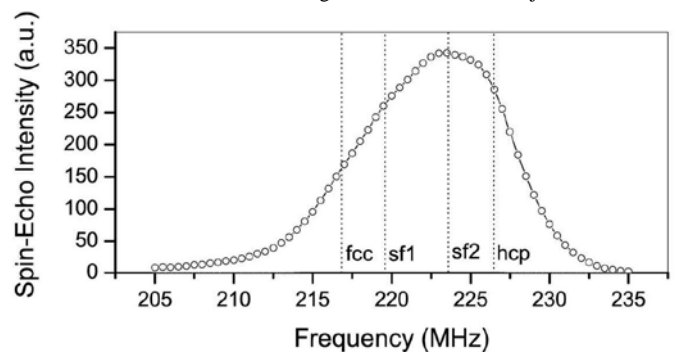


Fig. 4 - Espectro de NMR de uma amostra de cobalto metálico.

Localização das ressonâncias atribuídas a determinadas características da amostra, nomeadamente, a estrutura cristalina. Neste caso trata-se de uma mistura homogénea de cobalto com duas estruturas cristalinas diferentes (fcc e hcp) com estruturas com defeitos (sf1 e sf2).

Referências: [1] AR2001, AOR Inc, Japão.



1-José Mariano
Sócio da AMRAD
Licenciado em Física pela FCL, mestre em Eng. Electrotécnica e de Computadores e doutor em Física pelo IST. Actualmente é Prof. Auxiliar na Universidade do Algarve, onde faz investigação em magnetismo, NMR e instrumentação.
Contato: jmariano@ualg.pt

Amplificadores de Potência em RF com Válvulas Eletrônicas

Jornal da AMRAD, JAM, em visita a

Carlos Ladeiras¹

JAM - O colega Carlos Ladeiras, CT1QP, é um especialista na realização de amplificadores de potência de rádio frequência, RF, usando válvulas eletrônicas. O Jornal da AMRAD, através dos colegas CT2ZO e CR7ABR, teve oportunidade de ver e analisar algumas destas excelentes construções e trocar impressões com este amante da Rádio Frequência, RF, e também do áudio, processados por válvulas. Refere-se, aqui, a construção de 2 amplificadores lineares de potência (1,5 kW e 1,8 kW) de RF, para ondas curtas.



Fig. 1 - Aspecto exterior dos amplificadores realizados por CT1QP.

a) amplificador GM-11 e b) amplificador GS35B.

I)- Amplificador GMI-11

O amplificador GMI-11 é baseado na associação em paralelo de 3 válvulas eletrônicas GMI-11, do tipo tétrodo, de tecnologia russa, capazes de obter um ganho em potência de 13 dB e debitar uma potência de 1,5 kW, quando a tensão de alimentação de placa é de 2,5 kV. Na Fig. 2 pode ver-se o esquema elétrico do amplificador realizado. Na montagem clássica do tétrodo a grelha de blindagem é alimentada com uma tensão DC positiva, a grelha de comando fica a potencial negativo e o cátodo ao potencial de massa. Do ponto de vista incremental ou dinâmico, a grelha de blindagem e o cátodo estão à massa. Todavia, uma má filtragem AC (desacoplamento à massa) pode reduzir a eficácia da grelha de blindagem e o amplificador ficar com tendência para oscilar. Afim de aumentar a estabilidade do amplificador (reduzir a possibilidade de oscilações) CT1QP, e outros construtores, defendem a montagem do tétrodo com a grelha de blindagem colocada à tensão da massa, 0 V, o que implica que o cátodo tem de estar a uma tensão negativa, capaz de fornecer alguma potência, e a grelha de comando com um potencial ainda mais negativo. Ficam mais complicadas as três fontes de tensão de polarização das válvulas, ver Fig. 2, mas, segundo CT1QP, na prática, o amplificador é mais estável.

