

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Luiza Souza Corrêa

**Referências de Tensão Integradas CMOS:
Testes, Medidas e Caracterização térmica**

Porto Alegre

2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Luiza Souza Corrêa

**Referências de Tensão Integradas CMOS: Testes,
Medidas e Caracterização térmica**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Hamilton Klimach

Porto Alegre

2018

LUIZA SOUZA CORREA

Referências de Tensão Integradas CMOS: Testes, Medidas e Caracterização térmica

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Prof. Dr. Hamilton Klimach

Orientador - UFRGS

Aprovado em 29 de Novembro de 2018.

Prof. Dr. Raphael Brum

UFRGS

Msc. Israel Sperotto de Mello

UFRGS

Eng. Vanessa Lima

UFRGS

Resumo

Este trabalho descreve o *setup* de medidas e os resultados experimentais de uma Referência de Tensão somente com transistores NMOS baseada no ponto ZTC. Os transistores Zero- V_T são usados como cargas ativas no circuito aberto e de feedback do circuito. Os resultados de medição de 10 amostras (processo 130 nm CMOS) do mesmo lote mostram que o circuito pode operar em 0,6 V de tensão mínima de alimentação, produz um V_{ref} 0,372 V com 3 mV de desvio padrão, em comparação com 0,450 V e 29,2 mV respectivamente da simulação pós-*layout*. Além disso, o circuito ocupa uma área de apenas 0,006 mm². O coeficiente de temperatura medido de -55 °C a 75 °C é 76 ppm / °C para alimentação nominal de 1,2 V. O consumo de energia à temperatura ambiente e a alimentação de 1,2 V é de cerca de 0,9 μW. O circuito atinge um *line sensitivity* de apenas 0.177 % / V. O PSR foi medido em 500 Hz, 1 KHz, 10KHz e 100KHz e os resultados foram -27,5 dB, -23,5, -11,5 e -9,42 respectivamente.

Palavras-chave: ponto ZTC; Referências de Tensão; Caracterização Elétrica; Caracterização Térmica.

Abstract

This work describes the measurement setup and results of NMOS-Only Voltage Reference based on the Zero Temperature Coefficient (ZTC) transistor point. Zero- V_T transistors are used as active loads in the open and feedback loop of the circuit. Measurement results from 10 samples (130 nm CMOS process) of the same batch shows that circuit can operate at 0.6 minimum supply voltage, produces a V_{ref} of 0.372 V with 3 mV of standard deviation, in comparison of 0.450 V and 29.2 mV respectively for post-layout simulation. Also the circuit occupy a 0.006 mm² area. Measured temperature coefficient from -55 °C to 75 °C is 76 ppm/°C for nominal 1.2 V supply. Power consumption at room temperature and 1.2 V supply is around 0.9 μW. The circuit achieve a line sensitivity of only 0.177 %/V. The PSR was measured in 500 Hz, 1 Khz, 10Khz and 100Khz and the results was -27.5 dB, -23.5, -11.5 and -9.42 respectively.

Keywords: ZTC point; Voltage Reference; Electric Characterization; Thermal Characterization.

Lista de Figuras

Figura 1 – Eficiência de transmissores wireless de 2.4-GHz.	12
Figura 2 – Comportamento de uma referência de tensão ideal.	14
Figura 3 – a) Possível implementação de uma referência <i>bandgap</i> de primeira ordem com um diodo diretamente polarizado e fonte de corrente PTAT mostrada em b).	15
Figura 4 – Comportamento em temperatura de referências <i>bandgap</i> de primeira ordem.	16
Figura 5 – Ponto de ZTC para transistores NMOS em tecnologia de 180nm e 350nm.	17
Figura 6 – Consumo de potência e sua dependência com a temperatura e tensão de alimentação para uma referência <i>Self-Biased Subthreshold CMOS</i> . .	20
Figura 7 – Esquemático da referência de tensão caracterizada	24
Figura 8 – Layout da referência de tensão caracterizada (com transistores LP zero- V_T	25
Figura 9 – Pinagem completa do circuito integrado que contém a referência de tensão.	26
Figura 10 – Fotografia da placa com o circuito que contém a referência de tensão .	26
Figura 11 – Fotografia do Analisador de Parâmetros Keysight® 4156	27
Figura 12 – Vista parcial traseira do Analisador de Parâmetros Keysight® 4156 . .	28
Figura 13 – Fotografia da Câmara Térmica Tenney Junior - TU-JR.	29
Figura 14 – Esquemático da placa de circuito impresso confeccionada para as medidas DC	30
Figura 15 – Leiaute das trilhas da placa de circuito impresso confeccionada para as medidas DC	30
Figura 16 – Fotografia da placa confeccionada para a realização das medidas térmicas.	31
Figura 17 – Configuração dos canais utilizados do Keysight® 4156	32
Figura 18 – Detalhes da função VAR1 utilizada na SMU2	32
Figura 19 – Exemplo da tabela de dados exportada pelo analisador de parâmetros .	34
Figura 20 – Esquemático utilizado para medição do PSR.	35
Figura 21 – Fotografia da placa utilizada para medição do PSR.	36
Figura 22 – Dependência de V_{ref} pela tensão de alimentação em temperatura ambiente, aumento na região de operação. Resultados médios para as 10 amostras	40
Figura 23 – Dependência de V_{ref} com a temperatura para diferentes tensões de alimentação, resultados médios para as 10 amostras.	41
Figura 24 – Dependência do consumo de potência com a temperatura para diferentes tensões de alimentação, resultados médios para as 10 amostras.	42
Figura 25 – Gráfico do PSR para as 4 amostras medidas	44

Figura 26 – FFT do sinal de saída da referência para frequência do *ripple* de entrada
de 100 Hz. 46

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Comparação de performance de trabalhos publicados	22
Tabela 2 – Características quanto aos limites de operação e valores nominais . . .	23
Tabela 3 – Parâmetros de desempenho simulados	24
Tabela 4 – Resultados médios à 25°C.	37
Tabela 5 – Análise de parâmetros de cada amostra	43
Tabela 6 – Resultados de medida de PSR - V_{RIPPLE} pico à pico no sinal de saída quando aplicado V_{RIPPLE} pico à pico de 200 mV na alimentação. . . .	45
Tabela 7 – Resultados de $V_{RIPPLE\mu}$ pico à pico, sua incerteza absoluta e percentual e o PSR obtido para cada frequência. Medidas com V_{DD} nominal e temperatura ambiente.	45
Tabela 8 – Resultados Finais	47
Tabela 9 – Comparação de performance de trabalhos publicados	47
Tabela 10 – Parâmetros de desempenho simulados e medidos	48

Lista de Abreviaturas e Siglas

AC	<i>Corrente Alternada</i>
ADC	<i>Conversor Analógico-Digital</i>
CI	<i>Circuito Integrado</i>
CMOS	<i>Semicondutor de Metal-Óxido Complementar</i>
CTAT	<i>Temperatura Complementar para Absoluta</i>
DAC	<i>Conversor Digital-Analógico</i>
DC	<i>Corrente Contínua</i>
DUT	<i>Dispositivo sob Teste</i>
FFT	<i>Transformada Rápida de Fourier</i>
LP	<i>Baixo Consumo</i>
LS	<i>Line Sensitivity</i>
MOS	<i>Transistor Metal-Óxido-Silício</i>
NMOS	<i>MOSFET do tipo n</i>
PCB	<i>Placa de Circuito Impresso</i>
PSR	<i>Power Supply Rejection - Rejeição de Ruído de Alimentação</i>
PTAT	<i>Temperatura Proporcional para Absoluta</i>
REP	<i>Repetição</i>
SMU	<i>Source Measure Unit - Unidade de fornecimento e medição</i>
STD	<i>Consumo normal</i>
VMU	<i>Voltage Monitor Unit - Unidade de monitoramento de tensão</i>
ZTC	<i>Zero Temperature Coefficient - Coeficiente de temperatura zero</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Motivação	11
1.2	Efeito térmico em circuitos CMOS	12
1.3	Objetivos	13
1.4	Organização do texto	13
2	REVISÃO TEÓRICA E BIBLIOGRÁFICA	14
2.1	Referências de tensão	14
2.1.1	Referência de tensão ideal	14
2.1.2	Referências de tensão reais	15
2.2	Parâmetros de desempenho	18
2.2.1	Line Sensitivity - LS	18
2.2.2	<i>Power Supply Rejection</i> - PSR	18
2.2.3	Coeficiente de temperatura	19
2.2.4	Consumo	19
2.3	Variabilidade de Processo de Fabricação	20
2.4	Comparação de trabalhos publicados	21
3	METODOLOGIA	23
3.1	Equipamentos utilizados	23
3.1.1	Circuito integrado com a referência de tensão	23
3.1.2	Analisador de Parâmetros - Keysight® 4156	27
3.1.3	Câmara Térmica Tenney Junior- TU-JR	28
3.2	Setup de medidas DC	29
3.2.1	Placa de Circuito Impresso	29
3.2.2	Configuração do Keysight® 4156	31
3.2.3	Procedimentos de Medição Térmica	33
3.2.4	Análise de Dados	33
3.3	Setup de Medidas para Obtenção do PSR	34
3.3.1	Placa de Circuito Impresso	34
3.3.2	Procedimentos de Medição	36
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	37
4.1	Medidas térmicas	37
4.1.1	Comportamento médio das amostras	37
4.1.2	Análise do comportamento entre amostras	42

4.2	PSR	43
4.3	Resultados Finais	47
5	CONCLUSÕES	49
A	CÓDIGO UTILIZADO PARA OBTENÇÃO DA CURVA V_{DD} X V_{REF}	51
B	CÓDIGO UTILIZADO PARA OBTENÇÃO DA CURVA V_{REF} X TEMPERATURA	53
C	CÓDIGO UTILIZADO PARA OBTENÇÃO DA CURVA POTÊN- CIA X TEMPERATURA	56
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	59

1 Introdução

1.1 Motivação

Grande parte dos circuitos analógicos e digitais necessitam de referências, essas referências podem ser em tempo como os *clocks* ou osciladores, utilizados largamente em sistemas de modulação e demodulação e em microcontroladores, mas também podem ser em tensão ou em corrente elétrica. As referências de tensão tem como objetivo fornecer para outros circuitos uma tensão fixa e estável em um valor pré-determinado frente à fatores tais como temperatura, tensão alimentação, ruído na alimentação e variabilidade de processo. Exemplos de uso para referências de tensão são conversores DAC e ADC, circuitos de metrologia nos quais estão presentes transdutores e até mesmo em fontes de alimentação.

Apesar de precisão no valor de saída da referência ser normalmente requerida nem sempre é uma característica necessária, algumas vezes referências rudimentares são suficientes para satisfazer a demanda de muitas aplicações (MORA, 2002). No entanto, para aplicações mais complexas é necessário um esforço do projetista para compensar não idealidades devido à dependência da temperatura, da tensão alimentação e outros fatores.

O uso de simuladores de circuitos após a realização do *layout* consegue extrair os parâmetros parasitas presentes no circuito, tais como capacitâncias e resistências, o que permite que o resultado simulado seja mais próximo do comportamento real do projeto do que apenas simulações a nível de esquemático. Ainda é possível realizar simulações de *process corners*, uma técnica de projeto que se utiliza uma variação de parâmetros de fabricação (WESTE; HARRIS, 2004), porém esse tipo de simulação não inclui nenhum tipo de *mismatch* que se refere à variações nos valores de parâmetros de alguns componentes que foram projetados para serem idênticos no circuito (TERROVITIS; SPANOS, 1998). Ainda é possível realizar simulações de Monte Carlo, que podem avaliar tanto processo quanto *mismatch*.

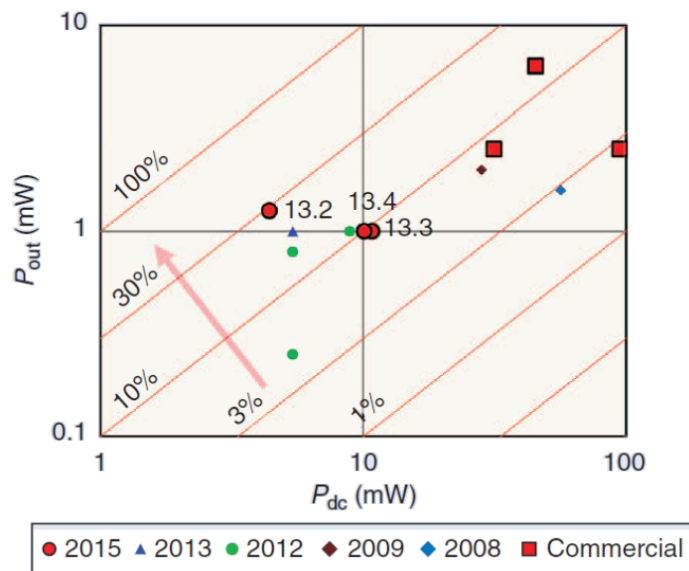
No entanto, mesmo com todos esses recursos, após testes e ensaios algumas diferenças entre resultados experimentais e simulações podem surgir devido à limitações que os modelos tem em representar a realidade. Portanto, ainda se faz necessário a caracterização experimental para a etapa final de validação de um projeto.

1.2 Efeito térmico em circuitos CMOS

Além das variações na temperatura ambiente em que os circuitos operam, existem mudanças de temperatura devido a dissipação interna de potência que também afetam os circuitos. Alguns parâmetros como largura de banda, *slew rate*, mobilidade de portadores de carga e tensão de *threshold* são afetados com a temperatura conforme mostra estudo com memórias SRAM (PARK et al., 1995). A maneira como esses parâmetros são afetados também depende da tensão de alimentação. Em circuitos digitais a dissipação de potência por cm^2 vem aumentando (SATO et al., 2005) em busca de maior capacidade de processamento. Para evitar degradação expressiva de performance ou ainda o não funcionamento do circuito são adotados métodos de dissipação de calor e otimização a nível de projeto (WOLPERT; AMPADU, 2012).

No âmbito dos circuitos analógicos alguns blocos de RF são particularmente ineficientes no uso de potência (eficiência entre 3-30%) observar na figura 1. Esse nível de consumo, certamente contribui para a alteração na temperatura em que o circuito opera e pode aquecer mais algumas partes do que outras criando um perfil de temperatura. Se faz necessário que os sistemas digitais ou analógicos sejam capazes de operar corretamente em uma faixa de temperatura, mantendo suas características de performance.

Figura 1 – Eficiência de transmissores wireless de 2.4-GHz.



Fonte – Adaptado de (TOLEDO, 2015)

1.3 Objetivos

O objetivo desse trabalho é a validação do projeto e caracterização elétrica de uma referência de tensão descrita em (CORDOVA et al., 2017) por meio de ensaios experimentais. A referência em questão é feita com transistores NMOS em processo de fabricação de 130 nm com método de compensação de temperatura baseada no ponto ZTC dos transistores (WENGER; MEINERZHAGEN, 2017).

