Spectral Noise Analysis of a CMOS Imager at Low Temperature for Logarithmic Mode

**O gerador de imagens de alto alcance dinâmico CMOS mais comum e útil é aquele que utiliza o sensor de pixel ativo (APS) que opera no modo logarítmico. Não obstante, o ruído temporal pode comprometer a qualidade da imagem gerada pela matriz do plano focal. A maioria dos modelos de ruído do sensor de imagem e os resultados encontrados na literatura estão limitados a uma faixa de temperatura superior à da temperatura de congelamento, onde as impurezas semicondutoras são ativadas. O foco deste artigo é comparar o comportamento do espectro de ruído do sensor de imagem logarítmico em temperatura ambiente com o de uma temperatura próxima e abaixo do ponto de congelamento. Resultados experimentais realizados em uma pequena matriz de pixels bidimensional fabricada em uma tecnologia CMOS padrão de 4 metais 2-poli e 0,35 µm sugerem que o ruído térmico permanece bastante estável à medida que a temperatura diminui devido ao aumento da resistência dos nós dos circuitos de pixel. . Por outro lado, “picos” foram identificados com intensidade significativa no ruído espectral em todos os pixels quando estudados individualmente. Esses picos no espectro têm o mesmo valor em frequência quando o dispositivo é submetido a diferentes intensidades e temperaturas de luz. No entanto, eles foram observados apenas para temperaturas abaixo de 150 K e para frequências abaixo da frequência de canto. A presença não aleatória desses picos no espectro de ruído indica a presença de armadilhas relacionadas aos defeitos no interior do óxido de porta e na interface óxido-silício. À temperatura ambiente, esses picos não são observados devido à energia térmica ser superior à energia de ligação dessas armadilhas.**

Devido à sua funcionalidade e simplicidade de circuitos adequadas, o sensor de pixel ativo (APS) de três FET básico que opera no modo logarítmico é uma das opções preferidas para sensores de imagem CMOS de faixa dinâmica alta (CISs HDR). Além de operação em aplicações que exigem HDR [1], [2] como visão assistida a bordo, monitoramento de superfícies refletivas e inspeção de solda a laser; Os circuitos APS podem ser adaptados para uma ampla gama de implantações, incluindo imagens em 3D, captura de imagens em alta velocidade, imagens aeroespaciais, contagem de fótons [3], atendendo a muitas outras necessidades de consumidores, industriais e científicas.

No entanto, muitas vezes é necessário que o dispositivo apresente uma redução substancial do ruído temporal e espacial. A principal aplicação para redução de ruído está presente nos circuitos integrados de leitura (ROICs) projetados para fotodetectores de infravermelho de ponto quântico (QDIP) ou fotodetector de infravermelho de poço quântico (QWIP) nos quais é necessário baixo ruído de leitura para diferenciar o fundo e o cena de interesse. Um processo tradicional de supressão de ruído nesses dispositivos inclui circuitos de processamento de sinal, que utiliza a técnica de amostragem dupla correlacionada (CDS) [4], e envia o sensor a baixas temperaturas usando os resfriadores térmicos Peltier. A redução de temperatura impede a geração térmica de portadores de carga e compete com os ópticos, tornando os dispositivos não refrigerados muito barulhentos.

 Assim, a submissão desses dispositivos a temperaturas criogênicas pode levar a uma grande relação sinal-ruído (SNR) em HDR, em princípio.

Na literatura, há um grande número de referências apresentando técnicas para remover ou minimizar o ruído espacial [4] - [8], também conhecido como ruído de padrão fixo (FPN). Os métodos para suprimir o ruído temporal, por outro lado, são muito menos relatados, principalmente porque possui várias contribuições subjacentes, das quais as principais são os mecanismos de disparo e térmicos, cujos efeitos são inerentes à fonte de luz ou à dinâmica do portador. no material. Esses mecanismos podem ser minimizados operando o sensor de imagem a temperaturas criogênicas (isto é, abaixo de 150 K), onde, em princípio, eles podem ser significativamente suprimidos. Entretanto, nessas temperaturas (ou abaixo da temperatura de congelamento para as regiões dopadas em um determinado processo CMOS), muitos efeitos são incomuns à temperatura ambiente, incluindo sobrecarga de material, especialmente nas interfaces, as mudanças na mobilidade e na disponibilidade do portador de carga, que afeta a condutividade do silício [9]. Tais condições afetam diretamente a operação dos dispositivos de silício devido às alterações em suas propriedades, incluindo tensão limite, capacitâncias, densidades de corrente e frequência operacional.

