

UNIVERSIDADE DO VALE DO RIO DOS SINOS - UNISINOS
UNIDADE ACADÊMICA DE GRADUAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

GABRIEL DO NASCIMENTO SILVEIRA

CARACTERIZAÇÃO DE TRANSMISSORES 4-20 mA
VISANDO SENSORIAMENTO DE BAIXO CONSUMO

SÃO LEOPOLDO

2019

GABRIEL DO NASCIMENTO SILVEIRA

**CARACTERIZAÇÃO DE TRANSMISSORES 4-20 mA
VISANDO SENSORIAMENTO DE BAIXO CONSUMO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação pelo curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade do Vale do Rio dos Sinos – UNISINOS.

Orientador:

Prof. Dr. César David Paredes Crovato

SÃO LEOPOLDO

2019

Este trabalho é dedicado aos meus pais que, com muito carinho e apoio, não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa de minha vida.

AGRADECIMENTOS

Inevitavelmente o primeiro agradecimento é ao nosso Senhor, por conceder a vida e oportunidade de trilhar esse caminho de conhecimento.

Como reconhecimento a minha querida e amada Maira, por seus incentivos e correções, muito grato sou a ti. Com a licença do leitor, mas os meus mais sinceros sentimentos a ti meu amor, eu amo você.

De semelhante modo aos meus pais, minha base familiar que apoiam-me em orações, conselhos e quaisquer inconvenientes que a vida possa apresentar, meus mais sinceros sentimentos de agradecimento.

Da mesma maneira ao meu orientador, César Crovato, por aceitar me orientar e entender minhas dificuldades. Que a vida lhe traga as devidas recompensas. Aos estimados professores Leonel Poltosi e Rodrigo Figueiredo pelas orientações e encorajamentos dados durante esse trabalho. Ao Instituto Tecnológico de Semicondutores da Unisinos - itt Chip e seus funcionários, representados pelo seu coordenador Celso Peter, os meus mais sinceros obrigados por ceder espaço, equipamentos e tempo para a realização desse trabalho.

Aos tantos colegas dessa caminhada de cinco anos, que ajudaram com sugestões e compreensão, em especial a Arthur Bohn, Henrique Kuhn, Humberto Krahm e Samuel Maraschin.

RESUMO

Os transmissores de 4-20 mA são uns dos elementos mais utilizados em indústrias para realização de sensoriamento devido ao alto grau de confiança atrelado a eles. No presente panorama, o desenvolvimento da Internet das Coisas traz cada vez mais a implementação de sensores sem fio, simplificando a instalação de uma rede de sensores, no entanto os transmissores de 4-20 mA não são equipamentos otimizados para trabalhar com pouca energia, o que muitas vezes é desejável em aplicações de *IoT*. Seria possível então diminuir o consumo desses transmissores considerando realizar leituras amostrais para que se viável alimentar esse sistema por um *energy harvesting*? O presente trabalho apresenta um estudo e uma proposta de metodologia para caracterização desses transmissores visando descobrir a menor tensão e o menor intervalo de tempo necessários para realização de leituras. Submetendo os transmissores a leituras amostrais, se obteve os valores de consumo para medição em diferentes pontos da faixa de medição, sendo 50,75 mW o consumo mínimo para a situação de maior demanda de potência. Assim, pode-se estimar os *energy harvesting* aplicáveis ao sistema e intervalo mínimo entre leituras considerando a potência teórica desses dispositivos. Por fim, foi realizada a determinação da incerteza das medições afim de avaliar qualitativamente se o experimento montado não provocou uma propagação da incerteza muito grande.

Palavras-chaves: Transmissores de 4-20mA. *Energy Harvesting*. *Wireless Sensor Node*. *Current Loop*.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Exemplificação da diferença entre exatidão e precisão	19
Figura 2 – Representação do resultado da medição	20
Figura 3 – Incertezas padrão para distribuições de probabilidades diversas	22
Figura 4 – Componentes de um <i>Loop</i> de Corrente 4-20 mA	24
Figura 5 – Ligação a dois fios	25
Figura 6 – Ligação a três fios	25
Figura 7 – Ligação a quatro fios	26
Figura 8 – Funcionamento do circuito <i>boost</i>	28
Figura 9 – Diagrama de uma chave analógica	29
Figura 10 – Exemplo de um <i>energy harvesting</i> com painel solar	30
Figura 11 – WSN <i>SniffNode</i>	32
Figura 12 – Sensor <i>node</i> de UV e micro partícula	33
Figura 13 – Curva de temperatura <i>versus</i> frequência do WSN desenvolvido.	34
Figura 14 – WSN para um RTD com o uso de <i>energy harvesting</i>	34
Figura 15 – Sensor <i>node</i> de UV e micro partícula	35
Figura 16 – Fluxograma da metodologia proposta.	36
Figura 17 – Esquema de medição sem resistor de shunt.	38
Figura 18 – Esquema de medição com <i>datalogger</i> e sem resistor de shunt.	39
Figura 19 – Esquema de medição com resistor de shunt.	40
Figura 20 – Esquema de medição com <i>datalogger</i> e com resistor de shunt.	41
Figura 21 – Fluxograma do código a ser implementado.	42
Figura 22 – Fluxograma do circuito de alimentação controlada.	43
Figura 23 – Esquema de medição para caracterização do tempo de resposta.	43
Figura 24 – Esquemático e PCB do circuito <i>boost</i> e chave analógica.	44
Figura 25 – Transmissor de temperatura TXMINI-M12 com Pt100.	49
Figura 26 – <i>Setup</i> para medição de temperatura.	50
Figura 27 – Variação do erro relativo pela tensão de alimentação aplicada na topologia sem resistor de <i>shunt</i>	51
Figura 28 – Erro relativo para toda a faixa de medição sem <i>shunt</i>	51
Figura 29 – Variação do erro relativo pela tensão de alimentação aplicada na topologia com resistor de <i>shunt</i> de 10 Ω	52
Figura 30 – Erro relativo para toda a faixa de medição com <i>shunt</i> de 10 Ω	53
Figura 31 – Variação do erro relativo pela tensão de alimentação aplicada na topologia com resistor de <i>shunt</i> de 100 Ω	53
Figura 32 – Erro relativo para toda a faixa de medição com resistor de <i>shunt</i> de 100 Ω	54
Figura 33 – Erro relativo para toda a faixa de medição sem <i>shunt</i> e sem aquecimento	55