Deseja-se obter a caracterização do comportamento da tensão de referência frente à temperatura, frente à alteração do valor DC da alimentação e frente à adição de um sinal AC na alimentação. Ainda deseja-se caracterizar o comportamento da potência consumida em diferentes temperaturas. Para haver maior confiabilidade nas medidas, são feitos ensaios em várias amostras do mesmo lote. São extraídos alguns parâmetros estatísticos como média e desvio padrão entre as amostras medidas.

1.4 Organização do texto

No capítulo 2 é feita uma revisão teórica sobre referências de tensão, parâmetros de desempenho, variabilidade de processo e comparação de trabalhos publicados. Na seção sobre referências de tensão é definida a referência de tensão ideal e em seguida algumas formas de projeto de referências reais. Na seção sobre os parâmetros de desempenho são definidos e explicados os principais parâmetros que foram utilizados na caracterização elétrica. A seção seguinte explica de que forma as variabilidades de processo influenciam os circuitos eletrônicos. Por fim, na seção seguinte é feita a revisão bibliográfica por meio da comparação de trabalhos publicados recentemente em conferências e revistas relevantes na área.

O capítulo 3 é sobre a metodologia empregada nesse trabalho. Primeiramente define-se os equipamentos utilizados, em seguida são explicados os *setups* de medidas utilizados, que são divididos em *setup* DC e *setup* para obtenção de PSR.

No capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos, na primeira seção mostra-se resultados das medidas térmicas, tanto o seu comportamento médio quanto entre amostras e então na seção seguinte mostra-se os resultados PSR.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões obtidas com esse trabalho, incluindo nesse capítulo sugestões de trabalhos futuros.

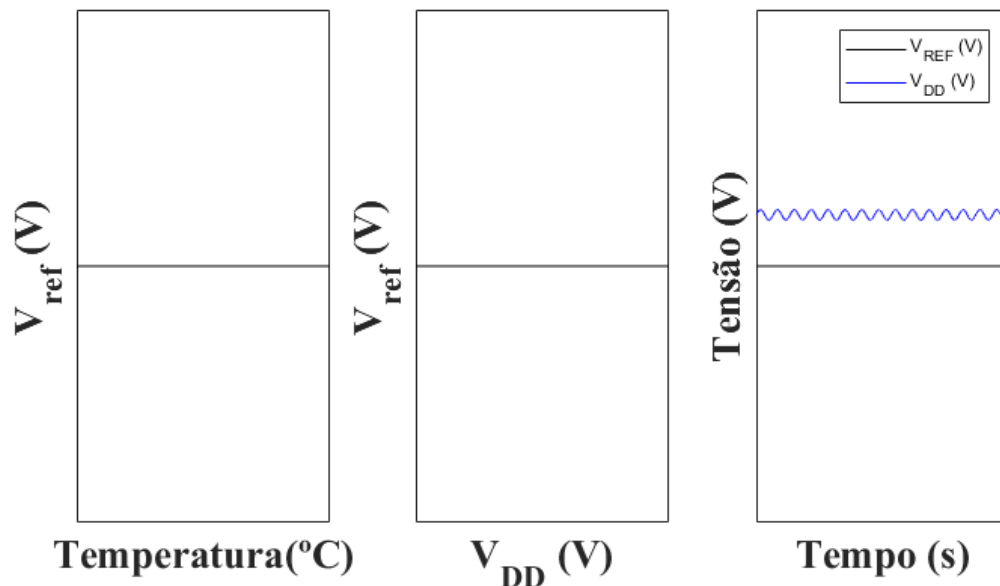
2 Revisão Teórica e Bibliográfica

2.1 Referências de tensão

2.1.1 Referência de tensão ideal

O comportamento de uma referência de tensão ideal com a temperatura, valor de tensão de alimentação e presença de sinal AC na alimentação é mostrado na figura 2.

Figura 2 – Comportamento de uma referência de tensão ideal.



Fonte – Autoria Própria

Nota-se que a referência de tensão ideal mantém seu valor de tensão de saída independente dessas três variáveis. Na prática, no entanto, haverá uma faixa de valores de alimentação, de amplitude e frequência do sinal AC que a alimentação pode conter e ainda uma faixa de temperaturas na qual o circuito irá apresentar variações na tensão de referência mas deseja-se que essas variações estejam dentro das especificações. Em projetos reais é necessário quantizar os limites de operação e para ajudar nesse processo existem vários parâmetros de desempenho que são utilizados. Esses parâmetros de desempenho serão descritos com mais detalhes no capítulo 2.

2.1.2 Referências de tensão reais

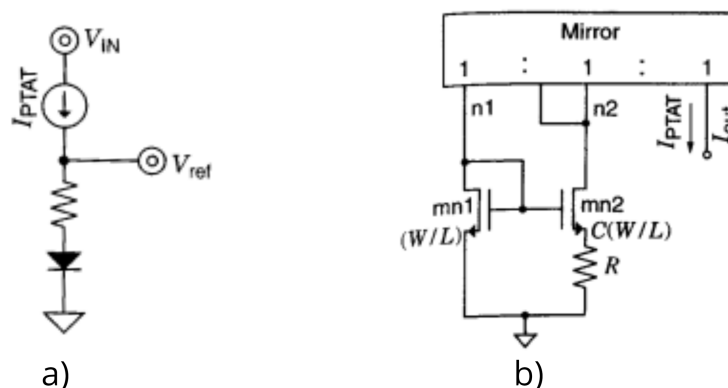
Um exemplo de referência de tensão muito simples é o diodo, quando diretamente polarizado terá uma saída em tensão que varia pouco para uma variação da alimentação em corrente. Em uma análise mais minuciosa, essa variação é conhecida e está presente na equação (2.1) (MORA, 2002).

$$i_D = I_s(e^{v_D/nV_T} - 1) \quad (2.1)$$

Assim, a tensão de referência é a queda de tensão no diodo dada pela equação (2.1) em que I_D é a corrente que passa pelo diodo, V_D é a queda de tensão sobre ele n é o fator de idealidade e depende do processo de fabricação, I_s é a corrente de saturação reversa de junção e V_T é tensão térmica que é diretamente proporcional à temperatura. Nota-se que o diodo é uma referência com forte deriva térmica e com dependência considerável da corrente de alimentação, posteriormente serão discutidos e mensurados os parâmetros de desempenho para fins de comparação com outras topologias.

Análogo ao diodo diretamente polarizado, há o diodo *zener* reversamente polarizado. Ambos são chamados de referências de ordem zero, as mais simples, e possuem elevada dependência com a temperatura. As referências projetada para compensar o efeito da temperatura são chamadas de primeira ordem. Um exemplo simples de referência *bandgap* de primeira ordem está na figura 3.

Figura 3 – a) Possível implementação de uma referência *bandgap* de primeira ordem com um diodo diretamente polarizado e fonte de corrente PTAT mostrada em b).



Fonte – Adaptado de (MORA, 2002)

Referências do tipo *bandgap* de primeira ordem exploram características de relação com a temperatura dos componentes de uma forma muito simples. A curva de temperatura

da tensão entre base e emissor, V_{BE} , de um transistor de junção bipolar, ou ainda de um diodo diretamente polarizado para uma corrente fixa é mostrada na figura 4 e nota-se que há dependência negativa com a temperatura. Essa dependência é mostrada na equação (2.2)(RAZAVI, 2003).

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_{BE} - (4 + m)V_T - E_g/q}{T} \quad (2.2)$$

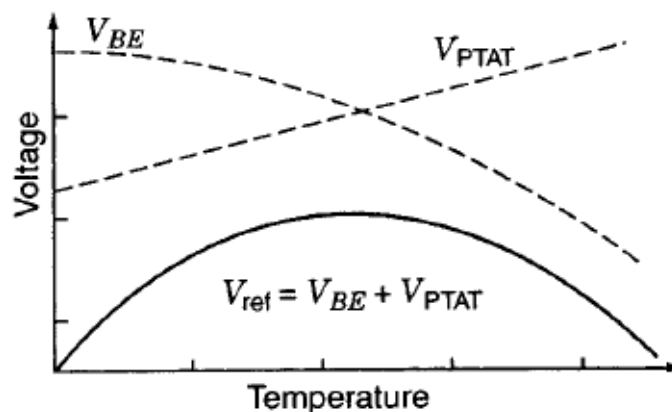
Onde E_g é a energia de *bandgap* do silício, $m \approx -3/2$ e $V_T = kT/q$. Nota-se V_{BE} é não linear com a temperatura pois sua derivada ainda depende da temperatura.

No entanto, se a corrente que polariza o diodo for uma fonte de corrente PTAT (ver equação (2.3) referente a figura 3b) há uma compensação parcial do efeito térmico.

$$I_{PTAT} \approx \frac{V_T \ln(C)}{R} = \frac{KT \ln(C)}{q R} \quad (2.3)$$

Nota-se que esse cancelamento não é altamente eficiente, visto que a queda de tensão no diodo tem característica altamente não linear com a temperatura. Seguindo essa linha de pensamento a ideia das arquiteturas de *bandgap* é compensar esse comportamento em mais altas ordens, de modo a ter um cancelamento mais efetivo em uma faixa maior (HANHART; WUNDERLICH; HEINEN, 2017).

Figura 4 – Comportamento em temperatura de referências *bandgap* de primeira ordem.



Fonte – Adaptado de (MORA, 2002)

Outra abordagem de projeto é a exploração do ZTC (*Zero Temperature Coefficient*) dos transistores MOSFET. Esse ponto existe em todos os transistores MOSFET de tecnologia planar e ocorre em uma tensão específica do *gate* para o *bulk*. A condição de ZTC deriva do cancelamento da dependência da mobilidade e da tensão de *threshold* com a temperatura. A corrente de dreno aumenta conforme a mobilidade aumenta e conforme

a tensão de *threshold* diminui, porém, tanto a mobilidade quanto a a tensão de *threshold* diminuem com o aumento da temperatura. Dessa forma, para o ponto de ZTC ambos se alteram com a temperatura de maneira que seu efeitos na corrente de dreno sejam cancelados (TOLEDO, 2015). As equações (2.4) e (2.5) são equações simplificadas para a tensão de *gate* e corrente de dreno normalizada pela razão de aspecto no ponto ZTC.

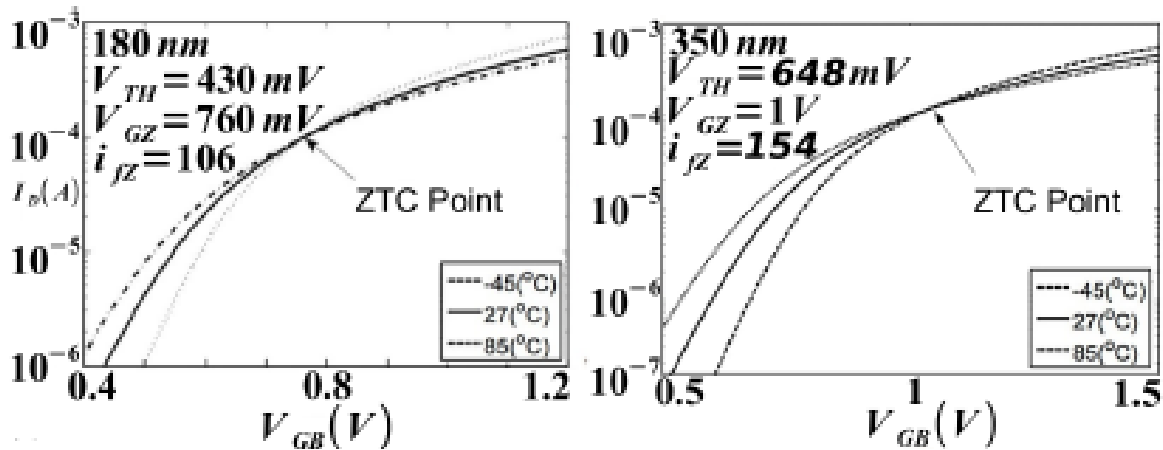
$$V_{GZ} = V_{T0}(T_0) + nV_{SB} - \alpha_{vT0}T_0 \quad (2.4)$$

$$J_{DZ} = \frac{I_{DZ}}{W/L} = \frac{\mu_n(T_0)T_0^2 C'_{ox}}{2n} \alpha_{vT0}^2 \quad (2.5)$$

onde T_0 é a temperatura ambiente, $V_{T0}(T_0)$ é a tensão de *threshold* em temperatura ambiente, n é o fator de inclinação, V_{SB} é a tensão de fonte para *bulk*. α_{vT0} é o coeficiente térmico da tensão de *threshold*, $\mu_n(T_0)$ é a mobilidade dos portadores de carga em campos pequenos (*low field mobility*) em temperatura ambiente. C'_{ox} é a capacitância de óxido por unidade de área e W/L é a razão de aspecto do transistor. Nota-se que V_{GZ} e J_{DZ} dependem somente de aspectos de fabricação do dispositivo (CORDOVA et al., 2015a).

A figura 5 ilustra o ponto de ZTC em processos de fabricação de 180nm e em 350nm de largura de canal, nota-se que para um ponto fora do ZTC a corrente de dreno varia muito com a temperatura para um mesmo V_{GB} , ao passo que no ZTC não.

Figura 5 – Ponto de ZTC para transistores NMOS em tecnologia de 180nm e 350nm.



Fonte – Adaptado de (TOLEDO, 2015)

Para utilizar as referências de tensão em circuitos maiores e mais complexos é necessário definir quais os limites de operação e o quanto de variação na tensão é tolerável dentro desses limites. Para ajudar a avaliar isso, existem vários parâmetros de desempenho, os mais utilizados serão descritos a seguir.

2.2 Parâmetros de desempenho

2.2.1 Line Sensitivity - LS

Retomando o objetivo de uma referência de tensão que é possuir valor estável e previsível frente à variações do ambiente à qual ela está inserida, o primeiro fator relevante para avaliar sua estabilidade é a tensão de alimentação, já que é de se esperar que essa alimentação não tenha seu valor estável e livre de perturbações, O parâmetro LS, equação (2.6) (OLIVEIRA et al., 2017) avalia o quanto a tensão de alimentação, dentro de seus limites de projeto, afeta o valor da tensão de referência.

$$LS(\%/V) = \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{supply} \cdot V_{REF}} \cdot 100\% \quad (2.6)$$

Na equação (2.6) ΔV_{ref} é a variação na tensão de referência causada por uma variação ΔV_{supply} na tensão de alimentação, onde ΔV_{supply} varia do seu valor mínimo ao seu valor máximo especificado em projeto. $V_{ref\mu}$ é o valor da tensão de referência médio na faixa de alimentação. A unidade do LS é %/V e indica qual a porcentagem que o valor da referência varia, em relação ao seu valor nominal, para cada Volt que é variado na alimentação.