Assim, apesar da existência de algum processo CMOS especializado, proprietário e restrito, projetado para operar em condições extremas [10], as tecnologias CMOS padrão não garantem a operação adequada dos circuitos, especialmente aqueles que envolvem um grande número de componentes interdependentes, a baixas temperaturas. . Por outro lado, a literatura mostra que, mesmo em tecnologias CMOS padrão, alguns circuitos básicos como o APS mantêm uma operação razoável abaixo da temperatura de congelamento [3]. Poucos trabalhos, como [11], realizam investigações de pixels no modo log em relação à temperatura. Mesmo neste caso, a faixa de temperatura analisada é muito maior do que a apresentada e discutida nesse artigo. Além disso, o foco em [11] diz respeito às investigações da FPN, enquanto o presente trabalho se concentra no ruído temporal. No entanto, esses estudos ainda são incipientes, especialmente abaixo de 77 K. Além disso, nesses documentos, todos os dados encontrados referem-se ao CIS operando apenas no modo linear padrão.

As mudanças de temperatura podem afetar a velocidade, a potência e a confiabilidade dos dispositivos CMOS. Nesse sentido, o objetivo deste artigo é apresentar uma análise sistemática das propriedades de ruído dinâmico de uma câmera CMOS com tecnologia 3T-APS no modo de logaritmo na sala (300 K, como referência), próximo ao congelamento para silício. dispositivos (100 K) e em temperaturas criogênicas (30 K, abaixo de congelamento). Em cada temperatura, os pixels são submetidos a três condições de luz diferentes: 1) escuridão; 2) intensidade intermediária (0,82 W / m2); e 3) alta intensidade (9,15 W / m2). Assim, uma combinação dessas condições pode ser analisada simultaneamente. Este artigo está organizado da seguinte forma. A Seção II descreve o chip, as configurações e a configuração experimental detalhada. Isto é seguido, na Seção III, por uma análise dos resultados da medição. Finalmente, a Seção IV apresenta as conclusões gerais.

O CIS em análise neste artigo consiste em uma pequena matriz de 8 × 8 pixels, como mostrado em detalhes na Fig. 1 (a). O sensor foi fabricado no processo CMOS 4-metal 2-poli-0,35 µm padrão da AMS. Devido à limitação da área de silício para este projeto, uma matriz maior não pôde ser implementada no momento. O tamanho de cada pixel da matriz é 10 µm × 10 µm e o fator de preenchimento de cada pixel é 56%. O fotodiodo é um diodo n + -diffusion / p-sub com área total de 61 µm2 e perímetro de 38,5 µm. A Fig. 1 (b) mostra uma topologia esquemática para cada pixel. Os transistores M1, M2 e M3, assim como o amplificador de coluna M4, têm as mesmas dimensões: W = 0,70 µm e L = 0,35 µm. Todos os pixels em uma coluna compartilham o mesmo transistor M4 do amplificador de coluna e as mesmas conexões RST e terminal de redefinição de drenagem (RDR). Além disso, todos os pixels compartilham a mesma conexão SEL.

Como a introdução de não-idealidades durante a fabricação é um processo aleatório, não é possível prever onde ocorrerá na matriz ou sua magnitude. Portanto, para garantir que a foto-resposta irregular estivesse presente em uma matriz tão pequena quando iluminada por um campo de luz plano, como coluna FPN, as não-idealidades na foto-resposta foram, assim, intencionalmente implementadas no projeto, conforme discutido em [4] e [5 ] Portanto, oito pixels com proporções variáveis ​​de blindagem de metal (TiN / AlCu / TiN) foram utilizados para comparação, como pode ser observado na inserção da Figura 1 (a). Cada pixel na matriz é identificado por sua posição (m, n), sendo a posição (1, 1) a do pixel no canto superior esquerdo. Usando as indicações nesta figura, podemos verificar se os pixels (2,2), (7,2) e (4,8) foram totalmente cobertos. Os pixels (3,7), (4,7), (5,7), (3,8) e (5,8) foram parcialmente cobertos para fins de calibração.