Figura 34 – Variação dos tempos em <i>ON</i>	56
Figura 35 – Resposta em 4 mA (40 mV)	56
Figura 36 – Resposta em 8 mA (80 mV)	57
Figura 37 – Resposta em 12 mA (120 mV)	57
Figura 38 – Resposta em 16 mA (160 mV)	58
Figura 39 – Resposta em 20 mA (200 mV)	58
Figura 40 – Análise da energia consumida	60
Figura 41 – Coeficientes t de <i>Student</i>	69
Figura 42 – Coeficientes t de <i>Student</i> (<i>continuação</i>)	70
Figura 43 – <i>Datasheet</i> do TPS61175	71
Figura 44 – <i>Datasheet</i> do ADG1401	72
Figura 45 – <i>Datasheet</i> do ADG1401	73
Figura 46 – Manual do transmissor TXMINI-M12	75
Figura 47 – <i>Datasheet</i> CC2650 <i>Multistandard Wireless MCU</i>	77
Figura 48 – <i>Datasheet</i> do <i>Solar Cell</i> MP7.2-75F	78
Figura 49 – <i>Datasheet</i> do EHA-PA1AN1-R03	79
Figura 50 – <i>Datasheet</i> do TEG WPG-1	80
Figura 51 – <i>Datasheet</i> do <i>Solar Cell</i> AM-1816CA	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Densidade de energia para os <i>energy harvesting</i> mais comuns	31
Tabela 2 – Especificações do WSN desenvolvido pelos autores Sasaki e Ueda.	33
Tabela 3 – Resumo dos trabalhos correlatos.	35
Tabela 4 – Equipamentos utilizados para caracterização dos parâmetros de alimentação.	41
Tabela 5 – Equipamentos utilizados para caracterização dos parâmetros de tempo de resposta.	45
Tabela 6 – Exemplo da tabela utilizada para determinar a incerteza de medição.	47
Tabela 7 – Parâmetros do transmissor TXMINI-M12.	49
Tabela 8 – Valores medidos em cada ponto da escala da variável de processo.	59
Tabela 9 – Relação entre energia necessária, intervalo entre medidas e os <i>energy harvesting</i>	60
Tabela 10 – Cálculo da incerteza de medição para os pontos amostrados.	61
Tabela 11 – Valores de erro relativo para cada ponto de medição.	62

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABDI	Agência Brasileira de Desenvolvimento Industrial
AC	<i>Alternating Current</i> (Corrente alternada)
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> Conversor Analógico-Digital
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> (Semicondutor de metal-óxido complementar)
CPS	<i>Cyber-physical System</i> (Sistema ciber-físico)
cSt	<i>Centistokes</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i> Conversor Digital-Analógico
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente contínua)
DC/DC	<i>Converter DC-DC</i>
EH	<i>Energy Harvesting</i> (Colheita de energia)
EHS	<i>Energy Harvesting System</i> (Sistema de Colheita de Energia)
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
HART	<i>Highway Addressable Remote Transducer</i>
I2C	Circuito Inter-integrado
IA	Inteligência Artificial
IEEE 802.15.4	Norma Técnica do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IM	Incerteza da Medição
IoT	<i>Internet of Things</i> (Internet das Coisas)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Máximo Ponto de Potência)
OFF	<i>Offline</i> (Desligado)
ON	<i>Online</i> (Ligado)
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso)

Pt100	Termorresistência de Platina
RB	Resultado Base
RF	Radiofrequência
RFD	<i>Reduced Function Devices</i> (Dispositivos de Função Reduzida)
RM	Resultado da Medição
RPM	Rotações por Minuto
RTD	<i>Resistance Temperature Detector</i> (Termorresistência)
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> (Interface Periférica Serial)
TXMINI	Transmissor de temperatura TXMINI
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
UV	Ultravioleta
VP	Variável de Processo
WSN	<i>Wireless Sensor Node</i> (Nó do Sensor Sem Fio)
WSNs	<i>Wireless Sensor Networks</i> (Redes de Sensores Sem Fio)

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área da secção transversal
A_{max}	Máxima corrente gerada por transmissor de 4-20 mA
C	Capacitância
E	Energia;
E_C	Energia armazenada em um capacitor
E_H	Energia de um <i>Energy Harvesting</i>
E_L	Energia para um leitura
E_r	Erro relativo
$i(t)$	Função temporal da corrente
i_L	
L	Largura
n	Número de amostras
$p(t)$	Função temporal da potência
$P_{harvesting}$	Potência máxima fornecida por um <i>energy harvesting</i>
r	Número de desvios para o critério de <i>Chauvenet</i>
R	Resistência elétrica
R_{shunt}	Resistor de <i>shunt</i>
ρ	Resistividade específica de um condutor
σ	Desvio padrão populacional
t	Tempo
t_L	Intervalo entre leituras
t_{OFF}	Tempo de descida de uma chave analógica
t_{ON}	Tempo de subida de uma chave analógica
t_s	Coefficiente de <i>Student</i>

<i>Resolucao</i>	Resolução do equipamento
u	Desvio padrão amostral
U	Incerteza expandida
$u(\bar{x})$	Incerteza padrão da média das n observações
u_C	Incerteza combinada
u_i	Incertezas de cada fonte
u_R	Incerteza padrão calculada
$v(t)$	Função temporal da tensão
$V_{aproximado}$	Valor aproximado
V_{exato}	Valor de referência
V_C	Tensão nos terminais de um capacitor
V_{ef}	Graus de liberdade efetivo
V_{in}	Tensão de entrada
V_{out}	Tensão de saída
$V_{ADC_{max}}$	Máxima tensão de entrada de um <i>ADC</i>
V_i	Graus de liberdade de cada fonte de incerteza
\bar{x}	Média amostral
x_s	Observação sobre suspeita
x_i	Valores das observações amostradas
Z_t^n	Valor estimado de uma tendência no instante t
Z_{t-n}	Observações anteriores ao instante t

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Justificativa	15
1.2	Objetivos	15
1.2.1	Objetivos gerais	15
1.2.2	Objetivos específicos	15
1.3	Delimitação do tema	16
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
2.1	Indicadores Estatísticos e Metrológicos	17
2.1.1	Indicadores Estatísticos	17
2.1.1.1	<i>Média amostral</i>	17
2.1.1.2	<i>Desvio padrão amostral</i>	17
2.1.1.3	<i>Erro relativo</i>	18
2.1.1.4	<i>Mediana móvel</i>	18
2.1.2	Indicadores Metrológicos	18
2.1.2.1	<i>Termos e conceitos de metrologia</i>	18
2.1.2.2	<i>Resultado da medição</i>	19
2.1.2.3	<i>Resultado da medição com várias fontes de incerteza</i>	20
2.2	Laço de Corrente	23
2.3	Elementos de instrumentação eletrônica	27
2.3.1	Boost	27
2.3.2	Chaves analógicas	28
2.3.3	Microcontroladores e seus periféricos	29
2.3.3.1	<i>GPIO</i>	29
2.3.3.2	<i>Timmer</i>	29
2.4	<i>Energy Harvesting</i>	29
2.5	Trabalhos correlatos	31
2.5.1	Redes de sensores sem fio	31
2.5.2	<i>Energy Harvesting</i> aplicados a WSN	33
3	METODOLOGIA	36
3.1	Caracterização dos parâmetros de alimentação	37
3.1.1	Medição sem resistor de shunt	37
3.1.2	Medição com resistor de shunt	39
3.1.3	Materiais utilizados	41
3.2	Caracterização do tempo de resposta	42