2.2.2 Power Supply Rejection - PSR

A fonte de alimentação pode ser uma fonte de ruído transiente, esse ruído pode ter natureza sistemática ou aleatória e pode ter frequências se espalhando por todo o espectro. A robustez e a estabilidade do circuito frente ao ruído de alimentação é chamado de PSR (*Power Supply Rejection*). No contexto das referências de tensão o PSR se refere às variações na tensão de referência em resposta à variações na tensão de alimentação, conforme a equação (2.7) (TI, 2009).

$$PSR(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{RippleV_{ref}}{RippleV_{supply}} \right) \quad (2.7)$$

Diferentemente do LS que também avalia a dependência da tensão de referência com a fonte de alimentação, o PSR é um parâmetro avaliado mantendo o nível DC da alimentação em torno de seu valor nominal e adicionando-se um sinal AC sobreposto, o PSR é avaliado para cada frequência de interesse. De maneira mais prática o PSR pode ser interpretado como o ganho entre V_{ref} e V_{supply} para uma perturbação em V_{supply} em determinada frequência. Ao se tratar de PSR, não há interesse em avaliar o nível DC, na equação (2.7), $RippleV_{ref}$ é a amplitude do sinal AC que surge ao inserir um sinal AC de amplitude $RippleV_{supply}$ na alimentação.

A resposta em frequência do PSR, no entanto, não é a mesma ao longo de toda a faixa de alimentação, então, adota-se a abordagem de pequenos sinais. Dessa forma, é necessário aplicar uma tensão constante na alimentação de forma a mantê-la dentro de sua faixa de valores nominais e então superpor um pequeno sinal AC.

2.2.3 Coeficiente de temperatura

O coeficiente de temperatura (TC) é utilizado para avaliar a sensibilidade da tensão de referência frente à variações na temperatura. O TC é calculado utilizando a expressão (2.8).

$$TC(ppm/^{\circ}C) = \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta T \cdot V_{REF_{25^{\circ}}}} 10^6 \quad (2.8)$$

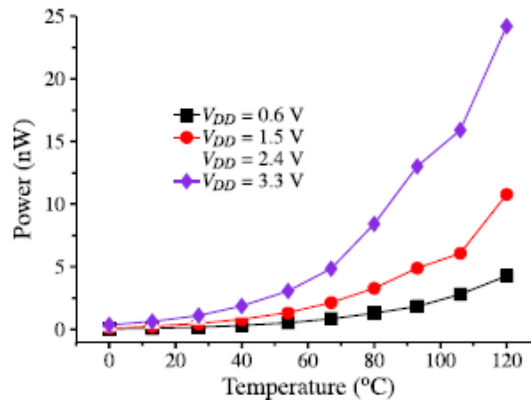
2.2.4 Consumo

Desde a invenção do transistor, décadas atrás, em detrimento das válvulas, os circuitos eletrônicos deram um importante passo no que se refere a consumo de energia (ROY; PRASAD, 2000). Em comparação com as válvulas os transistores requerem muito menos potência para funcionar, o que fez com que no início a ênfase de projeto não fosse muito voltada para a eficiência energética. Com o passar das décadas, a dissipação de calor se tornou um grande problema em circuitos digitais, microprocessadores por exemplo, e o consumo de energia se tornou um problema em dispositivos portáteis, tanto analógicos quanto digitais. Atualmente, baixo consumo é um parâmetro muito importante nos projetos de circuitos integrados.

No âmbito das referências de tensão, é importante saber como as variáveis de tensão de alimentação e temperatura afetam seu consumo energético. No estudo feito por (OLIVEIRA et al., 2017), uma referência *Self-Biased Subthreshold CMOS* apresentou características de consumo mostradas na figura 6.

Nota-se que o consumo aumenta com a tensão de alimentação e aumenta exponencialmente com a temperatura, ainda para o trabalho apresentado no gráfico, quanto mais alta a alimentação maior o fator na exponencial. Com alimentação de 0.45V e temperatura de 27°C a potência consumida foi de 54.8pW e com alimentação de 3.3V e temperatura de 120°C foi de 8.6nW. No trabalho de (CHATTERJEE et al., 2017) a potência consumida foi de 120nW para tensão de alimentação de 0.8V e temperatura de 27°C, a topologia utilizada baseia-se no ponto de ZTC.

Figura 6 – Consumo de potência e sua dependência com a temperatura e tensão de alimentação para uma referência *Self-Biased Subthreshold CMOS*



Fonte – Adaptado de (OLIVEIRA et al., 2017)

2.3 Variabilidade de Processo de Fabricação

A variabilidade presente no processo de fabricação tem se tornado um ponto crítico na concepção de circuitos integrados devido a suas dimensões nanométricas (SAHA, 2010). Isso ocorre porque quanto menores as dimensões dos transistores mais as imperfeições e variações decorrentes da fabricação, como *under-etching*, afetam o comportamento final. Para diminuir esse impacto no funcionamento e nos parâmetros dos circuitos eletrônicos três abordagens são feitas: a primeira é o constante avanço das tecnologias, métodos e materiais de fabricação, a segunda é o projeto voltado para a robustez frente às variabilidades e a terceira é a calibração e ajuste pós-fabricação. No entanto, o ajuste pós-fabricação usualmente costuma ser evitado por conta de seu custo elevado e proporcional ao volume de circuitos fabricados.

Tecnologias avançadas em fabricação de circuitos CMOS estão sujeitas a dois principais tipos de variabilidade: processo e descasamento. As variações de processo alteram valores absolutos médios no circuito, mas não causam descasamento pois todos os componentes no *chip* são afetados igualmente. Variações de processo se manifestam causando diferença no comportamento médio entre lotes de fabricação, entre *wafers* do mesmo lote e ainda entre DIEs. O descasamento (*mismatch*) pode ser dividido ainda entre local e global. O *mismatch* local está relacionado a flutuações microscópicas da matéria e sua origem é descrita estocasticamente. Um exemplo de causa de *mismatch* local são flutuações que ocorrem no nível de dopantes em uma área muito pequena. Esse tipo de descasamento altera de forma diferente parâmetros de transistores, mesmo que eles estejam muito perto um do outro. O *mismatch* global possui fatores sistemáticos e pode gerar

efeitos de gradiente em um DIE ou em um *wafer* dependentes da distância ou do local em que os componentes se encontram (KLIMACH, 2008).

Em (PANG; NIKOLIC, 2009) são criadas várias estruturas de teste para medir e analisar variações sistemáticas e aleatórias *within-die* (WID) que são no mesmo CI e *die-to-die* (D2D) que são entre CIs no mesmo *wafer* e ainda entre diferentes leiautes para o mesmo esquemático. Os resultados mostraram uma variação de até 10% na frequência do circuito proposto devido à intervenções intencionais no processo de fabricação. Ainda mostraram que para o mesmo leiaute as variações sistemáticas D2D dominam em chips pequenos.

Devido a alterações que ocorrem nos parâmetros dos circuitos por conta de variações de processo é necessário realizar medidas em mais de um circuito integrado, se possível em mais de um lote. Ao examinar apenas uma amostra, é possível que ela não represente o comportamento médio das amostras fabricadas. Portanto pode-se fazer uma dedução errada do comportamento geral analisando apenas uma. A abordagem mais comum é medir um conjunto de amostras e, para cada parâmetro, calcular a média e o desvio-padrão.

2.4 Comparação de trabalhos publicados

Na presente seção foram selecionados alguns trabalhos publicados em conferências e revistas relevantes para fins de exemplificação do que vem sendo projetado na área de referências de tensão nos últimos anos. Além disso, é feita uma comparação de parâmetros na tabela 1. Todos os trabalhos comparados foram projetados em tecnologia de fabricação de 180nm de comprimento de canal, que é uma tecnologia bem utilizada em publicações recentes na área.

O trabalho de (CHATTERJEE et al., 2017) apresenta uma referência de 350mV projetada a partir da média ponderada da tensão PTAT (*Proportional to Absolute Temperature*) e CTAT (*Complementary to absolute temperature*) no ponto de ZTC. Foram fabricados e medidos 17 CIs e houve variação da tensão de saída de apenas $\pm 0.33\%$, resultado que representa robustez frente ao processo de fabricação. Além disso essa referência possui um baixíssimo *line sensitivity*, de apenas $0.03\%/V$, quase dez vezes menor do que a dos outros trabalhos.

O trabalho de (HASSAN; GOSSELIN; SAWAN, 2015) foi projetado para operar em temperaturas elevadas, até $300^{\circ}C$, enquanto os demais trabalhos são projetados para até $120^{\circ}C$, por conta disso seu coeficiente de temperatura é o menor dentre os trabalhos apresentados, apenas $25\text{ppm}/^{\circ}C$. No entanto seu consumo é o mais elevado, chegando na ordem de microwatts.

O trabalho de (MAGNELLI et al., 2011) apresenta uma referência de 257.5mV, valor que pode ser aproximado pela diferença de tensão de *threshold* de transistores em temperatura ambiente. Esse trabalho chama atenção também pela sua ultra baixa potência, apenas 2.6nW, a menor dentre os trabalhos analisados, que é possível por conta da operação dos transistores em região de *subthreshold*. Além disso chama atenção sua faixa de alimentação larga (0.45V a 1.8V) e por essa faixa se iniciar em apenas 0.45V.

No trabalho de (OSAKI et al., 2013) consta o projeto de duas referências, uma do tipo *Bandgap* e outra do tipo *Subbandgap* e o trabalho de (MU et al., 2017) consta o projeto de uma referência *Bandgap*. Nenhuma das três chama atenção por algum parâmetro ser excepcionalmente melhor que dos demais trabalhos, no entanto todos eles apresentam valores bons e nenhum fica prejudicado por conta do melhoramento de outro. O consumo da referência *Subbandgap* e da referência *Bandgap* de (MU et al., 2017) são relativamente baixos, 53nW e 40nW respectivamente. O coeficiente de temperatura do trabalho de (MU et al., 2017) também é relativamente baixo, 58ppm/°C.

O trabalho de (CORDOVA et al., 2015b) se destaca por um parâmetro não avaliado nos demais trabalhos, que é ter baixa emissão eletromagnética conduzida. Esse parâmetro foi simulado de acordo com uma norma importante de compatibilidade eletromagnética, a IEC 62132-4 pelo método *Direct Power Injection* (DPI) com potência injetada de 4dBm. Os resultados encontrados foram de 11mV pico a pico de *ripple* e *DC Shift* e 22.7%.

Tabela 1 – Comparação de performance de trabalhos publicados

Parâmetro	(CHATTERJEE et al., 2017)	(HASSAN; GOSSELIN; SAWAN, 2015)	(MAGNELLI et al., 2011)
Processo CMOS	180nm	180nm	180nm
Topologia	ZTC	diferença Vgs NMOS e CMOS	Subthreshold CMOS
TC (ppm/°C)	76	25	142
LS (%/V)	0.03	-	0.44
Power	120nW a 0.8V 300nW a 1.8V	10.8uV a 1.8V	1.14nW a 0.45V 14.4nW a 1.8V
PSR (dB)	-65 (100Hz)	-33 (10Mhz)	-45 (100Hz)

Parâmetro	(OSAKI et al., 2013)	(MU et al., 2017)	(CORDOVA et al., 2015b)
Processo CMOS	180nm	180nm	180nm
Topologia	BandGap	Sub-BandGap	BandGap
TC (ppm/°C)	147	114	58
LS (%/V)	0.737	1.05	0.275
Power	0.1uW	52.5nW	40nW
PSR (dB)	-62 (100Hz)	-56 (100Hz)	-62 (100Hz)
			-41 (100KHz)

3 Metodologia

3.1 Equipamentos utilizados

3.1.1 Circuito integrado com a referência de tensão

A referência de tensão caracterizada é a que encontra-se descrita em (CORDOVA et al., 2017). É uma referência baseada no ponto de ZTC dos transistores, possui apenas transistores NMOS e foi projetada em tecnologia CMOS 130 nm. O projeto se destaca por ter um alto PSR, que foi obtido utilizando transistores de zero- V_T (tensão de *threshold* zero) como cargas ativas em malha aberta e malha de realimentação, seu esquemático está representado na figura 7.

O esquemático da referência de tensão faz uso da implementação de uma referência de corrente auto-polarizada formada pela estrutura em *cascode* dos transistores M1 e M2 e pela estrutura e *bootstrap* formada pelos transistores M3, M4 e M5. Ambas as estruturas que formam a referência de corrente possuem cargas ativas de zero-VT (MZVT1 e MZVT2). O circuito utiliza o transistor MS1 como partida e o capacitor Cc é utilizado para estabilidade do circuito que opera em malha fechada.

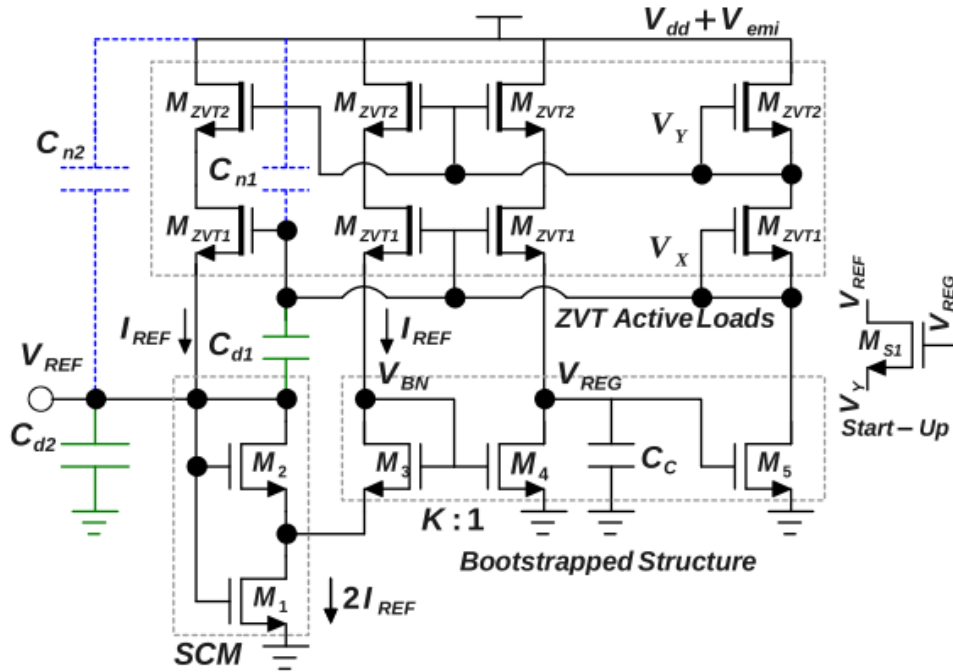
Foram feitas duas versões de leiaute para o mesmo esquemático de projeto, uma utilizando transistores de zero- V_T normais (STD) e outra utilizando transistores de zero- V_T de baixo consumo (LP). O circuito com transistores de baixo consumo ocupa uma área de 0.006mm² e o circuito com transistores padrão ocupa uma área de 0.014mm², o *layout* LP está mostrado na figura 8.

Na tabela 2 podem ser observados os valores nominais de alimentação, consumo, tensão e corrente de referência para o projeto com transistores de consumo normal e de baixo consumo. Os valores são definidos por premissa de projeto ou por simulação, e são utilizados para montar o *setup* de medidas com a segurança necessária e abranger toda a faixa de operação.