O sensor de imagem foi instalado em um criostato de ciclo fechado de dedo frio que permite o controle de temperatura de 300 a 30 K. A matriz de pixels foi excitada opticamente usando a linha de 514 nm de um laser Ar +, com feixe de 5,4 mm de diâmetro com perfil circular em uma condição uniforme de campo plano em três intensidades diferentes: 1) escuridão; 2) baixa intensidade (18 mW / m2); e 3) alta intensidade (200 mW / m2). As intensidades escolhidas devem-se ao limite inferior de detecção do sensor (± 10 mW / m2) e acima do limite de saturação para o modo linear de operação (± 150 mW / m2). Uma configuração óptica consistindo em duas lentes e diafragmas divergentes foi usada para produzir o perfil de campo plano a partir do laser Perfil gaussiano. A área do círculo iluminado é mais de 12.000 vezes maior que a da matriz do gerador de imagens. Para verificar a uniformidade do campo plano, uma pequena área foi mapeada no centro do círculo, ao redor da região onde a matriz foi posicionada. A área mapeada é apenas quatro vezes maior que a da matriz do gerador de imagens. O mapeamento do campo plano foi obtido registrando a saída de tensão de um único pixel inalterado da matriz, pixel (1,1). O pixel foi deslocado em etapas de 10 µm usando um estágio de tradução com precisão micrométrica e a tensão de saída foi registrada com uma média de 1000 amostras para cada ponto. O mapa do perfil de intensidade de campo não apresenta variações significativas, sendo da ordem de 0,6%. Isso confirma a uniformidade da intensidade do campo a ser entregue à matriz de pixels.

Para remover fontes externas de ruído atribuídas à fonte de energia e radiação eletromagnética, as conexões elétricas usavam um cabo com blindagem dupla. Além disso, o circuito foi fechado em uma caixa de alumínio (espessura da parede de 2 mm) e uma combinação de baterias de íon de lítio é usada como fonte de alimentação. O controle da seleção de leitura dos pixels e o modo de operação foram feitos manualmente em uma placa de circuito impresso usando um conjunto de jumpers.

O sinal medido em cada pixel é amplificado por um circuito auxiliar que apresenta três estágios. O primeiro estágio possui um amplificador instrumental com três amplificadores internos e boa precisão, baixo ruído (<9nV / √Hz) e alta impedância de entrada. Os objetivos deste estágio são: 1) mitigar os sinais de remoção de ruído externo no modo comum; 2) fornecer um acoplamento CA para o ruído medido a partir do sensor de imagem removendo o componente dc (uma limitação do analisador de espectro usado); 3) mitigar as imperfeições do cabeamento usando um driver de blindagem; e 4) promover um limite inferior para detecção de ruído.

O amplificador usado no primeiro estágio apresenta alta impedância de entrada devido aos estágios não inversores em sua entrada. Portanto, quando a tensão de entrada, aplicada à entrada inversora do amplificador, é igual à entrada não inversora, a tensão de saída deve ser nula. No entanto, devido à introdução de não-idealidades durante a fabricação desses amplificadores, essas tensões de entrada normalmente são ligeiramente diferentes, resultando em uma tensão de saída não nula, o deslocamento. Apesar da disponibilidade de vários circuitos capazes de minimizar a tensão de compensação, eles geram um ruído forte no primeiro estágio, aumentando o limite inferior do ruído temporal. Assim, um segundo estágio foi implementado neste projeto, em que um filtro passa-alta de primeira ordem evita que o deslocamento seja amplificado pelos estágios subsequentes. Nesta etapa, foi utilizado um amplificador de baixo ruído (LNA) (com cerca de 0,8 nV / √Hz de espectro de potência). Assim, a contribuição do ruído dessa etapa pode ser considerada egligível.