3.2.1	Materiais utilizados	45
3.3	Determinação do consumo de energia e da incerteza de medição	45
3.3.1	Determinação do consumo de energia	46
3.3.2	Determinação da incerteza de medição	46
4	ANÁLISE DOS RESULTADOS	49
4.1	Caracterização dos parâmetros de alimentação	50
4.1.1	Medição sem resistor de <i>shunt</i>	50
4.1.2	Medição com resistor de <i>shunt</i>	52
4.1.3	Discussão	54
4.2	Caracterização do tempo de resposta	55
4.2.0.1	<i>Discussão</i>	59
4.3	Determinação do consumo de energia e da incerteza de medição	59
4.3.0.1	<i>Determinação do consumo de energia</i>	59
4.3.0.2	<i>Determinação da incerteza de medição</i>	60
4.3.0.3	<i>Discussão</i>	63
5	CONCLUSÃO	64
6	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	65
	ANEXOS	68
	ANEXO A – COEFICIENTES <i>T</i> DE <i>STUDENT</i>	69
	ANEXO B – DATASHEETS	71
	ANEXO C – TRANSMISSOR TXMINI	75
	ANEXO D – MÓDULOS <i>ENERGY HARVESTING</i>	77

1 INTRODUÇÃO

Na linha do tempo da indústria sempre se buscou a melhoria contínua dos processos de fabricação almejando a eficiência destes e a redução de custos associados. Nesse contexto, a indústria passou por três grandes evoluções e atualmente uma nova mudança tem tomado destaque: trata-se da Indústria 4.0. Um conceito de fábrica que utiliza dos recursos tecnológicos mais avançados das áreas da automação e tecnologia da informação, buscando conectar máquinas e equipamentos para desenvolvimento de inteligência. Desta forma, a fábrica inteligente poderá gerir os processos, realizando adaptações e mudanças em tempo real, paradas de manutenção e prevenção de falhas.

O desenvolvimento dessa tecnologia está baseada, segundo ABDI (2018), nas tecnologias que proporcionam a integração entre os mundos físico, digital e biológico. Algumas destas são: a Manufatura Aditiva, a Inteligência Artificial (IA), a Internet das Coisas (*IoT*), a Biologia Sintética e os Sistemas Ciber Físicos (CPS). No que tange a internet das coisas, essa tecnologia representa a possibilidade de que objetos físicos (máquinas e equipamentos) estejam conectados à rede executando, de forma coordenada, determinadas ações.

Entretanto, um dispositivo já presente na indústria é fundamental para essa rede: se trata dos transmissores. Eles são responsáveis por captar dados das grandezas dos processos e converterem estes para sinais padronizados. Segundo Bega (2011), apesar do desenvolvimento da eletrônica e protocolos de comunicação, os transmissores com saída 4-20mA são ainda os mais encontrados nas fábricas por inúmeras vantagens. Por exemplo, pela imunidade à interferências externas, pela praticidade de instalação, confiabilidade dos dados e pela fácil detecção de falhas. Além de outros pontos positivos do seu uso. Porém, o uso de muitos dispositivos 4-20mA resultam em uma instalação com considerável quantidades de fios, podendo haver dificuldades na identificação. Outro ponto a considerar é quanto à disposição de fontes de alimentação para tantos transmissores, principalmente se considerado o consumo de energia destes e o acesso a rede elétrica no local de instalação.

Dispôr os transmissores em rede faz atentar para sua alimentação, pois trabalham de forma contínua. Uma solução para isso seria o uso de dispositivos *energy harvesting*. Mas, se faz necessário o estudo e compreensão dos módulos existentes, atentando para a capacidade de geração de energia. Um ponto relacionado a isso: os transmissores deverão passar a operar de forma descontínuas, com leituras amostrais, esta forma de trabalho faz requisitar a compreensão de técnicas de instrumentação, como por exemplo, utilizar de chaves analógicas para chaveamento controlado dos transmissores.

Para além disto, outro ponto a ser estudado é quanto ao nível de tensão mínima para alimentação dos transmissores, em que empregar reguladores de tensão para controle disso é

essencial, bem como interfacear estes componentes a um microcontrolador que possibilita o gerenciamento de cada elemento envolvido no estudo de caracterização.

Todavia, a validação do método de estudo só é possível utilizando-se dos recursos de metrologia para determinação de erros e incertezas de medições realizadas sobre tais condições empregadas na caracterização dos transmissores.

1.1 Justificativa

O desenvolvimento de componentes eletrônicos passa por melhorias contínuas, tendo em vista reduzir o tamanho, aumentar a eficiência, diminuir o consumo, entre outros. Nesse contexto, estudar o comportamento dos transmissores mais utilizados na indústria pode trazer uma série de vantagens, como por exemplo, viabilizar a alimentação destes equipamentos por dispositivos tais como *energy harvesting*. Para isto, é necessário que se estude os níveis de consumo dos equipamentos para permitir medidas ainda mais aceitáveis com considerável grau de confiança.

O advento da internet das coisas (*IoT*) motiva o desenvolvimento de sistemas inteligentes de baixo consumo para colocá-los em rede. A ausência de literaturas sobre a caracterização de transmissores é um motivador para investigar o assunto visando sistemas capazes de se alimentar por *energy harvesting*, na ausência de rede elétrica, por exemplo.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivos gerais

O presente documento tem como propósito de estudo os transmissores com padrão de saída 4-20mA. Com o objetivo de elaborar uma metodologia de caracterização dos parâmetros dos transmissores visando o sensoriamento em baixo consumo. Apontando possíveis *energy harvesting* para este modo de operação, a determinação das incertezas associadas aos valores de respostas dos transmissores quando submetidos aos parâmetros de baixo consumo.

1.2.2 Objetivos específicos

Para se obter êxito na execução deste trabalho, alguns pontos devem ser concluídos ao decorrer do projeto, como:

- a) Elaborar uma metodologia de caracterização para os transmissores 4-20mA;
- b) Constatar os menores níveis de tensão de alimentação que os transmissores ainda respondem;
- c) Descobrir o tempo necessário para que os transmissores realizem uma medida estável ou dentro de uma faixa de erro aceitável;

- d) Estimar, com base nos itens anteriores, a energia necessária para uma leitura estável ou dentro de uma faixa de erro aceitável;
- e) Elencar os *energy harvesting* aplicáveis segundo o intervalo de tempo necessário para uma leitura e o espaço de tempo entre leituras;
- f) Determinar o erro e a incerteza do erro associados aos valores gerados pelo transmissor.

1.3 Delimitação do tema

Para fins deste estudo, considera-se os seguintes aspectos: compreende-se como caracterização o fato de descobrir o menor intervalo de tempo que os transmissores necessitam estar ligados para realizar uma medida estável dentro de uma banda de erro previamente definida; Assim como, a menor tensão de alimentação com a qual é possível se ter uma resposta; Estando o equipamento conectado ao processo pelo tempo mínimo indicado pelo fabricante. Entretanto, esse período de tempo não será contabilizado como tempo necessário para uma medida estável.