Tabela 2 – Características quanto aos limites de operação e valores nominais

	Standard zero- V_T	Low-Power zero- V_T
$V_{DD_{MIN}}$ (V)	0,5	0,6
$V_{DD_{NOM}}$ (V)	1,2	1,2
I_{NOM} (uA)	0,96	0,13
V_{REF} (mV)	206	450
I_{REF} (nA)	290	19,5

Figura 7 – Esquemático da referência de tensão caracterizada



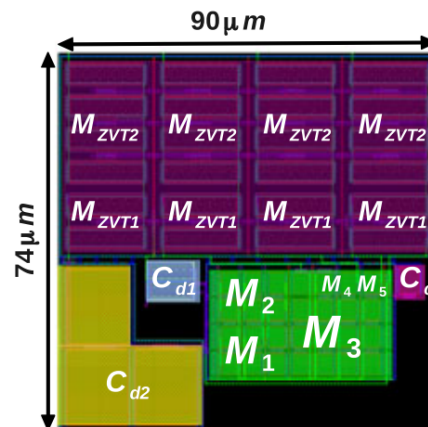
Fonte – (CORDOVA et al., 2017)

A referência foi simulada previamente à esse trabalho, mas ainda não havia sido caracterizada. Essas simulações são um guia para os resultados esperados e também uma complementação do que não será medido, como a susceptibilidade eletromagnética. Na tabela 3 estão os resultados das simulações dos parâmetros de desempenho.

Tabela 3 – Parâmetros de desempenho simulados

	Standard V_T	Low-Power V_T
LR (V_{REF}) ($\mu\text{V}/\text{V}$)	31	34,5
TC (V_{REF}) (ppm/ $^{\circ}\text{C}$)	321	86
$PSR_{100\text{kHz}} - V_{DD_{NOM}}$ (dB)	-90	-89
$PSR_{100\text{kHz}} - V_{DD_{MIN}}$ (dB)	-52	-37
$\sigma/\mu - V_{REF}$ (%)	10	6,5
Consumo (μW)	1,15	0,156

Na tabela 3 os parâmetros TC, PSR e consumo são os já citados na revisão bibliográfica. O LR (*line regulation*), ou regulação de linha, é um parâmetro semelhante ao LS porém não leva o valor médio de saída em consideração em seu cálculo, sua equação é a de número (3.1). Outro parâmetro é o coeficiente de variação (σ/μ) que é a divisão do

Figura 8 – Layout da referência de tensão caracterizada (com transistores LP zero- V_T)

Fonte – (CORDOVA et al., 2017)

desvio padrão pela média do valor da referência entre amostras. Esse indica o quanto a variabilidade de processo impacta no valor de V_{REF} .

$$LR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \cdot 100\% \quad (3.1)$$

Ambas as referências, a de baixo consumo e a padrão, foram fabricadas no mesmo encapsulamento, no qual estão também outros trabalhos. O encapsulamento possui muitos pinos, porém são utilizados apenas alguns, na figura 9 está a numeração completa dos pinos do encapsulamento e a figura 10 mostra a fotografia do encapsulamento juntamente com a PCB na qual ele está inserido. Os pinos utilizados são os seguintes:

Pino 39 - V_{DD} - LP

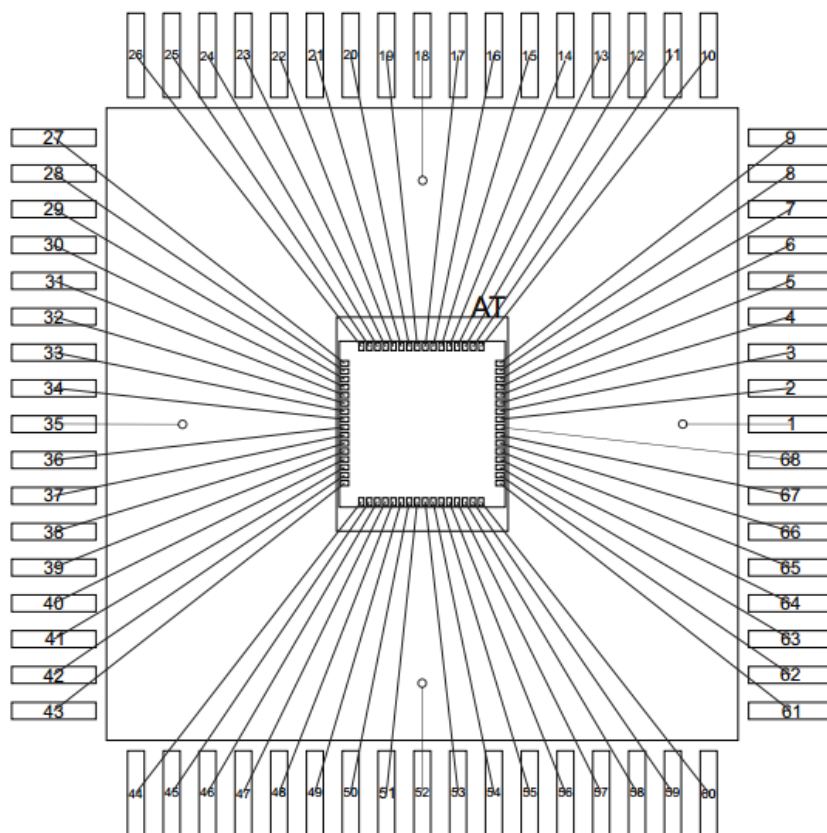
Pino 40 - V_{REF} - LP

Pino 43 - V_{DD} - STD

Pino 44 - V_{REF} - STD

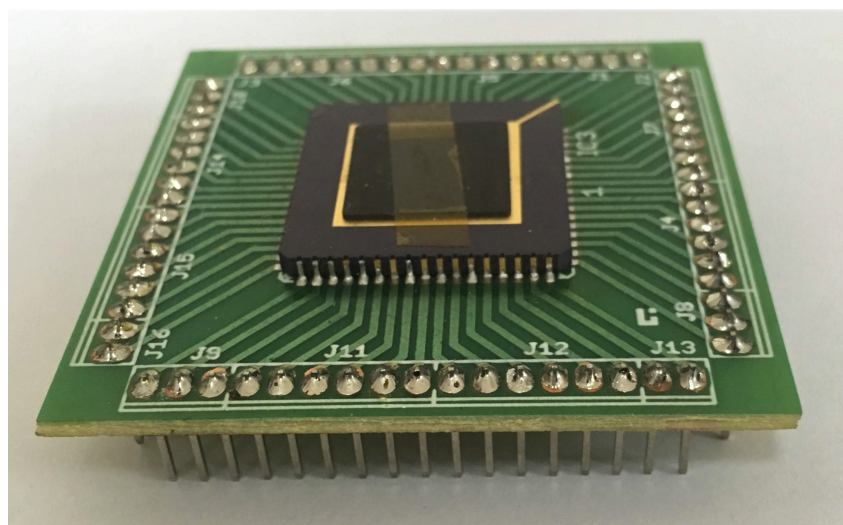
Pino 49 - Comum (GND)

Figura 9 – Pinagem completa do circuito integrado que contém a referência de tensão.



Fonte – Acervo PGMICRO

Figura 10 – Fotografia da placa com o circuito que contém a referência de tensão



Fonte – do autor

3.1.2 Analisador de Parâmetros - Keysight® 4156

O analisador de parâmetros é um equipamento muito preciso para a caracterização elétrica de dispositivos. Possui resolução de medida de corrente de $1fA$ e de tensão de $0,2\mu V$, pode gerar até $200V$ e fornecer $1A$ para os dispositivos caracterizados. O analisador possui 4 SMUs (Source Measure Unit) que permitem alimentar o dispositivo e medir ao mesmo tempo, 2 VMUs (Voltage Monitor Unit) e 2 VSU (Voltage Source Unit) (KEYSIGHT, 2009). A figura 11 mostra a fotografia da parte frontal do dispositivo.

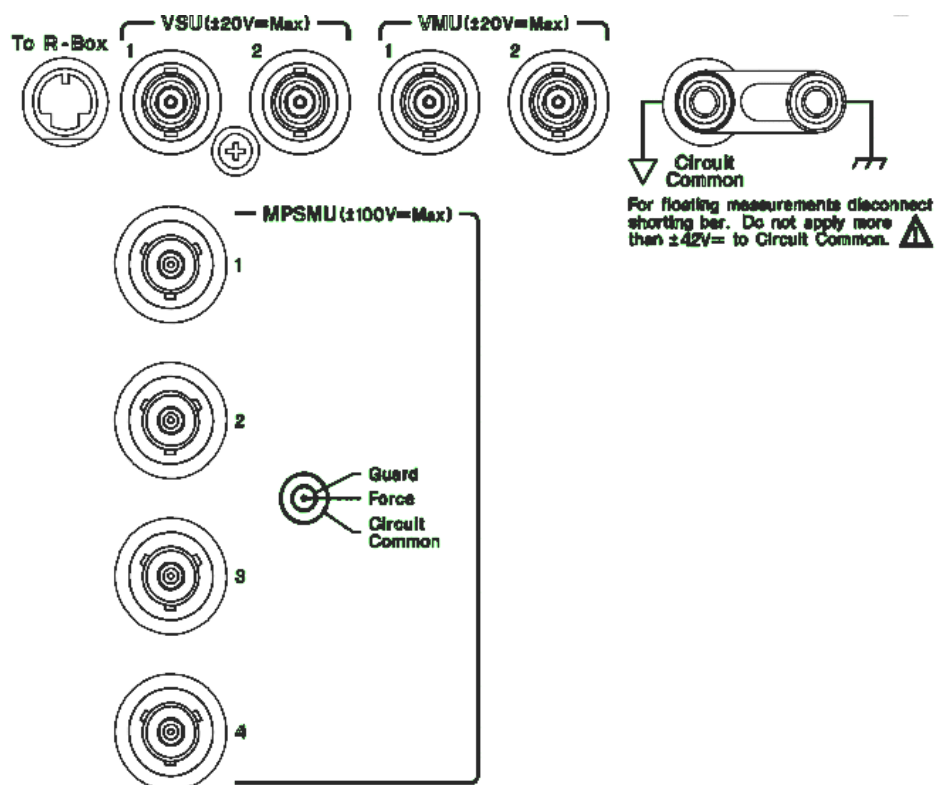
As SMUs podem operar em modo corrente, na qual ela fornece corrente para o DUT (Dispositivo sob Teste) e mede a queda de tensão sobre ele, ou em modo tensão, na qual ela fornece uma tensão para o DUT e mede a corrente consumida. As SMUs possuem conexão do tipo triaxial, que possui um terminal de sinal no eixo, um terminal comum externo, e um terminal intermediário de guarda, que é mantido no mesmo potencial elétrico do terminal de sinal, porém com isolamento, para evitar correntes de fuga e rejeitar interferências. As VMUs são entradas de alta impedância, com conectores do tipo coaxial, e medem tensão. Na figura 12 é possível observar a disposição das unidades no painel traseiro do analisador de parâmetros.

Figura 11 – Fotografia do Analisador de Parâmetros Keysight® 4156



Fonte – Adaptado de (KEYSIGHT, 2009)

Figura 12 – Vista parcial traseira do Analisador de Parâmetros Keysight® 4156



Fonte – Adaptado de (KEYSIGHT, 2009)

3.1.3 Câmara Térmica Tenney Junior- TU-JR

Para manter o circuito em diferentes temperaturas para a realização das medidas térmicas utilizou-se a câmara térmica modelo TU-JR da marca Tenney, na figura 13 está a foto do equipamento. A faixa de temperaturas em que ela opera é de $-75\text{ }^{\circ}\text{C}$ até $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ com incerteza de $\pm 0.3\text{ }^{\circ}\text{C}$. A temperatura é medida com um sensor RTD (*Resistance Temperature Detector* ou termorresistor) e há um controlador pré-programado. A câmara permite um controle da temperatura em malha fechada desde o tipo mais simples *on-off* até com um controlador proporcional integral derivativo (PID). Optou-se por fazer o controle com o uso do PID que apesar de gerar um *overshoot* inicial, tende a estabilizar com o tempo. A escolha da temperatura é feita manualmente pelos botões da câmara térmica, apesar de haver a possibilidade de programar via protocolo RS-232.

Figura 13 – Fotografia da Câmara Térmica Tenney Junior - TU-JR.



3.2 Setup de medidas DC

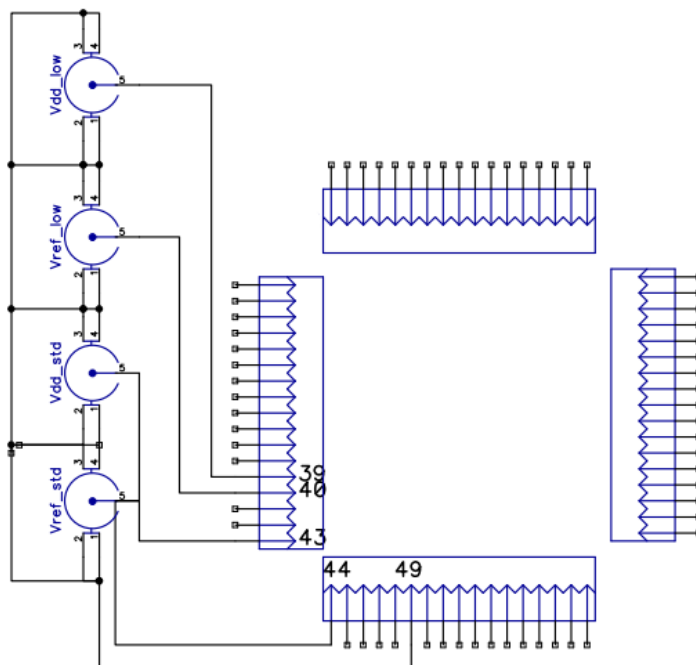
As medidas foram feitas em um conjunto de 10 amostras do mesmo lote feitas em processo $0.13\text{-}\mu\text{m}$. Para todas as medidas DC (consumo, comportamento térmico, regulação de linha) foi utilizado o mesmo *setup* de medidas.

3.2.1 Placa de Circuito Impresso

Para sua execução foi confeccionada uma placa de circuito impresso com os conectores necessários para ligar o circuito integrado das referências de tensão com o analisador de parâmetros. A placa foi desenhada utilizando o software DipTrace da empresa Novarm, Ltd.© em sua versão gratuita de até 300 pinos para uso não profissional. O esquemático está na figura 14, e possui os pinos do circuito integrado utilizado numerados na própria figura, o leiaute está na figura 15. Foi utilizada uma placa de fibra de vidro, material isolante com permissividade relativa de 4.4 (FR-4,) e camada condutora de cobre. O desenho do leiaute foi transferido para placa utilizando filme fotossensível revelado com luz ultravioleta sob uma transparência contendo o desenho. O filme não revelado foi retirado

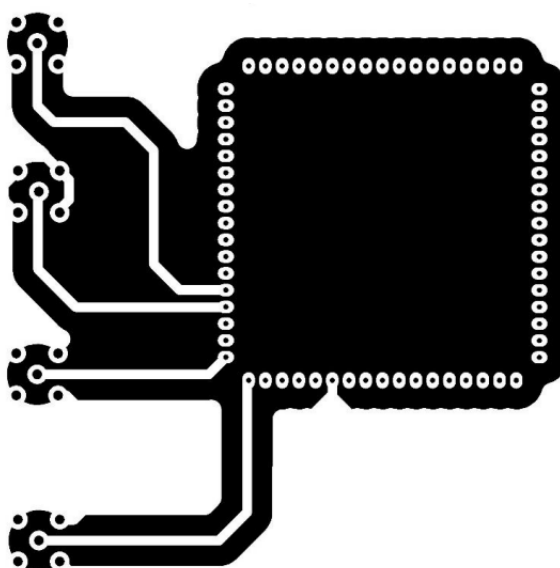
da placa com imersão em solução de barrilha leve, o cobre foi retirado em corrosão com percloreto de ferro.