O terceiro e o último estágio foram desenvolvidos para fornecer corrente suficiente para a baixa impedância de entrada do analisador de espectro (usando um LNA), bem como para limitar a resposta de frequência do projeto por meio de um filtro passa-baixo. Essa limitação de frequência também limitará o ganho do sistema e, consequentemente, a tensão de saída, protegendo o analisador de espectro (limitado a 3,0 Vrms).

O ruído gerado pelo criostato e pelo compressor foi removido usando um amplificador diferencial, onde o ruído ou a tensão de queda são rejeitados no estágio de entrada, não sendo amplificados pelo circuito do amplificador. Cada espectro apresentado neste artigo é uma média de 20 amostras para cada pixel individualmente e foi limitado pela amostragem máxima permitida pelo equipamento.

O modo de operação do sensor de imagem escolhido para realizar esta análise foi o modo logarítmico. Essa escolha ocorreu devido às pequenas alterações na tensão de saída do pixel, em contraste com os modos linear ou linear. Essas alterações, se muito grandes, podem gerar uma saturação do sinal de saída no circuito do amplificador, comprometendo o analisador de espectro.

No modo logarítmico, o circuito apresenta uma faixa dinâmica superior a 100 dB [3] - [5], [8] - [10], [12]. Isso é feito usando o pixel mostrado na Fig. 1 (b) com os terminais RDR e RST conectados ao VDD. As limitações mais significativas do APS que opera neste modo incluem distorções na imagem causadas por FPN, atraso na imagem e baixa sensibilidade à baixa iluminação [1].

Em nosso dispositivo, o modo logarítmico foi gerado conectando o terminal RDR permanentemente ao VDD. Em vez de usar uma referência de corrente em pixels, a técnica proposta aplica uma referência de tensão externa ao nó sensor (SN) através do terminal RDR.

O sinal SN Vout apresentado na Fig. 2 é registrado em resposta logarítmica usando o terminal RDR definido como VDD para as temperaturas e intensidades da luz incidente definida neste documento. O valor da tensão de saída do sensor foi determinado pela média de todos os pixels, exceto os pixels parcialmente e completamente blindados apresentados na Tabela I. Nesta figura, é observada uma clara redução da tensão de saída à medida que a intensidade da luz aumenta. Além disso, as mudanças na resposta para a mesma intensidade de luz, mas em temperaturas diferentes, são visíveis. Nesse caso, é observada uma mudança geral no sinal de saída, sem alterar a forma da curva, mantendo uma certa linearidade. Esses resultados são compatíveis com os observados e relatados em [11], embora dentro de uma faixa de temperatura diferente. Essa mudança se deve ao aumento da sensibilidade do dispositivo. A manutenção da forma da curva indica que a resposta do dispositivo é bastante satisfatória para uma ampla faixa de temperaturas, apresentando o mesmo comportamento em todas as temperaturas analisadas.

Com relação ao comportamento do pixel completamente blindado na Fig. 2, como também mostrado em [4] e [5], a blindagem é muito mais eficaz no modo linear do que no modo logarítmico.

Não apenas a temperatura, mas também a iluminação afeta a resposta do pixel (4, 8), e isso pode ser causado por diafonia e / ou dispersão lateral da luz. Devido a esses efeitos, é muito mais difícil usar esse tipo de blindagem para corrigir variações das dependências da temperatura em pixels regulares, como proposto em [11].

A 100 K, o sensor é analisado próximo à temperatura de congelamento (para dispositivos baseados em silício). Para as temperaturas acima e abaixo desta região (regiões intrínseca e parcialmente ionizadas), espera-se que no equilíbrio térmico, para moderado e levemente dopado (regime não degenerado), a densidade de portadores diminua com a redução da temperatura. No entanto, nessa região extrínseca, a densidade de transportadoras é quase estacionária. Portanto, em altas intensidades de excitação óptica, os dopantes não-ionizados podem ser excitados em excesso para a banda de condução. Isso aumenta a fotocorrente gerada pelo sensor em relação aos outros regimes, promovendo uma redução no Vout.

Este efeito pode ser visualizado na Fig. 2 (linha cinza), apenas para alta intensidade e para 100 K, onde Vout apresenta uma curvatura suave para valores baixos.