Não se estimará os valores de erros oriundos pelos conversores *A/D*, mas os valores medidos pelo transmissor em teste serão comparados a um transmissor em condições indicadas pelos *datasheets* dos fabricantes, baseados na determinação da incerteza de medição de uma grandeza. Os dispositivos *energy harvesting* utilizados serão escolhidos segundo a quantidade de energia por unidade de volume que podem fornecer e não quanto ao método construtivo dos mesmos.

Os transmissores caracterizados serão do tipo a dois fios, contudo, replicar para transmissores a 3 fios seria de forma equivalente, tendo em vista a sua ligação. Porém, para transmissores a quatro fios e outros que utilizam protocolos digitais (HART) não é aplicável, devido as suas construções.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A fundamentação teórica apresenta os conceitos básicos para a compreensão do trabalho. Nessa etapa busca-se, através da revisão de trabalhos já elucidados, a contextualização do projeto proposto.

2.1 Indicadores Estatísticos e Metrológicos

2.1.1 Indicadores Estatísticos

Estatística é a ciência que se utiliza das teorias probabilísticas para explicar a frequência da ocorrência de eventos. Seja em estudos observacionais ou em experimentos para modelar a aleatoriedade e a incerteza de forma a estimar ou possibilitar a previsão de fenômenos futuros, conforme o caso.

*entende-se que cada observação é uma medição feita por um instrumento que trata essa observação de forma amostral, ou seja, uma observação corresponde a uma amostra do fenômeno observado

2.1.1.1 Média amostral

A média aritmética é definida como a razão entre o somatório de observações e a quantidade delas, como visto na Equação 1. Para este trabalho, entende-se que cada observação é uma medição feita por um instrumento que trata essa observação de forma amostral, ou seja, uma observação corresponde a uma amostra do fenômeno observado.

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1)$$

Onde \bar{x} é a média do conjunto de dados, n é o número de dados e x_i as observações.

2.1.1.2 Desvio padrão amostral

O desvio padrão, também conhecido como incerteza padrão, significa a dispersão (desvio) em torno da média do conjunto de dados amostrado. O desvio padrão amostral é dado pela Equação 2.

$$u(x) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n - 1}} \quad (2)$$

Onde $u(x)$ é o desvio padrão amostral, n o número de dados, \bar{x} a média do conjunto e x_i as observações.

2.1.1.3 Erro relativo

O erro relativo é definido como sendo a diferença percentual entre um valor e uma referência. É dado pela equação 3.

$$E_r = 1 - \frac{V_{aproximado}}{V_{exato}} \quad (3)$$

Onde E_r é o erro relativo, $V_{aproximado}$ é um determinado valor aproximado e V_{exato} um valor de referência.

2.1.1.4 Mediana móvel

A mediana móvel é uma técnica de suavização aplicada em séries temporais. Morettin e Tolo (2006), destacam que qualquer suavização estima a tendência da série a partir das observações próximas ao instante t , por exemplo, Z_{t-n} , Z_{t-n+1} , Z_{t+n} . Uma das técnicas de suavizações trata-se da mediana móvel, em que o valor suavizado é dado pela função 4.

$$Z_t^{(n)} = \text{mediana}(Z_{t-n}, Z_{t-n+1}, Z_{t+n}) \quad (4)$$

Onde $Z_t^{(n)}$ é o valor estimado da tendência no instante t e Z_{t-n} , Z_{t-n+1} , Z_{t+n} as observações anteriores ao instante t .

A mediana é mais indicada para aplicações de amostragem de sinais elétricos, pois são sinais com distribuições amostrais não homogêneas. Sua aplicação possui o intuito de diminuir os ruídos por meio de suavizações.

2.1.2 Indicadores Metrológicos

O Inmetro (2012) define a metrologia como ciência da medição e suas aplicações, abordando todos os aspectos teóricos e práticos de medição. A sua importância está atrelado, principalmente, a fatores como a colaboração para obtenção de produtos de maior qualidade com melhores níveis de produção e rendimento.

2.1.2.1 Termos e conceitos de metrologia

Mensurando: indicada pelo Inmetro (2012) como a grandeza que se pretende medir.

Erro: diferença entre o valor medido e um valor de referência de uma grandeza.

Variáveis de processo (VP): são grandezas relacionadas a estas, definidas pelo Inmetro (2012) como propriedades (físicas, químicas ou biológicas) de um corpo ou substância que podem ser expressas quantitativamente.

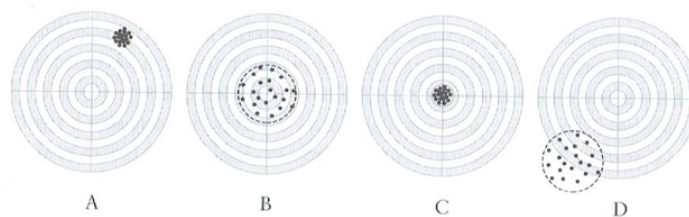
Incerteza de medição: baseado na definição do Inmetro (2012), é um parâmetro não negativo que representa a dispersão dos valores atribuídos a um mensurando. A sua determinação inclui componentes provenientes de efeitos sistemáticos, ou em vez disso, componentes de incerteza de medição associadas ao processo. Geralmente, engloba muitos componentes ligados a um dado conjunto de informações. Portanto, a incerteza de medição está associada a um determinado valor atribuído ao mensurando, uma modificação deste valor resulta numa modificação da incerteza associada.

Precisão de medição: o Inmetro (2012) define como sendo o grau de concordância entre indicações ou valores medidos, resultantes de repetitivas medições no mesmo objeto, sob condições especificadas. Precisão não está relacionada ao baixo erro.

Exatidão de medição: de acordo com o Inmetro (2012), é o grau de concordância entre um valor medido e um valor verdadeiro. A exatidão não é uma grandeza e não possui valor numérico, sendo determinada segundo classes relacionadas a percentuais do valor verdade. Exatidão está relacionada ao baixo erro.

Uma medição pode ser dita precisa quando possui grande repetibilidade, mas não exata a medida que se afasta do valor verdadeiro (Figura 1 - A). Assim como ser apontada como exata por possuir baixo erro, mas imprecisa por estar dispersa dentro de uma região de valores (Figura 1 - B). Exata e precisa por possuir baixo erro e grande repetibilidade (Figura 1 - C), e o oposto quando não exata e nem precisa (Figura 1 - D).

Figura 1 – Exemplificação da diferença entre exatidão e precisão



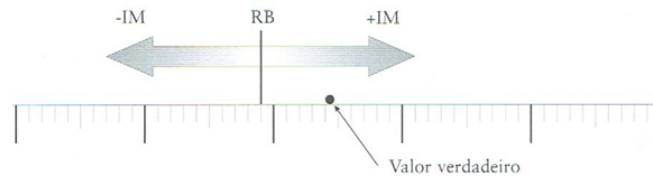
Fonte – Albertazzi e Souza (2008).