Figura 14 – Esquemático da placa de circuito impresso confeccionada para as medidas DC



Fonte – Autoria Própria

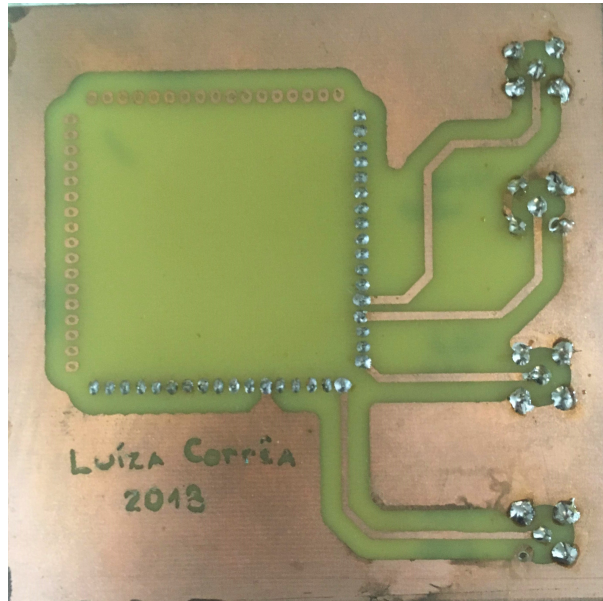
Figura 15 – Leiaute das trilhas da placa de circuito impresso confeccionada para as medidas DC



Fonte – Autoria Própria

Os conectores utilizados na placa de circuito impressão são do tipo BNC-Coaxial, o mesmo tipo dos conectores das VMUs do analisador de parâmetros, porém não compatíveis com as conexões triaxiais presentes nas SMUs, nas quais o uso de adaptadores foi necessário. A figura 16 mostra a fotografia da placa confeccionada.

Figura 16 – Fotografia da placa confeccionada para a realização das medidas térmicas.



Fonte – do autor

3.2.2 Configuração do Keysight® 4156

Para alimentação das referências de tensão foram utilizadas as SMUs em modo tensão para que forneça e meça a tensão de alimentação necessária e meça também o consumo das referências. A placa confeccionada permitiria a medição simultânea dos circuitos LP e STD. No entanto, após resultados experimentais, verificou-se que haviam circuitos de proteção que compartilhavam da mesma alimentação da referência STD. Isso impossibilita a medição de potência e dificulta as demais medidas, pois dentro da faixa de alimentação de interesse existem diodos de proteção que entram em condução, elevando a corrente consumida rapidamente à níveis que não seriam adequados ao analisador de parâmetros. Portanto, foram realizadas medidas apenas no circuito LP.

Para otimização de tempo e para que não haja erros esporádicos de configuração, foi criado um arquivo de configuração de medidas utilizado em todas as amostras LP. O arquivo define que a SMU utilizada é a de número 2, a nomeia como Vddlp e é utilizada em modo tensão. Seu valor de tensão varia de 0,0V à 1,5V com passo de 0,1V. É imposta uma limitação de consumo de corrente, por proteção, de 1mA, valor muito superior ao nominal de 0,13μA mas ainda seguro para o circuito e para o analisador de parâmetros.

Se o consumo atinge $1mA$ o Keysight® 4156 para a medição e deixa de alimentar o DUT. O tempo de integração utilizado é definido como longo, essa é uma configuração utilizada para eliminar principalmente o ruído da rede elétrica, quando maior o tempo de integração mais vezes o equipamento irá medir para contemplar uma única medida. A figura 17 mostra na tela do analisador de parâmetros a configuração das medidas. A SMU2 fornece tensão para o dispositivo conforme a função VAR1 cujos detalhes da configuração estão na figura 18.

Figura 17 – Configuração dos canais utilizados do Keysight® 4156

```

MEASUREMENT MODE
SWEEP

CHANNELS

```

MEASURE				
UNIT	VNAME	INAME	MODE	FCTN
SMU1:HR				
SMU2:HR	Vdd1p	IDD1p	V	VAR1
SMU3:HR				
SMU4:HR				
V _{SU1}		-----		
V _{SU2}		-----		
V _{MU1}		-----		----
V _{MU2}	V _{ref1p}	-----	V	----

Fonte – Autoria Própria

Figura 18 – Detalhes da função VAR1 utilizada na SMU2

VARIABLE	VAR1
UNIT	SMU2:HR
NAME	Vdd1p
SWEEP MODE	SINGLE
LIN/LOG	LINEAR
START	0.0000 V
STOP	1.5000 V
STEP	10.0mV
NO OF STEP	151
COMPLIANCE	1.0000mA
POWER COMP	OFF

Fonte – Autoria Própria

3.2.3 Procedimentos de Medição Térmica

O procedimento de medição é realizado de maneira sistemática em todas as amostras e está descrito a seguir em forma de itens.

- Liga-se o Analisador de Parâmetros Keysight[®] 4156 com uma hora de antecedência e a câmara térmica no momento da medição.
- Conecta-se a SMU ao V_{DD} e a VMU ao V_{REF} .
- Carrega-se o arquivo com as configurações de medição.
- Define-se uma temperatura na câmara térmica para iniciar a medição dentre os valores de $-55^{\circ}C$, $-25^{\circ}C$, $0^{\circ}C$, $25^{\circ}C$, $50^{\circ}C$, $75^{\circ}C$, $100^{\circ}C$ ou $120^{\circ}C$.
- Espera-se o valor no *display* estabilizar e então aguarda-se mais 5 minutos.
- Realiza-se a medida utilizando o botão *single*.
- Salva-se o arquivo de resultados ao final da medição.
- Retoma-se a partir da definição da temperatura, escolhendo outra até que todas tenham sido medidas.

Obs.: A câmara térmica deve ser aberta apenas quando estiver com temperatura próxima da temperatura ambiente. Dessa forma, evita-se o aquecimento da sala caso a câmara esteja quente, assim como evita-se a condensação da água presente no ar que molharia o circuito.

Ao final de todas as medidas, há um arquivo de texto para cada amostra para cada temperatura contendo valores de corrente consumida e de V_{REF} para cada valor de V_{DD} .

3.2.4 Análise de Dados

A análise dos dados é feita utilizando o *software* MATLAB. Porém, antes da análise é preciso tratar as tabelas de dados, que contém informações que não serão utilizadas. Na figura 19 é mostrado um exemplo de como a tabela de dados, em formato de texto puro (.txt) é exportada pelo analisador de parâmetros. Nota-se que há elementos não numéricos como as *strings* presentes nas três primeiras linhas e também uma coluna que apenas indica a numeração das linhas em ordem crescente. Essas informações não serão relevantes na extração de dados, então é feito um pré-processamento de todos os arquivos gerados retirando as três primeiras linhas pois elas contém textos. O pré-processamento é feito pelo terminal do Linux com os comandos SED e AWK, de edição de texto.

Figura 19 – Exemplo da tabela de dados exportada pelo analisador de parâmetros

Vddlp=	0	to	1.5	in	0.01	step
NO.	Vddlp	IDDlp	Vreflp			
	V	A	V			
1	0	-3.1432E-11	0.000272			
2	0.01	2.48981E-09	0.010128			
3	0.02	5.60625E-09	0.020092			
4	0.03	9.91194E-09	0.030168			
5	0.04	1.5761E-08	0.040162			
6	0.05	2.28362E-08	0.050114			
7	0.06	2.52494E-08	0.060118			
8	0.07	1.19718E-08	0.0701			
9	0.08	7.94512E-09	0.080104			
10	0.09	7.12367E-09	0.090118			
11	0.1	6.87718E-09	0.100108			
12	0.11	6.81745E-09	0.110086			
13	0.12	6.83119E-09	0.12015			
14	0.13	6.89161E-09	0.13015			
15	0.14	6.97321E-09	0.140146			
16	0.15	7.0743E-09	0.150136			
17	0.16	7.1867E-09	0.160138			
18	0.17	7.30499E-09	0.170116			
19	0.18	7.4345E-09	0.180098			

Fonte – Autoria Própria

A partir de agora a extração de dados será feita com o MATLAB. Nota-se que são muitos arquivos, um arquivo com 151 linhas para cada temperatura e cada amostra. Com 10 amostras e 8 temperaturas medidas, há 80 arquivos com 151 linhas e 3 colunas cada um. Tendo isso em vista, é necessário processar os dados de maneira otimizada. Nos anexos 1, 2 e 3 estão os códigos utilizados para obter o comportamento de V_{ref} em função tensão de alimentação (V_{dd}), V_{ref} em função da temperatura para três diferentes valores de V_{dd} e por fim o consumo de potência em função da temperatura, também para 3 valores de V_{dd} .

Os três códigos mostrados nos anexos A,B e C se baseiam no mesmo princípio, primeiramente leem todos os arquivos que estão no diretório e importam os dados para um vetor. A partir daí são acessadas as linhas e colunas com auxílio de estruturas do tipo *for* para compor os dados necessários. Os códigos possuem comentários para melhor entendimento.

3.3 Setup de Medidas para Obtenção do PSR

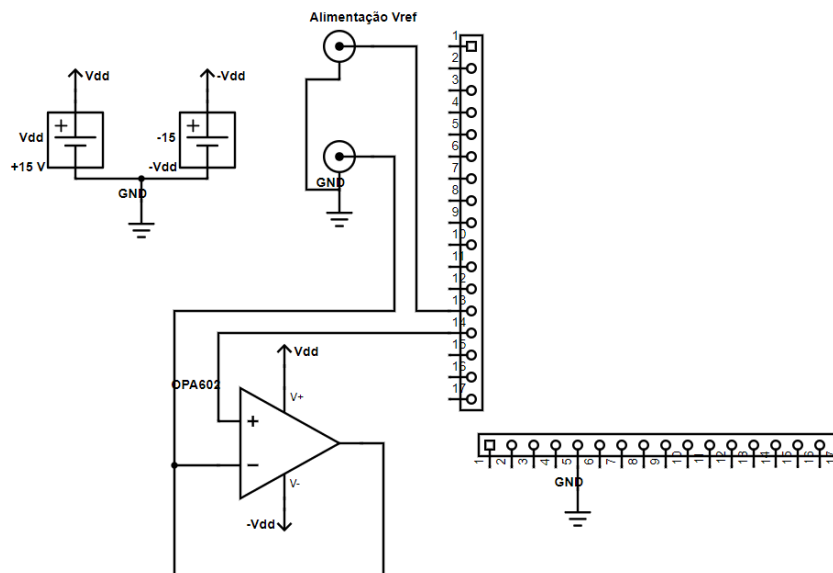
3.3.1 Placa de Circuito Impresso

Para a realização das medidas em frequência, foi necessário adicionar outro dispositivo ativo. Para medir é necessário conectar a saída do circuito à um cabo coaxial e conectá-lo à um osciloscópio, porém esses cabos coaxiais contém capacitâncias significativas para o funcionamento do circuito. Dessa forma, se a medida fosse realizada diretamente o

cabo iria funcionar como uma grande carga capacitiva então estaria sendo feito um ensaio diferente do que se deseja, com resultados potencialmente diferentes.

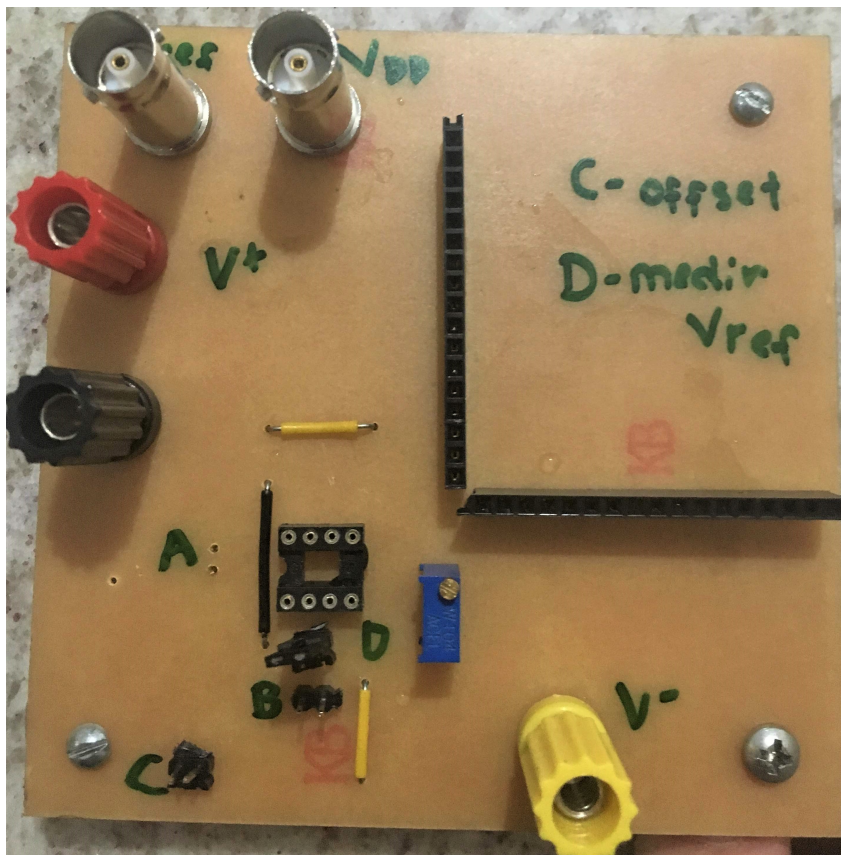
Foi escolhido o amplificador operacional OPA602 para operar na configuração de *buffer*. Embora esse dispositivo adicione um pouco de ruído ($19 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) (TI, 2002), sua escolha foi devido à baixa capacitância de entrada de modo diferencial (1pF) e por alta impedância de entrada de modo diferencial $10^{13} \Omega$. O OPA602 ainda tem uma largura de banda de 6.5 MHz, este valor contempla com segurança a faixa de interesse de apenas 100KHz (TI, 2002). A figura 20 mostra o esquemático da placa configurada para realização das medidas de PSR, o amplificador operacional foi alimentado por uma fonte DC simétrica em seu valor nominal $\pm 15V$. A figura 21 mostra a fotografia da placa já confeccionada. Nota-se que na figura 21 há um *trimpot* para ajuste de *offset* que não precisou ser utilizado.