III – EXPERIMENTAL RESULTS AND DISCUSSION

A Fig. 3 mostra o PSD na condição escura para os três pixels analisados, conforme indicado na seção anterior, nas três temperaturas consideradas. A magnitude do PSD encontrada neste experimento está de acordo com os resultados teóricos estimados em [13]. Nessa condição, observamos que o PSD não apresenta alterações significativas para diferentes temperaturas.

No entanto, na inserção da Fig. 3 (a), note-se que o nível de PSD para altas frequências aumenta à medida que a temperatura diminui. Esse comportamento foi encontrado em todos os pixels, incluindo aqueles que não são mostrados aqui. Isso é completamente oposto ao esperado, pois dentro dessa faixa de frequência mais alta (muito maior que a freqüência de canto, fc -1,123 kHz), é esperado um predomínio do ruído térmico e do ruído de tiro (ruídos brancos), que também aumentam com a temperatura.

Sabe-se que o ruído térmico tem uma dependência explícita com temperatura e resistência SN. Isso é devido ao o fato da resistência do nó é a combinação do Resistência do canal nMOS M1 e a série de fotodiodos resistência. A resistividade do nó é inversamente proporcional ao produto entre a mobilidade e a densidade do transportador no canal do transistor. Em altas temperaturas (T), a mobilidade é limitada pela dispersão de fônons, sendo proporcional a T -3/2 e, portanto, a densidade da portadora é proporcional a T (3/2) exp [- ((E - EF) / KBT) ], em que E é a energia portadora, EF é a energia Fermi e KB = 1,38 × 10−23 J / K é a constante de Boltzmann. Assim, a resistividade apresenta um comportamento exponencial decrescente com o aumento da temperatura. Esse comportamento na resistência do nó fornece um efeito de compensação no componente térmico do ruído, não sendo possível separá-los no espectro. No entanto, neste caso, a contribuição do ruído do tiro é significativamente menor em relação à contribuição térmica.

Para confirmar esse comportamento, a Fig. 4 mostra o valor correspondente para a resistência do nó do pixel (8,8) para as três temperaturas analisadas em cada condição de excitação óptica. Nesta figura, fica claro que o comportamento exponencial da resistência do nó pelo ajuste da curva (linha contínua) está de acordo com a discussão anterior, mostrando que o aumento da intensidade da luz altera significativamente a resistência do nó. Isso leva a crer que esse comportamento pode ter sido induzido pelo congelamento da portadora, uma vez que é observada uma tendência em direção a um valor estacionário para a resistência do nó acima de 100 K. Essas mudanças na resistência do nó podem explicar as diferenças entre as tensões de saída registradas em Fig. 2 diminuindo à medida que a temperatura diminui.

A resistividade do nó é inversamente proporcional ao produto entre a mobilidade e a densidade do transportador no canal do transistor. Em altas temperaturas (T), a mobilidade é limitada pela dispersão de fônons, sendo proporcional a T -3/2 e, portanto, a densidade da portadora é proporcional a T (3/2) exp [- ((E - EF) / KBT) ], em que E é a energia portadora, EF é a energia Fermi e KB = 1,38 × 10−23 J / K é a constante de Boltzmann. Assim, a resistividade apresenta um comportamento exponencial decrescente com o aumento da temperatura. Esse comportamento na resistência do nó fornece um efeito de compensação no componente térmico do ruído, não sendo possível separá-los no espectro. No entanto, neste caso, a contribuição do ruído do tiro é significativamente menor em relação à contribuição térmica.

Para confirmar esse comportamento, a Fig. 4 mostra o valor correspondente para a resistência do nó do pixel (8,8) para as três temperaturas analisadas em cada condição de excitação óptica. Nesta figura, fica claro que o comportamento exponencial da resistência do nó pelo ajuste da curva (linha contínua) está de acordo com a discussão anterior, mostrando que o aumento da intensidade da luz altera significativamente a resistência do nó. Isso leva a crer que esse comportamento pode ter sido induzido pelo congelamento da portadora, uma vez que é observada uma tendência em direção a um valor estacionário para a resistência do nó acima de 100 K. Essas mudanças na resistência do nó podem explicar as diferenças entre as tensões de saída registradas em Fig. 2 diminuindo à medida que a temperatura diminui.