2.1.2.2 Resultado da medição

Nos sistemas, a medição é empregada no monitoramento e controle de processos ou fenômenos físicos. Porém, Albertazzi e Souza (2008) ressaltam que este procedimento envolve dois fatores importantes relacionados ao resultado da medição: o resultado base e a incerteza de

medição que são, respectivamente, informações elencadas na faixa de valores no qual o valor verdadeiro está contido (Figura 2).

Figura 2 – Representação do resultado da medição



Fonte – Albertazzi e Souza (2008).

Balbinot e Brusamarello (2010), sinalizam que a posição central desta faixa é a estimativa mais próxima que se acredita do valor verdadeiro mensurado, denominada resultado base. Enquanto que a incerteza de medição é a fração de dúvidas associadas à medição, como demonstrado na Equação 5:

$$RM = RB \pm IM \quad (5)$$

Onde RM é o resultado da medição, RB o resultado base e IM a incerteza da medição.

Critérios de arredondamento: durante o a execução dos cálculos devem ser utilizados o maior número de algarismos significativos possíveis. Entretanto, Albertazzi e Souza (2008) destacam que não há sentido em manter uma quantidade excessiva de dígitos na apresentação do resultado da medição. Logo, devem ser realizados três procedimentos no arredondamento, que são:

Regra de arredondamento 1: Se o algarismo precedente ao que será conservado for menor do que cinco, não haverá alteração no algarismo conservado.

Regra de arredondamento 2: Se o algarismo anterior for maior do que cinco, deverá ser somado +1 ao algarismo conservado.

Regra de arredondamento 3: Se o algarismo antecedente for igual a cinco, deve se considerar o algarismo conservado. Se esse for par, deverá ser mantido. Se for ímpar, deverá ser acrescido de uma unidade.

2.1.2.3 Resultado da medição com várias fontes de incerteza

O resultado final de um sistema com várias fontes de incerteza passa por determinar a contribuição sistemática de cada componente. O Inmetro (2008) destaca que, primeiramente, deve-se identificar todas as fontes de incertezas envolvidas no processo de medição e, posteriormente, seguir os respectivos passos para a determinação desse valor.

Incerteza padrão de cada fonte (u): trata-se da quantificação individual de incerteza de cada uma das fontes associada aos seus respectivos graus de liberdade. Podem seguir dois procedimentos: estatísticos e não estatísticos.

Procedimento estatístico (tipo A): é quando a incerteza padrão é estimada por meio de diversas N médias feitas ao longo das n observações, e com base nestas N médias se faz o cálculo do desvio padrão amostral. Equivalentemente pode se chegar a este mesmo resultado por meio da Equação 6.

$$u(\bar{x}) = \frac{u(x)}{\sqrt{n}} \quad (6)$$

Onde $u(\bar{x})$ é a incerteza padrão da média das " n " observações, $u(x)$ o desvio padrão amostral e n o número de amostras.

A Equação 7 se aplica, por exemplo, quando se usa um instrumento que nos fornece informação não amostral, por exemplo um voltímetro que mede 1000 amostras para calcular o nível DC e atualiza esse valor médio a cada segundo na tela.

Procedimento não estatístico (tipo B): em situações em que a determinação da incerteza padrão não é prática, ou então possível, é dito que o procedimento é não-estatístico. Portanto, as informações são muitas vezes retiradas de especificações técnicas dos sistemas de medições. Albertazzi e Souza (2008), citam que a determinação dessas incertezas passa pelo tipo de distribuição de probabilidades a qual elas estão relacionadas.

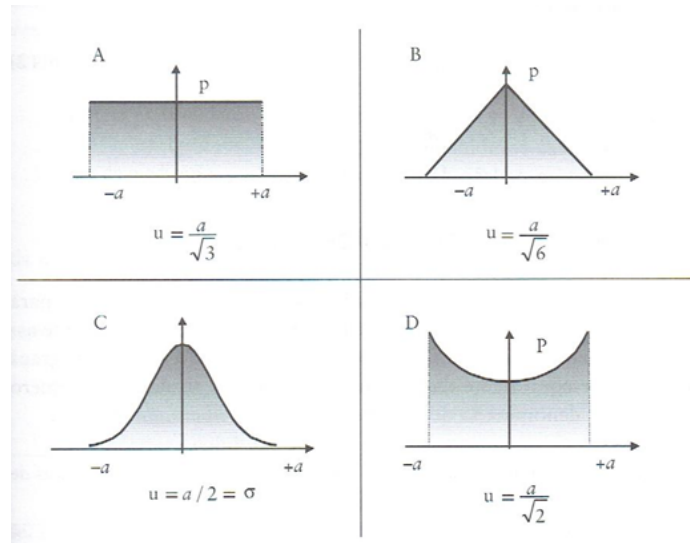
A título de exemplo, a resolução de indicadores digitais (u_R) são geralmente atribuídas as distribuições retangulares, dadas pela Equação 7.

$$u_R = \frac{\text{Resolucao}}{2\sqrt{3}} \quad (7)$$

Onde u_R é a incerteza padrão calculada, *Resolução* a resolução indicada pelo equipamento e $\sqrt{3}$ o divisor relacionado a distribuição em retangular.

O Inmetro (2008) evidencia a existência de outras distribuições utilizadas, e que é comum existir poucas informações para determinar o padrão de distribuição. Assim, como margem de segurança é comum adotar a distribuição retangular para esses sistemas. Albertazzi e Souza (2008), apontam as equações para os cálculos das incertezas (Figura 3): retangular (A), triangular (B), normal (C) e "U"(D).

Figura 3 – Incertezas padrão para distribuições de probabilidades diversas



Fonte – Albertazzi e Souza (2008).

Incerteza combinada (u_c): definida como sendo o desvio resultante da combinação das fontes de incertezas do processo de medição. Descrita pela Equação 8.

$$u_c = \sqrt{\sum_{i=1}^n u_i^2} \quad (8)$$

Onde u_c é a incerteza combinada e u_i as incertezas de cada fonte.

Número de graus de liberdade efetivos (V_{ef}): é o número de graus de liberdade que diz respeito à incerteza combinada. Calculada a partir da equação de *Welch-Satterthwaite*:

$$V_{ef} = \frac{u_c^4}{\sum_{i=1}^n \frac{u_i^4}{V_i}} \quad (9)$$

Onde V_{ef} é o número de graus de liberdade efetivo, u_c a incerteza combinada, u_i e V_i são, respectivamente, as incertezas e graus de liberdade de cada fonte.

Incerteza expandida (U): trata-se da faixa onde encontra-se a componente aleatória de erro para um processo de medição, contando com uma probabilidade de 95%. Demonstrada pela Equação 10.

$$U = t_s * u_c \quad (10)$$

Onde U é a incerteza expandida, t_s o coeficiente de *Student* relacionado ao número de graus de liberdade efetivos, e u_c a incerteza combinada.

Os coeficientes de t de *Student* utilizados neste trabalho serão para probabilidade de 95%, conforme descritos no Anexo A.

