

magnetosfera de Júpiter situam-se entre a banda dos 17 m e os 10 m, mas na verdade é perfeitamente possível encontrar *bursts* até mesmo saindo de HF e entrando em VHF nos 6, 4 e 2 metros.

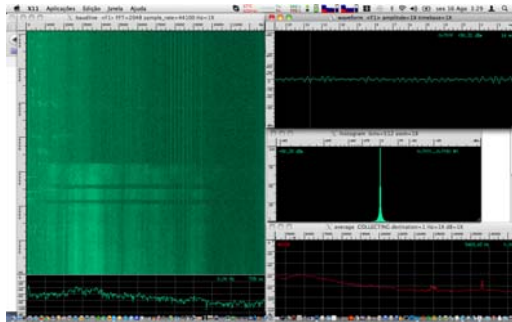


Fig.10 - Espectrograma da detecção d o L-Burst da magnetosfera de Júpiter.

A figura 10 é uma cópia da imagem no ecrã mostrando o espectrograma de áudiofrequência de um dos meus radiotelescópios a operar na detecção de S e

L-Bursts da magnetosfera de Júpiter, na banda dos 15 metros com o receptor ligado diretamente à antena bigodes de gato instalada dentro do sótão, directamente, com o LNA (sem pre-amplificar o sinal recebido nos terminais da antena). Gostar de radioastronomia, assim bem como qualquer outra actividade dentro do radioamadorismo, implica não temer o ruído; Mais até, gostar-se de ruído, aprender a analisar, a interpretar e compreender os diferentes tipos de sinais e ondas.



1-Fernando Roque
Sócio da AMRAD
CAN CEPT Categoria 1: CT7ABI
Licenciatura Artes Plásticas e Licenciatura em Filosofia
Curso de Electrónica Analógica e Digital
Professor de 3º Ciclo e ensino secundário
Formador
Contacto: ct7abi@gmail.com www.qrz.com/db/CT7ABI

Amplificação paramétrica em circuitos de rádio integrados em tecnologia CMOS

João P. Oliveira¹ e João Goes²

Um dos aspetos mais importante que marca todo o processo evolutivo da topologia de receptores de rádio é a procura sistemática de técnicas, configurações de circuito e dispositivos que permitam incrementar o seu nível de sensibilidade. Foi assim considerado ser incontornável evitar-se a amplificação de sinal entre a antena e o misturador, o que se traduziu pela introdução de um amplificador de baixo ruído (LNA) à entrada da cadeia de recepção. Também do ponto de vista do (factor de) ruído (referido à entrada), este amplificador permite reduzir substancialmente a influência do factor de ruído quer do misturador quer dos outros blocos constituintes que se seguem na cadeia. Todavia esta redução só é efectiva desde que este amplificador disponha de ganho aceitável e que ele próprio não introduza demasiado ruído (daí a sua designação de LNA).

Tem-se verificado ao longo das últimas três décadas, que a implementação do LNA, quer a nível da electrónica discreta quer ao nível do circuito integrado, tem sido construída em torno da transcondutância (conversão de tensão em corrente) associada ao transistor que é utilizado como elemento activo. Trata-se, por isso, de um amplificador com transcondutância, cujo valor é determinado pela corrente de polarização do dispositivo. O transistor como elemento activo tornou-se dominante e isto deve-se ao contínuo incremento de desempenho (quer no dispositivo de junção bipolar quer, principalmente, nos transístores de efeito-de-campo, metal-óxido-semiconductor, MOS) ao nível da transcondutância mas, sobretudo, ao nível da frequência máxima de operação permitida pelas mais recentes tecnologias de circuito integrado. Por exemplo, em tecnologias CMOS muito recentes (e.g., 28 nm de dimensão mínima) a frequência de transição (f_T) transistor MOS já ultrapassou a barreira do 200 GHz.

Todavia, a utilização de transcondutância não é a única opção para se transferir energia de uma fonte para o sinal útil. Na realidade, esta transferência poderá ser concretizada através da variação de um parâmetro de um elemento reactivo.

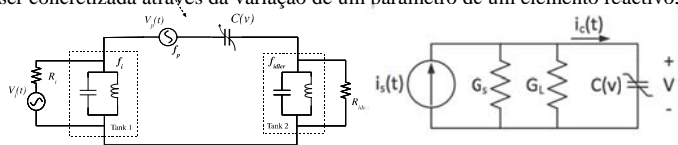


Figura 1 - a) Esquema equivalente de um amplificador paramétrico com varactor; b) modelo de amplificador paramétrico baseado em “resistência-negativa”.

podendo um condensador variável ser utilizado para o efeito [1]. Neste caso, o parâmetro que é alterado é o valor da capacidade (e não a resistência) o que faz com que este tipo de amplificação seja intrinsecamente “livre de ruído”. Conforme se ilustra na Figura 1, uma fonte de sinal variável no tempo, $v_p(t)$

injecta energia no circuito através da alteração periódica da capacidade que esta provoca no condensador variável. Partindo do princípio de conservação de energia, as expressões de Manley-Rowe estabelecem as relações entre a potência do sinal de entrada, $v_i(t)$, potência do oscilador local, $v_p(t)$, e a potência de saída $v_o(t)$. Por exemplo, se a frequência de saída f_o for igual à soma da frequência de entrada e da frequência do oscilador, isto é $f_o = f_i + f_p$, as relações de Manley-Rowe permitem estimar um ganho de potência máximo dado por $G = f_o / f_i$, e que não depende da característica do condensador variável.

Quando se pretende obter um amplificador sem conversão de frequência, isto é $f_o = f_i$, com $f_p = 2 f_i$, a estrutura anterior reduz-se ao que é designado por amplificador paramétrico de “resistência-negativa” com degeneração, dado que o circuito devolve energia na frequência correspondente ao sinal de entrada. É possível provar que, assumindo uma capacidade variável com valor médio C_0 e fator de acoplamento M (associado ao sinal do oscilador local), $C(v_p) = 2MC_0 \sin(4\pi t + \phi_p)$, o ganho de transdução máximo da estrutura é aproximadamente dado por,

$$G_{Tmax} = \frac{4G_S G_L}{(G_S + G_L)^2 (1 - \beta)^2} \quad \text{com} \quad \beta = \frac{2\pi f_s M C_0}{G_S + G_L},$$

em que G_S e G_L correspondem à admitância da fonte de sinal e da carga, respectivamente. Salienta-se que é possível, através de uma escolha adequada de M e C_0 , obter ganhos de transdução bem superiores à unidade.

Tradicionalmente, este tipo de amplificadores utilizavam ‘varactors ou varicaps’ baseados em díodos semicondutores de junção PN inversamente polarizados [2]. Estes dispositivos semicondutores apresentam, naquelas condições, uma capacidade dependente da tensão aplicada. No entanto, mais recentemente, têm sido investigadas estruturas alternativas que melhor se adaptam à tecnologia de integração baseada em dispositivos de efeito de campo (CMOS), Figura 2.

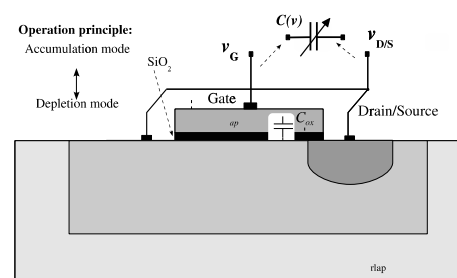


Figura 2 - Varactor de acumulação em tecnologia MOS;

Neste tipo de dispositivo, a tensão aplicada no terminal G (porta), que se encontra isolada por uma camada de óxido de silício, permite controlar o nível