Na Fig. 5, o PSD do pixel (8,8) é apresentado para duas condições de excitação óptica (18 e 200 mW / m2) para cada temperatura em análise. Nesta medida, podemos identificar um aumento na concavidade da curva à medida que a intensidade da luz aumenta, indicando um aumento na frequência do canto. A frequência de canto fc em cada caso pode ser determinada usando um ajuste nos dados PSD (Srms) para quantificar o ruído dentro de uma banda de frequência entre fmax e fmin usando a expressão XXXX na qual Stherm é o PSD térmico para o ruído em altas frequências. A equação (1) inclui as contribuições cintilação (primeiro termo) e térmica (segundo termo) para o ruído total, negligenciando a contribuição do ruído do tiro. Podemos verificar que todos os parâmetros são obtidos experimentalmente, exceto fc, sendo o único parâmetro de ajuste para o encaixe. Assim, na Fig. 5 (c), podemos verificar o aumento de fc com a temperatura, mas apenas acima da temperatura de congelamento. Em baixas temperaturas (abaixo da temperatura de congelamento), fc tende a um valor estacionário e inferior ao encontrado para 300K.

A freqüência de canto fc também é uma figura de mérito para avaliar o comportamento do ruído de cintilação e, geralmente, sua redução é irrelevante para câmeras de alta velocidade. No entanto, isso pode afetar seu uso em aplicativos onde um sinal de tempo altamente integrado está presente. Sabe-se que fc é uma função da temperatura, polarização e geometria do dispositivo, bem como do processo de fabricação. Nesse caso, sua dependência da temperatura está diretamente ligada à resistência do nó. Na condição escura, mudanças significativas na resistência do nó do sensor não são observadas e, consequentemente, em fc, como indicado na Fig. 5 (c). No entanto, o grande aumento na resistência do nó quando o pixel é opticamente excitado a baixas temperaturas fornece uma redução no viés dos pixels e, consequentemente, uma redução no fc.

Em altas frequências, é observada uma competição entre o disparo e o ruído térmico. Devido à estabilidade térmica do sistema, esse comportamento parece ser exclusivamente devido às mudanças na contribuição do ruído do tiro. O ruído do tiro é geralmente mais sensível aos efeitos das interações elétron-elétron do que a condutância média [14]. Portanto, um aumento na densidade do transportador (e consequentemente o processo de espalhamento) pode ser induzido aumentando a intensidade da luz. Assim, a contribuição do PSD (Ssh) do ruído de disparo pode ser obtida subtraindo o total de PSD (Srms) na faixa de alta frequência da condição escura (Stherm), então Srms = (Ssh 2 + Stherm 2) 1/2. Portanto, na Fig. 6, apresentamos a contribuição de Ssh para as três temperaturas analisadas quando o pixel (8,8) é opticamente excitado. No entanto, observa-se uma redução no Ssh à medida que a temperatura aumenta, um comportamento oposto ao esperado. Isso pode ser induzido pelo aumento da resistência do nó a baixas temperaturas, o que mostra várias ordens de magnitude maiores que o efeito de espalhamento elétron-elétron. Isso também explicaria a reversão dessa tendência para temperaturas inferiores ao congelamento, o que é observado tanto em Ssh quanto na resistência do nó.

O principal resultado apresentado na Fig. 5 é a presença de "espigões" em baixas temperaturas (100 e 30 K). A intensidade desses "picos" é de várias ordens de magnitude mais altas do que para um sinal típico de saída PSD. Para uma boa visualização e comparação, o PSD mostrado na Fig. 5 foi apresentado em escala logarítmica. Os "picos" são registrados na faixa de baixa frequência (abaixo de fc) e não são intermitentes, ou seja, são encontrado na mesma frequência para as duas temperaturas analisadas.

As inserções mostram em detalhes a faixa espectral em que esses "picos" ocorrem, e as setas indicam algumas que aparecem em temperaturas diferentes, mas com a mesma frequência. Os espectros para os demais pixels apresentam, qualitativamente, as mesmas características do (8,8) pixel, quando submetidos à mesma condição (intensidade da luz e

 temperatura). Esse comportamento pode ser interpretado como uma assinatura da tecnologia de pixel usada e pode ser tratado para identificar o sensor.