2.2 Laço de Corrente

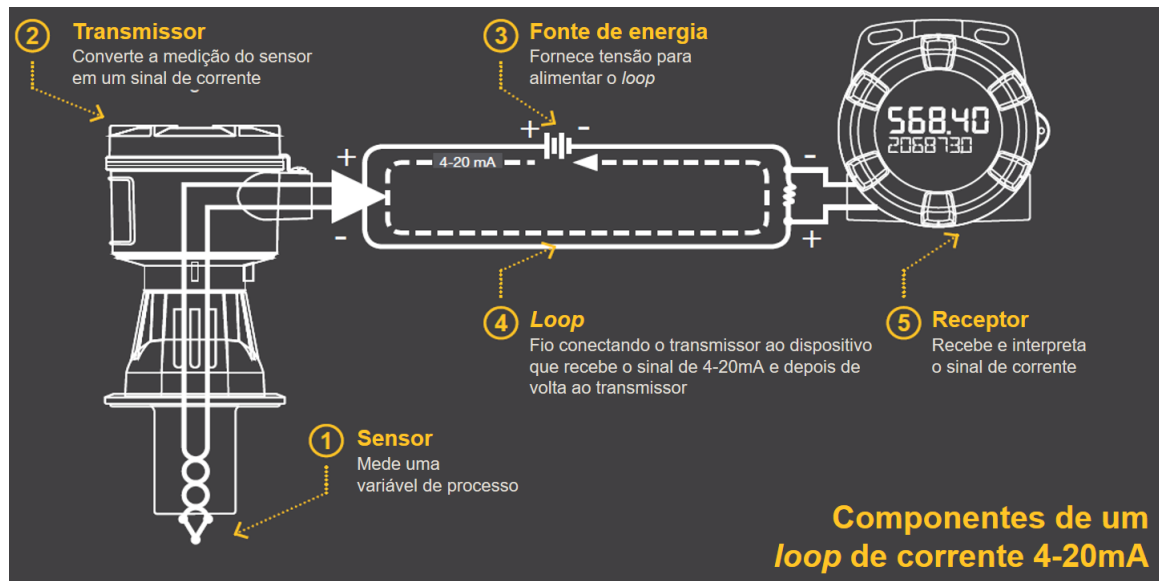
A origem dos laços de corrente (*loops*) já está presente nos primórdios da instrumentação eletroeletrônica. Como citado por Bega (2011), os primeiros instrumentos apenas realizavam leitura e o controle era manual. No entanto, a evolução dos sistemas de controle requisitou a necessidade da transmissão dos sinais de campo.

O uso de *loops* de corrente em sistemas de instrumentação para transmissão de sinais origina-se na década de 60, sendo ainda hoje uma das técnicas mais presentes na indústria. O princípio de funcionamento do *loop* conforme Paonessa e Mcduffee (2018), é equivalente a um circuito em que existe uma fonte de corrente proporcional a grandeza a ser medida, em que quaisquer cargas em série não afetam o valor de corrente, para certos limites o sistema se torna imune a ruídos ou interferências no laço. Esse é um dos motivos pelos quais os *loops* de corrente são um sistema tão consolidado.

Está agregada a ele alta confiabilidade do valor de resposta e, como citado por Paonessa e Mcduffee (2018), relativamente independente de componentes como conexões e fonte de tensão para determinadas condições. O que torna o protocolo um padrão dominante na indústria é o fato dele ser simples de conectar e configurar, sendo utilizado até para longas distâncias. É também menos sensível ao *background electrical noise* e relativamente trivial para se detectar falhas na transmissão. Atualmente, o sinal de corrente de 4 a 20 mA tem sido o padrão nos transmissores que operam em laço de corrente. No entanto, segundo Bega (2011), já se tentou introduzir um padrão diferente, como 10 a 50mA e em alguns países utiliza-se o padrão 0 a 20 mA, como por exemplo, na Alemanha.

Contudo, o padrão 0 a 20 mA não é adaptável para transmissores de dois fios, bem como a detecção de falhas via diferenciação entre um valor de início de escala (0 mA) e uma falha do transmissor. Além disso, Cassiolato (2009) ressalta também sobre a criação do protocolo HART (*Highway Addressable Remote Transducer*) em 1989, um protocolo digital desenvolvido para trafegar em cima do sinal analógico de 4-20 mA, aumentando as capacidades do equipamento. É observável a dominância do uso desse padrão de transmissores, como também diversos estudos para melhorias deste. Todavia, o *loop* de corrente é formado por cinco elementos, como demonstrado na figura 4:

Figura 4 – Componentes de um Loop de Corrente 4-20 mA



Fonte – Adaptado de Paonessa e Mcduffee (2018).

Sensor/Transdutor (1): segundo o Inmetro (2012), sensor é o elemento que é diretamente afetado por um fenômeno, corpo ou substância que contém a grandeza a ser medida. De acordo com Balbinot e Brusamarello (2010), em alguns campos de aplicações o sensor também é denominado como detector. Em qualquer sensor há transferência de energia entre este e o objeto medido. Não obstante, os sensores podem ser passivos: não requerem alimentação externa ou então são ativos, ou seja, em que necessitam de alimentação. Há ainda o elemento transdutor que consoante ao Inmetro (2012), é um dispositivo que fornece uma grandeza de saída segundo uma relação especificada com uma grandeza de entrada. Estes dispositivos são parte fundamental dos *loops* de corrente e estão diretamente ligados ao transmissor.

Transmissor (2): conforme definido por Bega (2011), os transmissores são responsáveis por converterem o sinal oriundo de um sensor ou transdutor em um padrão de sinais para ser enviado à distância. Além disso, muitas vezes compreendem outras funções de tratamento de sinais como filtragem e linearização. Sendo o principal elemento dos laços de corrente, pois são os geradores do padrão 4 a 20 mA segundo o sinal oriundo. Ademais, alguns transmissores podem possuir outras funções, como por exemplo, indicação no local.

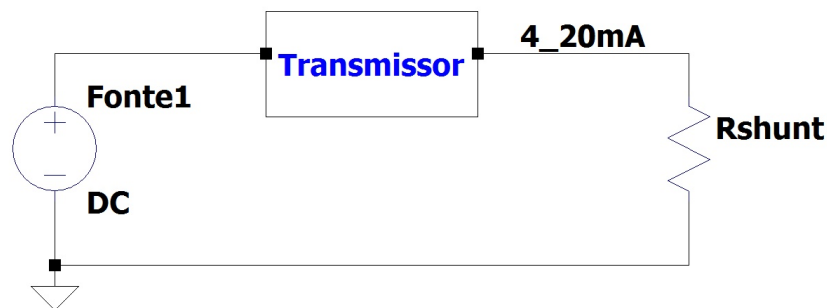
Alimentação (3): a alimentação do *loop* é decorrente de fontes de tensão independentes. Alexander e Sadiku (2013) relatam esse componente de circuito como sendo elemento ativo que fornece uma tensão ou corrente de forma independente de outros elementos. Geralmente, para alimentação dos transmissores as fontes são DC, porém o uso de fontes AC também pode suceder. Todavia, para um caso específico.