Figura 20 – Esquemático utilizado para medição do PSR.



Fonte – Autoria Própria

Figura 21 – Fotografia da placa utilizada para medição do PSR.



Fonte – Autoria Própria

3.3.2 Procedimentos de Medição

Foi utilizado para alimentação da referência o gerador de função 33250A da marca Agilent, capaz de gerar formas de onda de até 80MHz. Foram geradas funções de 500 Hz, 1 KHz, 10 KHz e 100 KHz com 200 mV pico a pico e um *offset* de 1.2V. Para medição do sinal de saída foi utilizado um canal analógico do osciloscópio MSO7104B da marca Agilent, que permite medir sinais de até 1 GHz. Para contornar o nível de ruído, foi utilizada aquisição média de 16 leituras do sinal. Ainda para maior confiabilidade das medidas foram realizadas medidas em 4 amostras e 5 repetições para cada amostra em cada frequência.

4 Resultados e Discussões

4.1 Medidas térmicas

Após a medição de 10 amostras, nas temperaturas de -55 °C, -25 °C, 0 °C, 25 °C, 50 °C, 75 °C, 100 °C e 120 °C foram extraídos os presentes resultados.

4.1.1 Comportamento médio das amostras

A tabela 4 mostra a média dos resultados para as 10 amostras na temperatura de 25 °C. Nota-se que a tabela 4 é muito extensa, de forma que as tabelas de resultados das demais temperaturas não serão mostradas mas são feitos gráficos que sumarizam os resultados.

Tabela 4 – Resultados médios à 25°C.

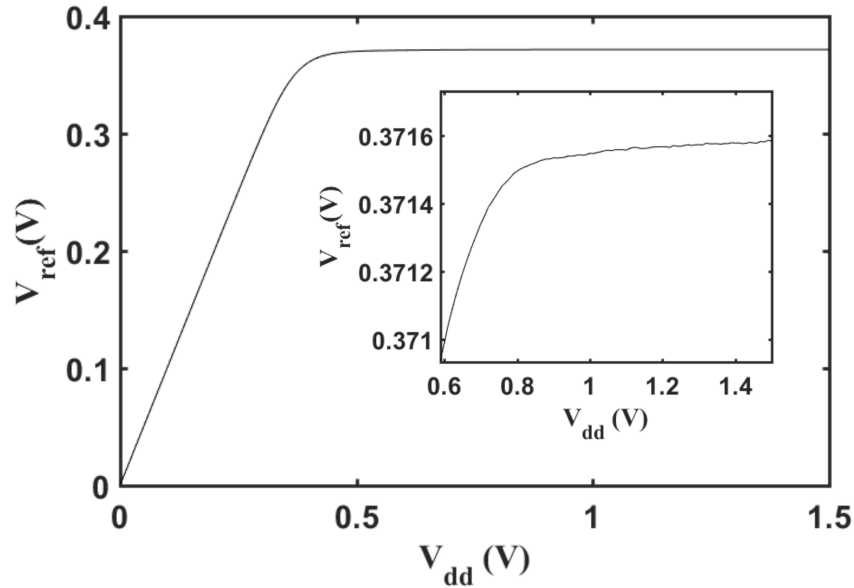
$V_{DD}(V)$	$I_{DD}(\mu A)$	$V_{ref \mu}(V)$	$V_{DD}(V)$	$I_{DD}(\mu A)$	$V_{ref \mu}(V)$
0.00	0.000	0.00047	0.01	0.059	0.01045
0.02	0.129	0.02027	0.03	0.218	0.03052
0.04	0.331	0.04053	0.05	0.469	0.05052
0.06	0.605	0.06053	0.07	0.634	0.07055
0.08	0.434	0.08058	0.09	0.273	0.09059
0.1	0.227	0.10062	0.11	0.210	0.11066
0.12	0.203	0.12071	0.13	0.200	0.13071
0.14	0.199	0.14073	0.15	0.200	0.15074
0.16	0.201	0.16076	0.17	0.203	0.17076
0.18	0.205	0.18078	0.19	0.207	0.19079
0.2	0.210	0.20079	0.21	0.213	0.21083
0.22	0.216	0.22080	0.23	0.220	0.23076
0.24	0.223	0.24069	0.25	0.227	0.25057
0.26	0.231	0.26042	0.27	0.235	0.27020
0.28	0.240	0.27993	0.29	0.245	0.28947
0.3	0.250	0.29885	0.31	0.257	0.30795
0.32	0.263	0.31666	0.33	0.270	0.32489
0.34	0.278	0.33248	0.35	0.286	0.33932
0.36	0.294	0.34532	0.37	0.302	0.35045
0.38	0.310	0.35472	0.39	0.318	0.35822
0.4	0.325	0.36102	0.41	0.332	0.36324
0.42	0.338	0.36498	0.43	0.344	0.36632

0.44	0.349	0.36736	0.45	0.355	0.36815
0.46	0.360	0.36876	0.47	0.365	0.36922
0.48	0.369	0.36958	0.49	0.374	0.36985
0.5	0.379	0.37007	0.51	0.384	0.37024
0.52	0.388	0.37038	0.53	0.393	0.37050
0.54	0.397	0.37060	0.55	0.402	0.37068
0.56	0.407	0.37076	0.57	0.412	0.37083
0.58	0.416	0.37089	0.59	0.421	0.37094
0.6	0.426	0.37099	0.61	0.431	0.37104
0.62	0.436	0.37108	0.63	0.440	0.37112
0.64	0.445	0.37116	0.65	0.450	0.37119
0.66	0.455	0.37123	0.67	0.460	0.37126
0.68	0.466	0.37128	0.69	0.471	0.37131
0.7	0.476	0.37134	0.71	0.481	0.37136
0.72	0.487	0.37139	0.73	0.492	0.37140
0.74	0.498	0.37142	0.75	0.503	0.37144
0.76	0.509	0.37145	0.77	0.514	0.37146
0.78	0.520	0.37147	0.79	0.526	0.37149
0.8	0.532	0.37149	0.81	0.537	0.37150
0.82	0.543	0.37151	0.83	0.550	0.37151
0.84	0.556	0.37151	0.85	0.562	0.37152
0.86	0.568	0.37152	0.87	0.574	0.37153
0.88	0.581	0.37153	0.89	0.587	0.37153
0.9	0.594	0.37153	0.91	0.600	0.37153
0.92	0.607	0.37153	0.93	0.613	0.37154
0.94	0.620	0.37154	0.95	0.627	0.37154
0.96	0.633	0.37154	0.97	0.640	0.37154
0.98	0.647	0.37154	0.99	0.654	0.37154
1	0.661	0.37155	1.01	0.669	0.37155
1.02	0.676	0.37155	1.03	0.683	0.37155
1.04	0.691	0.37155	1.05	0.698	0.37156
1.06	0.706	0.37155	1.07	0.714	0.37156
1.08	0.722	0.37156	1.09	0.730	0.37156
1.1	0.738	0.37156	1.11	0.746	0.37156
1.12	0.754	0.37156	1.13	0.762	0.37156
1.14	0.771	0.37156	1.15	0.779	0.37156
1.16	0.788	0.37156	1.17	0.796	0.37156
1.18	0.805	0.37157	1.19	0.814	0.37157
1.2	0.823	0.37157	1.21	0.832	0.37157

1.22	0.841	0.37156	1.23	0.850	0.37157
1.24	0.860	0.37157	1.25	0.869	0.37157
1.26	0.878	0.37157	1.27	0.888	0.37157
1.28	0.898	0.37157	1.29	0.907	0.37157
1.3	0.917	0.37157	1.31	0.927	0.37157
1.32	0.937	0.37158	1.33	0.948	0.37157
1.34	0.958	0.37157	1.35	0.969	0.37158
1.36	0.979	0.37157	1.37	0.990	0.37158
1.38	1.001	0.37158	1.39	1.012	0.37158
1.4	1.024	0.37158	1.41	1.035	0.37158
1.42	1.047	0.37158	1.43	1.059	0.37158
1.44	1.070	0.37158	1.45	1.082	0.37158
1.46	1.095	0.37158	1.47	1.107	0.37158
1.48	1.120	0.37158	1.49	1.132	0.37159
1.5	1.145	0.37158			

A partir da primeira e da terceira coluna da tabela 4 é possível traçar a curva que mostra a dependência da tensão de referência com a tensão de alimentação para a temperatura de 25°C. Essa curva é mostrada na figura 22 que mostra V_{ref} para toda a faixa de alimentação medida (0 a 1.5 V) e mostra ainda uma área ampliada na região de tensão de operação do circuito, de 0.6 V a 1.5V. Nota-se, primeiramente, que para V_{DD} nominal de 1.2V e 25 °C, $V_{REF}=0.372$ e o desvio padrão é de $\sigma=3.59\text{mV}$. O coeficiente de variação para essas condições (σ/μ onde μ é a média de V_{REF}) é de 0.96%.

Figura 22 – Dependência de V_{ref} pela tensão de alimentação em temperatura ambiente, aumento na região de operação. Resultados médios para as 10 amostras



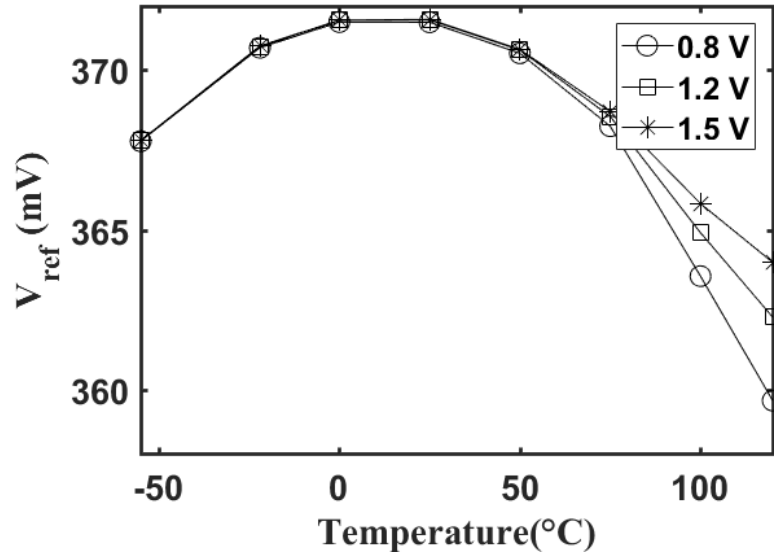
Fonte – Autoria Própria

Além do traçado da curva da figura 22 com os dados da primeira e da terceira coluna da tabela 4 é possível calcular o Line Sensitivity (LS) utilizando a equação (2.6) conforme mostra a equação (4.1).

$$LS = \frac{\Delta V_{ref}}{\Delta V_{supply} \cdot V_{ref\mu}} \cdot 100\% = \frac{0.3716 - 0.3710}{0.9 \cdot 0.3756} \cdot 100\% = 0.177\%/V \quad (4.1)$$

Para a análise de resultados em todas as temperaturas medidas foram escolhidos três valores representativos de V_{DD} , sendo eles 0,8 V, 1,2 V e 1,5 V. Na figura 23 é mostrada a dependência de V_{ref} com a temperatura para essas diferentes tensões de alimentação.

Figura 23 – Dependência de V_{ref} com a temperatura para diferentes tensões de alimentação, resultados médios para as 10 amostras.

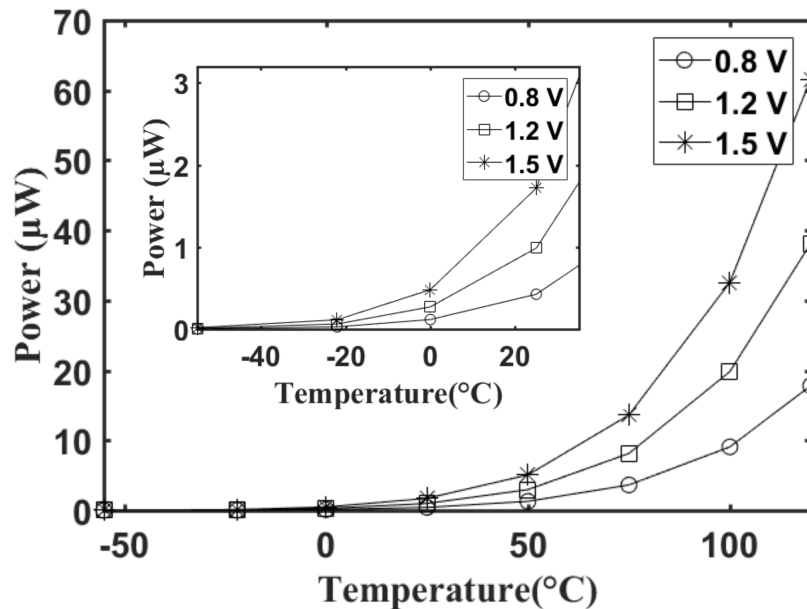


Fonte – Autoria Própria

A partir da análise das curvas presentes na figura 23 nota-se que o comportamento de V_{REF} é muito semelhante para os três valores de V_{DD} analisados até a temperatura de 75 °C, diferenças expressivas ocorrem para temperaturas mais elevadas. Para a tensão de alimentação nominal de 1.2 V calcula-se o coeficiente de temperatura (TC) pela equação 2.8. Primeiramente considerou-se toda a faixa de temperaturas medidas (-55 °C até 120 °C) resultando em um TC de 143 ppm/°C, então considerando a faixa de -55 °C até 75 °C esse valor cai para 75.7 ppm/°C.

Na figura 24 é mostrada a dependência do consumo de potência com a temperatura para as tensões de alimentação de 0.8 V, 1.2 V e 1.5 V. Para melhor visualização a região entre -55 °C e 30 °C. Para tensão de alimentação nominal e temperatura de 25 °C a potência consumida é de apenas 0.98 μ W.

Figura 24 – Dependência do consumo de potência com a temperatura para diferentes tensões de alimentação, resultados médios para as 10 amostras.



Fonte – Autoria Própria

4.1.2 Análise do comportamento entre amostras

Esta análise é diferente da análise da seção anterior, na qual foi feita a média dos arquivos de medidas das 10 amostras para se obter o comportamento geral. Todas as análises da seção anterior foram feitas com os arquivos médios de resultado para cada temperatura. Na presente seção, deseja-se analisar o comportamento entre amostras. Portanto a mesma análise feita anteriormente agora é feita com os arquivos de cada amostra, conforme explicado na metodologia. A tabela 5 mostra a análise do coeficiente de temperatura, *line sensitivity* e V_{REF} para alimentação nominal de 1.2 V para cada amostra, assim como a média, desvio-padrão e coeficiente de variação.