A ausência dos "picos" a 300 K (acima da temperatura de congelamento) indica que a energia térmica é suficiente para interromper a energia de ligação dos transportadores nas armadilhas relacionadas aos defeitos no interior do óxido de porta e na interface óxido-silício. Essas armadilhas apresentam diferentes vidas úteis (tempo em que a carga é capturada pelo íon ou defeito na rede) devido à sua natureza, de modo que a emissão da carga ocorre a taxas específicas. Para baixas temperaturas, a energia térmica não é suficiente para remover a carga da armadilha, mas sua vida útil permite que cada armadilha emita cargas a uma taxa específica. Considerando uma distribuição de traps em que diferentes traps com diferentes vidas úteis podem ser encontrados, é possível identificar um tipo específico de traps no espectro PSD. Esse comportamento é típico do ruído do sinal aleatório de telégrafo (RTS), também conhecido como ruído de pipoca ou burst [15].

Conforme indicado nas Fig. 5 (a) e (b), um “pico” é eventualmente registrado na faixa de alta frequência. Esses eventos isolados podem ser associados a uma armadilha fraca (ligação de baixa energia), onde a carga pode ser removida da armadilha a uma taxa alta. O PSD para o pixel coberto (4,8) submetido à luz de alta e média intensidade é apresentado na Fig. 7. Nesta figura, é possível identificar os “espigões” com as mesmas características que os do pixel exposto (Fig. 5). Essa observação pode indicar três possibilidades: 1) a primeira indicando a presença de uma cruz falando entre o pixel totalmente limitado e os pixels adjacentes que recebem luz; 2) o segundo que pode indicar que a parte da luz incidente passou pela tampa de metal; ou 3) a terceira, onde parte simples da luz espalhada lateralmente pode ter atingido a parte ativa do pixel. Seja como for, não é possível separar individualmente suas contribuições usando essa análise, consistindo em um tópico ainda a ser estudado. Além disso, as mudanças na curva para diferentes temperaturas indicam que esse pixel estava opticamente excitado. Atribuímos isso à luz dispersa lateralmente que pode excitar a região ativa do pixel.

Neste artigo, investigamos o comportamento espectral do ruído (a densidade do espectro de potência) gerado por um CIS baseado na tecnologia 3T-APS sob três temperaturas diferentes (300, 100 e 30 K) e três condições de iluminação (escuro, intermediário e alta intensidade) no modo logarítmico (grande faixa dinâmica). Essas temperaturas foram escolhidas para estar acima, ao redor e abaixo da temperatura de congelamento para dispositivos de silício para comparação. Foi registrado o PSD do dispositivo na faixa de 10 Hz e 10 kHz. Nesta faixa, quatro tipos de fontes de ruído foram identificados: flicker, térmico, ruído de tiro e RTS. A baixa intensidade do ruído total (alguns µVrms) para todas as temperaturas analisadas é destacada neste artigo.

Como esperado, identificamos um melhor desempenho do dispositivo em baixas temperaturas, aumentando a resposta do sensor de imagem, mas não necessariamente reduzindo o ruído total registrado.

Este comportamento anômalo foi investigado e atribuído ao aumento exponencial da resistência do nó a baixas temperaturas. Este efeito mostrou-se predominante principalmente na faixa de altas frequências (maior que a frequência de canto).

Além disso, “picos” foram registrados nos espectros do PSD em todos os pixels (incluindo os cobertos) a baixas temperaturas (abaixo da temperatura de congelamento) e sob iluminação. Esses picos apresentam alta intensidade nos espectros, são intermitentes em frequências específicas e estão presentes em uma faixa de baixa frequência. Atribuímos esses picos a armadilhas relacionadas aos defeitos no interior do óxido de porta e na interface óxido-silício. A taxa na qual os transportadores escapam das armadilhas é inversamente proporcional à energia de ligação de uma dada armadilha. Portanto, esses picos podem ser usados ​​para identificar a qualidade dessa região no processo de fabricação e como uma impressão digital do dispositivo.