A ligação da fonte de alimentação e do sinal de 4 a 20 mA pode ser de três formas,

respectivamente:

Ligação a dois fios: a alimentação é provida via o próprio condutor do sinal de 4 a 20 mA (Figura 5). Os padrões de tensão são nominalmente 24 V, podendo operar em mais faixas, como por exemplo, 9 e 12 V. Mas, segundo ressaltado por Bega (2011), a impedância dos receptores somada ao dos condutores não deve ultrapassar um valor máximo especificado pelos fabricantes dos transmissores, pois poderá afetar na resposta. Paonessa e Mcduffee (2018) citam que a fonte deve ser pelo menos 10% maior que a queda de tensão total dos componentes conectados no *loop* como, por exemplo, transmissor, receptor e cabos.

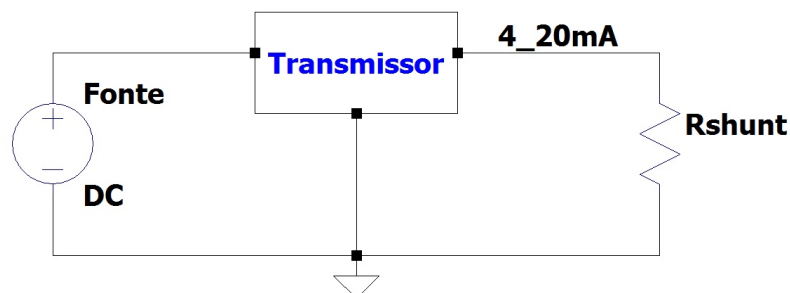
Figura 5 – Ligação a dois fios



Fonte – Desenvolvido pelo autor.

Ligação a três fios: nesta disposição, o transmissor é alimentado de forma semelhante a dois fios. Duas das ligações são os sinais de alimentação da fonte e a terceira conexão, o sinal de corrente, sendo o terra comum entre fonte e este (Figura 6). Como relata Bega (2011), essa configuração se aplica a alguns transmissores que requerem mais potência do que a fornecida pelo sistema a dois fios.

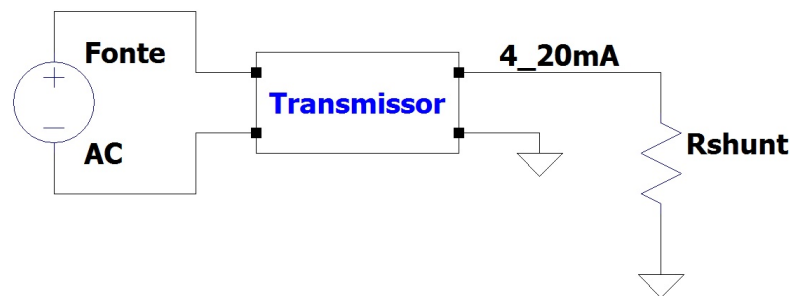
Figura 6 – Ligação a três fios



Fonte – Desenvolvido pelo autor.

Ligação a quatro fios: nesta configuração, o transmissor é alimentado por tensão de rede, por exemplo, 110 e 220 V, enquanto o sinal de corrente é transmitido por um par de fios independente (Figura 7). Segundo Bega (2011), ainda existem transmissores alimentados a quatro fios, mas seu uso está atrelado a transmissores que requerem potências mais elevadas. Por este fato, possui algumas desvantagens relacionadas ao custo de instalação e segurança, devido aos níveis de tensão.

Figura 7 – Ligação a quatro fios



Fonte – Desenvolvido pelo autor.

Loop (4): o laço trata-se das conexões entre os componentes, exatamente os fios. De modo geral, no dimensionamento dos condutores considera-se a corrente que passará por estes e a tensão. A não ser que seja mencionado pelo fabricante, não se dá importância para o valor da resistência dos condutores para pequenas distâncias, mesmo sabendo-se que existe uma queda de tensão intrínseca aos condutores. Paonessa e Mcduffee (2018) relatam que para distâncias acima de 1000 ft, aproximadamente 304 m, a resistência pode ser uma quantidade significativa, dependendo da espessura do fio. Alexander e Sadiku (2013) retratam a Lei de Ohm, demonstrada pela Equação 11.

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (11)$$

Onde R é a resistência; ρ , a resistividade específica do condutor; L a largura do condutor e A a área da seção transversal.

Porém, como relatado por Doebelin (2007), a transmissão a distâncias superiores a 7000 ft, cerca de 2134 m, deve-se considerar a modelagem do condutor, em que se considera as propriedades de resistência, indutância e capacitância dos condutores.

Receptor (5): o último elemento do *loop* consiste no receptor, um elemento tanto quanto variável, pois este pode ser, por exemplo, um equipamento com visor, um microcontrolador, um controlador lógico programável ou até mesmo um computador em uma central de controle. Isto está associado diretamente ao nível de automação da planta no qual se encontra o processo.

Porém, como ressaltado por Paonessa e Mcduffee (2018), a função do receptor é receber e interpretar o sinal oriundo do transmissor, realizando funções como a conversão do sinal de corrente para as unidades do processo (como por exemplo, temperatura ou nível de um tanque). Também é sua função indicar em um visor, para o usuário, até mesmo pequenos processamentos anteriores à unidade central de controle.

Apesar de não ser parte fundamental, muitos *loops* possuem um amplificador operacional na configuração de seguidor de tensão (Subseção 2.3). Além disso, o resistor de *shunt* é parte indispensável, este nada mais é do que uma resistência ligada em série no *loop* que serve para converter o sinal de corrente em tensão, dimensionado segundo a Equação 12.

$$R = \frac{V_{ADC_{max}}}{A_{max}} \quad (12)$$

Onde R é o valor de resistência do *shunt*; $V_{ADC_{max}}$, a máxima tensão de entrada do receptor e A_{max} a máxima corrente que circulará pelo resistor, tipicamente 20 mA.

Um fator importante associado ao resistor de shunt é quanto à máxima potência suportada por ele. O dimensionamento deve ser superior ao produto entre a máxima tensão que passará por ele e a máxima corrente, tendo em vista a Equação da potência que é dada como, $P = VI$.

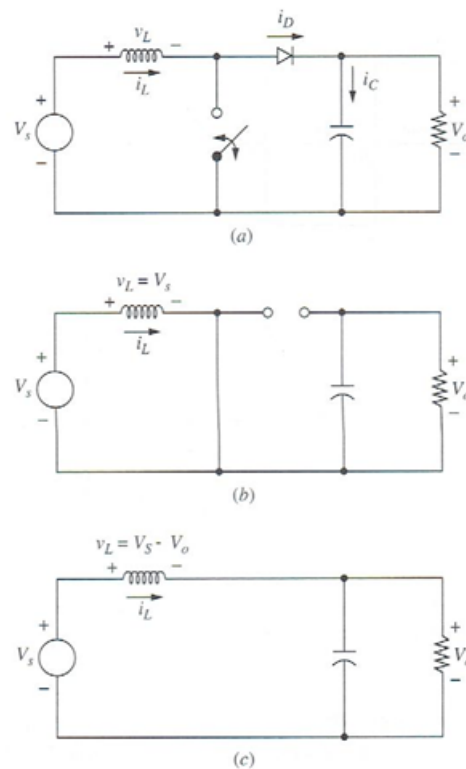
2.3 Elementos de instrumentação eletrônica

A instrumentação está relacionada a utilização de recursos e ferramentas eletroeletrônicas em técnicas para Equação de instrumentos de medição, transmissão, indicação, registro e controle de variáveis físicas em equipamentos nos processos industriais.