Tabela 5 – Análise de parâmetros de cada amostra

Amostra	Vref (V)	LS (%/V)	TC (ppm/°C)	Consumo (μ W)
1	0.3696	0.193	67	0.76
2	0.3704	0.209	61	0.70
3	0.3704	0.204	103	0.69
4	0.3788	0.138	129	1.42
5	0.3684	0.202	73	0.73
6	0.3704	0.173	156	0.92
7	0.3759	0.127	64	0.82
8	0.3731	0.156	89	0.69
9	0.3721	0.187	64	0.75
10	0.3667	0.187	135	0.75
μ	0.3720	0.178	94.1	0.82
σ	0.004	0.028	34.825	0.221
σ/μ	0.010	0.160	0.370	0.268

Nota-se que para V_{REF} e LS ao calcular os parâmetros para cada amostra e realizar a média após isso, o resultado encontrado é muito próximo da análise feita realizando primeiro a média das medidas e depois a extração dos parâmetros. O V_{REF} obtido foi de 0.372V em ambas as análises, o LS obtido na seção anterior foi de 0.177 %/V e agora 0.178 %/V. No entanto o TC apresentou variação expressiva entre amostras, variando de 61 ppm/°C até 156 ppm/°C, portanto essa análise se mostrou importante para concluir que os 75 ppm/°C obtidos na análise média das amostras pode não ser tão representativa para todas as amostras. Essa diferença entre os valores indica alta dependência desse parâmetro com a variabilidade de processo.

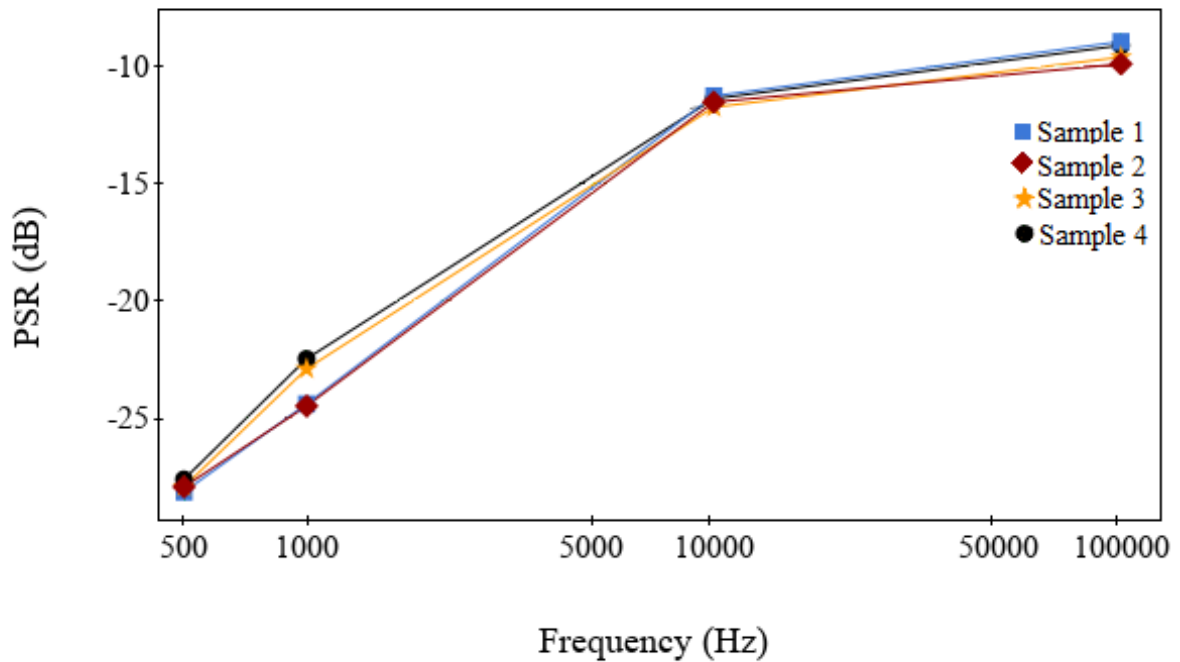
Além disso, a câmara térmica apresenta o sensor de temperatura no canto superior direito, enquanto o circuito é posicionado na parte inferior direita, devido ao alcance dos cabos. Apesar de esperar por 5 minutos para o sistema estabilizar sua temperatura, não é medida a temperatura diretamente na pastilha em nenhum momento. Possivelmente, isso pode ter alguma contribuição para erros de medida.

4.2 PSR

A tabela 6 mostra os resultados de medidas realizadas para a obtenção do PSR para frequências médias, entre 500 Hz e 100 KHz (TI, 2009) e a figura 25 mostra graficamente o resultado do PSR obtido para as 4 amostras medidas.

A tabela 7 sumariza e extrai os resultados dos dados da tabela 6. Nota-se que a incerteza-padrão com avaliação do tipo A para o *ripple* de tensão medida na saída da referência de tensão varia de 0.76% até apenas 2.49%, mostrando baixa dispersão entre os dados medidos. Nota-se que o PSR obtido é mais alto em frequências mais baixas. Não foi possível obter resultados confiáveis para frequências abaixo de 500Hz por conta da

Figura 25 – Gráfico do PSR para as 4 amostras medidas



Fonte – Autoria Própria

sensibilidade do equipamento utilizado. Para frequências abaixo de 500Hz foi feita FFT (Transformada Rápida de Fourier) pelo osciloscópio para verificar que o nível de sinal estava no mesmo nível de amplitude do ruído. Dessa forma, mesmo com o uso de cabos coaxiais e de aquisição média não foi possível obter resultados confiáveis. A figura 26 mostra a FFT feita pelo osciloscópio para a frequência do sinal de entrada de 100 Hz. Nota-se um pequeno pico, indicado na figura, na frequência de 100 Hz porém próximo do nível de ruído em outras frequências.

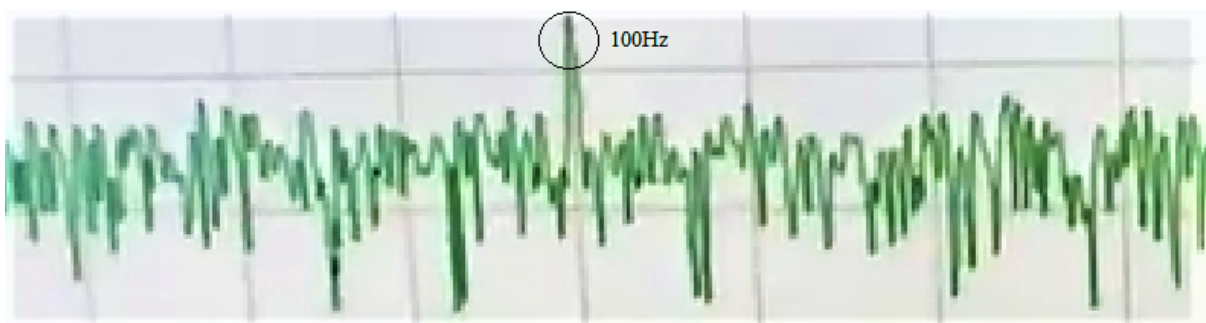
Tabela 6 – Resultados de medida de PSR - V_{RIPPLE} pico à pico no sinal de saída quando aplicado V_{RIPPLE} pico à pico de 200 mV na alimentação.

	Rep. 1	Rep. 2	Rep. 3	Rep. 4	Rep. 5
Frequência (Hz)		Amostra 1 - V_{pp} (mV)			
500	8.07	8.05	8.22	8.77	8.57
1K	15.0	15.3	14.8	15.9	14.2
10K	56.6	51.0	54.9	53.8	52.5
100K	72.0	68.8	68.4	71.3	68.4
Frequência (Hz)		Amostra 2 - V_{pp} (mV)			
500	7.61	7.82	7.32	8.31	8.13
1K	12.5	12.5	11.3	12.4	11.6
10K	53.5	55.4	54.8	53.7	55.1
100K	71.8	70.9	70.0	71.8	71.0
Frequência (Hz)		Amostra 3 - V_{pp} (mV)			
500	8.07	7.81	7.75	8.17	8.39
1K	14.7	15.0	14.3	14.1	13.8
10K	52.5	51.3	50.9	51.6	51.5
100K	65.5	66.2	65.2	66.5	66.1
Frequência (Hz)		Amostra 4 - V_{pp} (mV)			
500	7.75	8.12	8.81	7.93	7.56
1K	11.6	12.0	12.1	12.4	11.6
10K	52.2	51.0	51.3	54.5	55.3
100K	64.2	62.2	62.6	63.9	65.8

Tabela 7 – Resultados de $V_{RIPPLE\mu}$ pico à pico, sua incerteza absoluta e percentual e o PSR obtido para cada frequência. Medidas com V_{DD} nominal e temperatura ambiente.

Frequência (Hz)	$V_{RIPPLE\mu}$ (mV)	Incerteza $V_{RIPPLE\mu}$ (mV)	Incerteza $V_{RIPPLE\mu}$ (%)	PSR (dB)
500	8.07	0.087	1.08	-27.9
1 K	13.3	0.332	2.49	-23.5
10 K	53.2	0.403	0.76	-11.5
100 K	67.6	0.721	1.07	-9.42

Figura 26 – FFT do sinal de saída da referência para frequência do *ripple* de entrada de 100 Hz.



Fonte – Autoria Própria

4.3 Resultados Finais

A tabela 8 apresenta de forma resumida alguns dos principais resultados obtidos com as medidas em pontos ou intervalos de operação relevantes. Há resultados importantes que não estão contemplados na tabela 8 e que estão descritos e detalhados melhor nas seções anteriores com o auxílio de gráficos.

Tabela 8 – Resultados Finais

Parâmetro	Observação	Valor	σ/μ	Unidade
V_{REF}	$V_{DD}=1.2$ V e $T=25^\circ\text{C}$	372	0.010	mV
PSR	em 500 Hz	-27.9	0.191	dB
LS	V_{DD} entre 0.6 V e 1.5 V	0.177	0.160	%/V
TC	T entre -55°C e 75°C	75.7	0.370	ppm/ $^\circ\text{C}$
Consumo	$V_{DD}=1.2$ V e $T=25^\circ\text{C}$)	0.98	0.268	μW

Voltando para a comparação de trabalhos, agora rerepresentada na tabela 9 com a inclusão dos resultados experimentais, nota-se que o valor atingido para o coeficiente de temperatura se mostrou melhor (menor) que 5 dos 7 trabalhos comparados. Quando a comparação é feita entre os trabalhos que utilizam o ZTC para compensar a temperatura os coeficientes de temperatura são muito próximos. Quanto ao LS o valor atingido de 0.177 %/V é melhor que 4 dos 5 trabalhos comparados que fornecem dado, cujos valores variam entre 0.03 e 1.05 %/V. Quanto ao consumo de potência, o presente trabalho gasta menos potência que 2 dos 7 trabalhos comparados. Infelizmente não é possível comparar os valores de PSR obtidos diretamente com os demais trabalhos porque cada trabalho fornece essa informação em uma frequência diferente.

Tabela 9 – Comparação de performance de trabalhos publicados

Trabalho	Esse Trabalho	Chaterjee - TNANO 2017	Hassan - ICECS 2015	Magnelli -JSSC 2011
Processo CMOS	130 nm	180 nm	180 nm	180 nm
Topologia	ZTC	ZTC	diferença Vgs NMOS e CMOS	Subthreshold CMOS
TC (ppm/ $^\circ\text{C}$)	75.7	76	25	142
LS (%/V)	0.177	0.03	-	0.44
Power	0.98 μW	300nW a 1.8 V	10.8 μW a 1.8 V	14.4nW
PSR (dB)	-27.5 (500Hz)	-65 (100Hz)	-33 (10Mhz)	-45 (100Hz)

Parâmetro	OSAKI - JSSC 2013	MU - TCAS II 2017	CORDOVA - LASCAS 2015
Processo CMOS	180nm	180nm	180nm
Topologia	BandGap	Sub-BandGap	ZTC
TC (ppm/ $^\circ\text{C}$)	147	114	58
LS (%/V)	0.737	1.05	0.275
Power	0.1 μW	52.5nW	40nW
PSR (dB)	-62 (100Hz)	-56 (100Hz)	-41 (100KHz)

A tabela 10 consta a comparação dos parâmetros simulados e medidos. Não foi possível comparar o LS pois havia sido simulado apenas LR, apesar do LS se um dos parâmetros que mais se destacaram nesse trabalho. O TC se mostrou equiparado com a simulação, embora a faixa de temperatura utilizada na simulação não tenha sido explicitada. O coeficiente de variação se mostrou muito superior que o simulado. O consumo se mostrou inferior, porém na mesma ordem de grandeza. O PSR chamou atenção por ser muitas ordens de grandeza pior que o simulado. Isso pode ser um indício de algum erro sistemático de medida, pois a dispersão entre amostras na medida de PSR foi muito baixa. o que indicaria boa confiabilidade.

Tabela 10 – Parâmetros de desempenho simulados e medidos

Parâmetro	Medido	Simulado
TC (V_{REF}) (ppm/°C)	76	86
$PSR_{100kHz} - V_{DD_{NOM}}$ (dB)	-9.42	-89
$\sigma/\mu - V_{REF}$ (%)	1,0	6,5
Consumo (μ W)	0,98	0,156

5 Conclusões

O presente trabalho possibilitou a validação experimental e a caracterização elétrica e térmica do projeto de uma referência de tensão NMOS baseada no ponto ZTC descrita em (CORDOVA et al., 2017). Foi possível medir experimentalmente o valor de V_{REF} , as curvas de V_{REF} por V_{DD} , V_{REF} por temperatura e Consumo por temperatura. Foi possível obter os parâmetros de *Line Sensitivity*, Coeficiente de temperatura assim como o PSR em várias frequências. As medidas foram realizadas em diferentes amostras do mesmo lote de fabricação em processo de 130 nm.

Os modelos de simulação de circuitos integrados estão em constante melhoria e adaptação conforme as tecnologias avançam. Nesse sentido, faz-se necessário a realização de testes e medidas experimentais para completa validação e verificação do funcionamento e desempenho dos circuitos integrados, assim esse trabalho têm à agregar para a construção do conhecimento.

Quanto aos resultados obtidos, em alguns parâmetros o presente trabalho apresentou melhores resultados que os demais avaliados e em outros parâmetros se mostrou ligeiramente inferior. No entanto os todos os resultados obtidos são equiparados com os resultados presentes em publicações recentes de outros trabalhos. A referência de tensão caracterizada conseguiu obter parâmetros de desempenho satisfatórios com uma tensão de alimentação a partir de 0.6 V apenas. Houve alta dispersão dos resultados de coeficiente de temperatura entre amostras, isso indica forte dependência desse parâmetro à variabilidade de processo.

O principal desafio encontrado na medição do PSR foi o baixo nível de tensão que o sinal de saída apresenta. Essa dificuldade foi possível de ser contornada com o uso da aquisição média disponível no osciloscópio, no entanto para frequências abaixo de 500Hz a relação sinal ruído diminui (conforme mostrado na FFT para 100Hz) para um nível que se torna muito difícil realizar as medidas. Apesar de não ter sido possível medir seu valor, notou-se que o PSR é ainda mais alto para frequências menores que 500Hz. Contudo, nas frequências em que o PSR foi medido, a dispersão de dados nas medidas foi muito pequena: a incerteza relativa do tipo A não passou de 2.5% para nenhuma frequência.

A respeito das medidas térmicas, os cabos utilizados não possuem indicação nominal para operarem em 120°C mas foram utilizados mesmo assim pois cabos adequados não são facilmente encontrados no mercado e possuem custo elevado. A saída das SMUs do 4156, conforme já mencionado, são do tipo triaxial porque esse tipo de cabo evita fuga de corrente. Porém não há conectores triaxiais disponíveis com um preço acessível para colocar na PCB então optou-se pelo uso de um adaptador triaxial-coaxial como medida adapto-paliativa.

Outra dificuldade encontrada foi o fato de ter realizado as medidas térmicas utilizando o valor de temperatura indicado no visor da câmara térmica quando o ideal seria medir a temperatura diretamente sobre a pastilha. Como sugestão para próximos trabalhos de caracterização em temperatura, poderia-se colar um sensor RTD diretamente na pastilha para obter a temperatura mais exata no circuito integrado. Essa solução não foi adotada no presente trabalho por questões de orçamento.

A Código Utilizado para Obtenção da curva $V_{DD} \times V_{REF}$

```

clc
clear all
close all
format long
%cria um vetor com todos os arquivos de medição a 25 graus
listing = dir('./');
for i=1:10
y{i}=load(listing(i+2,1).name);
end

%Plota a tensão de referencia para a mesma temperatura e determinado
%valor de vdd.
set(gca,'fontname','times') % Set it to times
for j=1:151 %varre as 151 linhas

for i=1:10
u=cell2mat(y(i)); %varre os 10 arquivos que estão agrupados agora em
    y
k(i)=u(j,4); %Para todas as 151 linhas dos 80 arquivos ele pega
    a quarta coluna
%que é a coluna que contém Vref
end
V(j)=mean(k); %Cria um vetor que representa o comportamento médio
end
p=cell2mat(y(1));
h=p(:,2);

sum=0;
for i=61:151
    sum=sum+V(i)
    mean=sum/90;
end
figure(1)
plot(h,V, 'k')

ax = gca

```

```
xlabel('V_{dd} (V)', 'FontSize', 20, 'FontName' , 'Times New Roman', ' '
      'FontWeight', 'bold');
ylabel('V_{ref} (V)', 'FontSize', 20, 'FontName' , 'Times New Roman', ' '
      'FontWeight', 'bold');
ax.XAxis.LineWidth = 2;
ay=gca
ay.YAxis.LineWidth = 2;

set(gca, 'FontSize', 20, 'FontWeight', 'bold')
```

B Código Utilizado para Obtenção da curva V_{REF} X Temperatura

```

clc
clear all
close all
format long
%cria um vetor com todos os arquivos de medidas
listing = dir('./');
for i=1:80
y{i}=load(listing(i+2,1).name); %Cria um vetor com os 80 arquivos
end

for i=1:8:73 %%Para a primeira temperatura de todas as amostras (-25oC)
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,4); %%Informação de Vref para a linha 81, que é com Vdd=0.8
k(i)=u(121,4); %%Informação de Vref para a linha 121, que é com Vdd=1.2
h(i)=u(151,4); %%Informação de Vref para a linha 151, que é com Vdd=1.5
end

V80_n25=mean(p(1:8:73))
V120_n25=mean(k(1:8:73))
V150_n25=mean(h(1:8:73))

for i=2:8:74 %%Para a segunda temperatura de todas as amostras (-55oC)
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,4);
k(i)=u(121,4);
h(i)=u(151,4);
end

V80_n55=mean(p(2:8:74))
V120_n55=mean(k(2:8:74))
V150_n55=mean(h(2:8:74))

for i=3:8:75
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,4);
k(i)=u(121,4);
h(i)=u(151,4);
end

```

```
V80_p00=mean(p(3:8:75))
V120_p00=mean(k(3:8:75))
V150_p00=mean(h(3:8:75))
```

```
for i=4:8:76
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,4);
k(i)=u(121,4);
h(i)=u(151,4);
end
```

```
V80_p100=mean(p(4:8:76))
V120_p100=mean(k(4:8:76))
V150_p100=mean(h(4:8:76))
```

```
for i=5:8:77
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,4);
k(i)=u(121,4);
h(i)=u(151,4);
end
```

```
V80_p120=mean(p(5:8:77))
V120_p120=mean(k(5:8:77))
V150_p120=mean(h(5:8:77))
```

```
for i=6:8:78
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,4);
k(i)=u(121,4);
h(i)=u(151,4);
end
```

```
V80_p25=mean(p(6:8:78))
V120_p25=mean(k(6:8:78))
V150_p25=mean(h(6:8:78))
```

```
for i=7:8:79
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,4);
k(i)=u(121,4);
h(i)=u(151,4);
end
```

```
V80_p50=mean(p(7:8:79))
```

```

V120_p50=mean(k(7:8:79))
V150_p50=mean(h(7:8:79))

for i=8:8:80
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,4);
k(i)=u(121,4);
h(i)=u(151,4);
end
V80_p75=mean(p(8:8:80))
V120_p75=mean(k(8:8:80))
V150_p75=mean(h(8:8:80))

t=[-55 -22 0 25 50 75 100 120];
y1=[V80_n55 V80_n25 V80_p00 V80_p25 V80_p50 V80_p75 V80_p100 V80_p120]
y2=[V120_n55 V120_n25 V120_p00 V120_p25 V120_p50 V120_p75 V120_p100
    V120_p120]
y3=[V150_n55 V150_n25 V150_p00 V150_p25 V150_p50 V150_p75 V150_p100
    V150_p120]

Y1=(10^3) .* y1;
Y2=(10^3) .* y2;
Y3=(10^3) .* y3;

plot(t,Y1,'k-o','MarkerSize',12)
hold on;
plot(t,Y2,'k-square','MarkerSize',12)
hold on;
plot(t,Y3,'k-*','MarkerSize',12)
axis([-55 120 358 372])
legend('0.8 V','1.2 V','1.5 V');
xlabel('Temperature (oC)','FontSize',20,'FontName','Times New Roman',
'FontWeight','bold');
ylabel('V_{ref} (mV)','FontSize',20,'FontName','Times New Roman',
'FontWeight','bold');
ax=gca
ax.XAxis.LineWidth = 2;
ay=gca
ay.YAxis.LineWidth = 2;

set(gca,'FontSize',20,'FontWeight','bold')

```


C Código Utilizado para Obtenção da curva Potência X Temperatura

```

clc
clear all
close all
format long
%cria um vetor com todos os arquivos de medição
listing = dir('./');
for i=1:80
y{i}=load(listing(i+2,1).name);
end

%%Pega a terceira coluna inteira para os três vdd
for i=1:8:73
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,3);
k(i)=u(121,3);
h(i)=u(151,3);
end

%%Faz a media das amostras
V80_n25=mean(p(1:8:73))
V120_n25=mean(k(1:8:73))
V150_n25=mean(h(1:8:73))

for i=2:8:74
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,3);
k(i)=u(121,3);
h(i)=u(151,3);
end

V80_n55=mean(p(2:8:74))
V120_n55=mean(k(2:8:74))
V150_n55=mean(h(2:8:74))

for i=3:8:75
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,3);
k(i)=u(121,3);
h(i)=u(151,3);

```

```
end

V80_p00=mean(p(3:8:75))
V120_p00=mean(k(3:8:75))
V150_p00=mean(h(3:8:75))

for i=4:8:76
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,3);
k(i)=u(121,3);
h(i)=u(151,3);
end

V80_p100=mean(p(4:8:76))
V120_p100=mean(k(4:8:76))
V150_p100=mean(h(4:8:76))

for i=5:8:77
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,3);
k(i)=u(121,3);
h(i)=u(151,3);
end

V80_p120=mean(p(5:8:77))
V120_p120=mean(k(5:8:77))
V150_p120=mean(h(5:8:77))

for i=6:8:78
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,3);
k(i)=u(121,3);
h(i)=u(151,3);
end

V80_p25=mean(p(6:8:78))
V120_p25=mean(k(6:8:78))
V150_p25=mean(h(6:8:78))

for i=7:8:79
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,3);
k(i)=u(121,3);
h(i)=u(151,3);
end
```

```
V80_p50=mean(p(7:8:79))
V120_p50=mean(k(7:8:79))
V150_p50=mean(h(7:8:79))

for i=8:8:80
u=cell2mat(y(i));
p(i)=u(81,3);
k(i)=u(121,3);
h(i)=u(151,3);
end
V80_p75=mean(p(8:8:80))
V120_p75=mean(k(8:8:80))
V150_p75=mean(h(8:8:80))

t=[-55 -22 0 25 50 75 100 120];
y1=[V80_n55 V80_n25 V80_p00 V80_p25 V80_p50 V80_p75 V80_p100 V80_p120]
y2=[V120_n55 V120_n25 V120_p00 V120_p25 V120_p50 V120_p75 V120_p100
    V120_p120]
y3=[V150_n55 V150_n25 V150_p00 V150_p25 V150_p50 V150_p75 V150_p100
    V150_p120]

Y1=0.8.*(10^6) .* y1;
Y2=1.2.*(10^6) .* y2;
Y3=1.5.*(10^6) .* y3;

plot(t,Y1,'k-o','MarkerSize',9)
hold on;
plot(t,Y2,'k-square','MarkerSize',12)
hold on;
plot(t,Y3,'k-*','MarkerSize',12)
axis([-55 120 0 70])
legend('0.8 V','1.2 V','1.5 V');

xlabel('Temperature (oC)','FontSize',20,'FontName','Times New Roman',
'FontWeight','bold');
ylabel('Power (uW)','FontSize',20,'FontName','Times New Roman',
'FontWeight','bold');
ax=gca
ax.XAxis.LineWidth = 2;
ay=gca
ay.YAxis.LineWidth = 2;

set(gca,'FontSize',20,'FontWeight','bold')
```

Referências Bibliográficas

- CHATTERJEE, B. et al. A sub-1 v, 120 nw, pvt-variation tolerant, tunable, and scalable voltage reference with 60-db psna. *IEEE TRANSACTIONS ON NANOTECHNOLOGY*, v. 16, n. 3, 2017.
- CORDOVA, D. et al. 0.5 v supply voltage reference based on the mosfet ztc condition. In: . [S.l.: s.n.], 2015.
- CORDOVA, D. et al. Emi resisting mosfet-only voltage reference based on the ztc condition. In: . [S.l.: s.n.], 2015.
- CORDOVA, D. et al. A high-psr emi-resistant nmos-only voltage reference using zero-vt active loads. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 59, n. 4, p. 1347–1355, Aug 2017. ISSN 0018-9375.
- FR-4. <<https://en.wikipedia.org/wiki/FR-4>>. Acesso em 07/07/2018.
- HANHART, M.; WUNDERLICH, R.; HEINEN, S. A 1.2v bandgap reference with an additional 29.6 ppm/°c temperature stable output current. In: . [S.l.: s.n.], 2017.
- HASSAN, A.; GOSSELIN, B.; SAWAN, M. Ultra-low power cmos voltage reference for high temperature applications up to 300°c. In: . [S.l.: s.n.], 2015.
- KEYSIGHT. *Semiconductor Parameter Analyzer - User's Guide*. [S.l.], 2009. Disponível em: <<https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/04156-90000.pdf?id=498319>>.
- KLIMACH, H. *MODELO DO DESCASAMENTO (MISMATCH) ENTRE TRANSISTORES MOS*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 2008.
- MAGNELLI, L. et al. A 2.6 nw, 0.45 v temperature-compensated subthreshold cmos voltage reference. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 46, n. 2, p. 465–474, Feb 2011. ISSN 0018-9200.
- MORA, G. A. *Voltage References from Diode to Precision High-Order Bandgap Circuits*. [S.l.]: Wiley, 2002. ISBN 0-471-14336-7.
- MU, J. et al. A 58-ppm/°c 40-nw bgr at supply from 0.5 v for energy harvesting iot devices. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 64, n. 7, p. 752–756, July 2017. ISSN 1549-7747.
- OLIVEIRA, A. C. de et al. Picowatt, 0.45–0.6 v self-biased subthreshold cmos voltage reference. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS–I*, v. 64, n. 12, p. 3036 – 3046, 2017.
- OSAKI, Y. et al. 1.2-v supply, 100-nW, 1.09-v bandgap and 0.7-v supply, 52.5-nw, 0.55-v subbandgap reference circuits for nanowatt cmos lsis. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 48, n. 6, p. 1530–1538, June 2013. ISSN 0018-9200.

- PANG, L. T.; NIKOLIC, B. Measurements and analysis of process variability in 90 nm cmos. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 44, n. 5, p. 1655–1663, May 2009. ISSN 0018-9200.
- PARK, C. et al. Reversal of temperature dependence of integrated circuits operating at very low voltages. In: *Proceedings of International Electron Devices Meeting*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 71–74. ISSN 0163-1918.
- RAZAVI, B. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. First edition. [S.l.]: McGraw Hill Higher Education, 2003. ISBN 9780071188395,0071188398.
- ROY, K.; PRASAD, S. *Low-Power CMOS VLSI Circuit Design*. [S.l.]: Wiley, 2000. ISBN 0-471-11488-X.
- SAHA, S. K. Modeling process variability in scaled cmos technology. *IEEE Design Test of Computers*, v. 27, n. 2, p. 8–16, March 2010. ISSN 0740-7475.
- SATO, T. et al. On-chip thermal gradient analysis and temperature flattening for soc design. In: *Proceedings of the ASP-DAC 2005. Asia and South Pacific Design Automation Conference, 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 1074–F1077 Vol. 2. ISSN 2153-6961.
- TERROVITIS, M.; SPANOS, C. *PROCESS VARIABILITY AND DEVICE MISMATCH*. 1998. Disponível em: <<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.40.2539&rep=rep1&type=pdf>>.
- TEXAS INSTRUMENT. *High-Speed Precision Difet OPERATIONAL AMPLIFIER*. [S.l.], 2002. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/sbos155a/sbos155a.pdf>>.
- TEXAS INSTRUMENT. *LDO PSRR Measurement Simplified*. [S.l.], 2009. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slaa414a/slaa414a.pdf>>.
- TOLEDO, P. F. Master of Science, *MOSFET Zero-Temperature-Coefficient (ZTC) Effect Modeling and Analysis for Low Thermal Sensitivity Analog Applications*. Porto Alegre, Rio Grande do Sul: [s.n.], 2015. 147 p.
- WENGER, Y.; MEINERZHAGEN, B. A stable cmos current reference based on the ztc operating point. In: *2017 13th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 273–276.
- WESTE, N.; HARRIS, D. *CMOS VLSI Design: A Circuits and Systems Perspective*. 3. ed. [S.l.]: Pearson Education, 2004. ISBN 0321269772,9780321269775.
- WOLPERT, D.; AMPADU, P. *Managing Temperature Effects in Nanoscale Adaptive Systems*. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag New York, 2012. ISBN 1461407478,9781461407478.