2.3.1 Boost

Os circuitos *boost* são uma topologia de circuito que visa a elevação de um nível de tensão. Ou seja, a tensão de saída é maior que a tensão de entrada ($V_{out} > V_{in}$). Utiliza de três componentes básicos: um indutor, um diodo e um elemento de chaveamento, como um transistor (Figura 8 - A).

Segundo Martins e Barbi (2011), o funcionamento simplificado do circuito é: primeiramente, o diodo atua isolando a carga, pois não está polarizado, logo o transistor é chaveado e então uma corrente i_L circula pelo indutor (Figura 8 - B), armazenando energia no componente. Em seguida, o transistor é aberto para evitar a saturação do indutor pela corrente que está circulando, entregando assim a energia armazenada para a saída (Figura 8 - C). Novamente o transistor é chaveado e o ciclo se repete.

Figura 8 – Funcionamento do circuito *boost*

Fonte – Hart (2012).

Comercialmente, existem três tipos de circuitos integrados, que são: com indutor integrado, com chaveamento integrado e chaveamento externo.

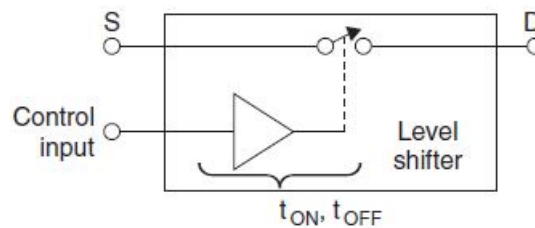
2.3.2 Chaves analógicas

Como relatado por Hank Zumbahlen (2008), é um componente essencial em projeto de sistemas eletrônicos que exigem a capacidade de controlar e selecionar o fluxo de um sinal analógico.

Atualmente, baseado na tecnologia CMOS, existem muitas variedades de configurações para atender quase todas as aplicações, como por exemplo, resistências inferiores a $0,5\ \Omega$ em modo *ON*, larguras de banda de sinal superiores a 1 GHz, operação em diversos níveis de alimentação e múltiplas chaves integradas (também chamado de polos).

O componente ideal não possui resistência em modo *ON*, impedância infinita em modo *OFF*, nenhum atraso de tempo e capacidade de chavear quaisquer níveis de tensão. No entanto, os circuitos integrados existentes (Figura 9) possuem uma resistência em estado *ON*, geralmente na ordem de $1\ \Omega$, enquanto em estado *OFF*, a resistência passa para centenas de $M\Omega$. Outra característica das chaves são os atrasos t_{ON} e t_{OFF} , que representam o atraso de propagação do sinal de controle para acionamento da operação de chaveamento.

Figura 9 – Diagrama de uma chave analógica



Fonte – Hank Zumbahlen (2008).

2.3.3 Microcontroladores e seus periféricos

Microcontroladores são dispositivos eletrônicos desenvolvidos para diversas aplicações, como por exemplo, sistemas de controle e aquisição de dados. De maneira geral, são interfaceados com outros periféricos como conversores analógicos digitais (*ADC*) e conversores digitais analógicos (*DAC*), interfaces de comunicação (*SPI*, *I2C*) entre outros. Por isto, os microcontroladores ganharam inúmeras aplicações.

2.3.3.1 *GPIO*

Como comentado anteriormente, os microcontroladores são conectados a diversos periféricos, os quais trabalham com sinais de entradas e saídas. De acordo com Brown (2016), os *GPIO*, *General Purpose Input/Output*, são pinos programáveis de entrada e saída empregados no interfaceamento entre o microcontrolador e os periféricos.

2.3.3.2 *Timmer*

O *timmer* é um recurso de *hardware* presente em muitos microcontroladores que permite a contagem de tempo. Groover (2011), lembra que sua função é muito importante para diversas aplicações, como por exemplo, a modulação por largura de pulso e a geração de sinais.

2.4 *Energy Harvesting*

Usualmente, todos os circuitos eletroeletrônicos possuem um componente em comum. Trata-se das fontes de alimentação cuja função é fornecer energia para o circuito. Alexander e Sadiku (2013) lembram a energia como sendo a capacidade de realizar trabalho e, quando relacionada a potência temos a energia consumida ou absorvida por um elemento em um intervalo de tempo. Definida pela Equação 13 como sendo:

$$E = \int_{t_0}^t p(t)dt \therefore E = \int_{t_0}^t v(t)i(t)dt \quad (13)$$

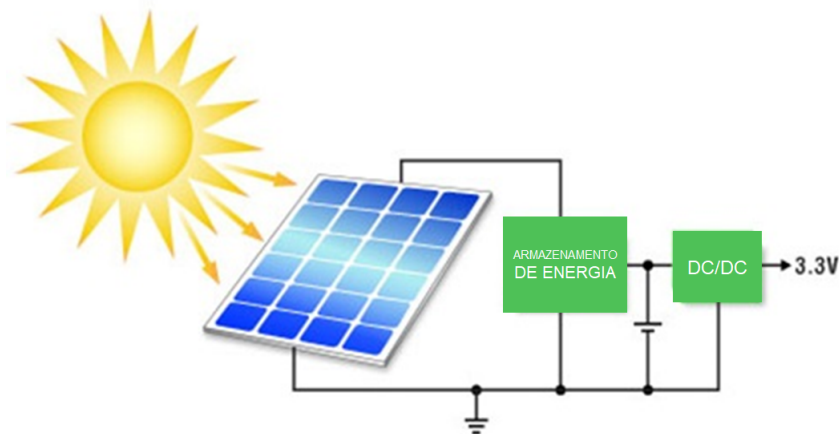
Onde E é a energia; $p(t)$, a função da potência no tempo; $v(t)$ e $i(t)$ são, respectivamente, a função temporal da tensão e corrente.

Energy Harvesting, (do inglês: colheita de energia), é uma técnica aplicada a uma ampla variedade de microssistemas. A alimentação desses sistemas é oriunda da transformação de uma determinada energia disponível no ambiente em energia elétrica, como por exemplo, conversão de energia solar para elétrica via um painel solar (Figura 10).

Harb (2011) cita algumas aplicações, como por exemplo, sensores sem fio, implantes biomédicos, dispositivos de monitoramento militar, instrumentação embutida e até estações meteorológicas remotas. De modo geral, a colheita de energia em macro escala já é realizada a muito tempo, tendo em vista por exemplo, os moinhos de vento e de água.

Harb (2011) também ressalta que os progressos da microeletrônica possibilitaram a origem de sistemas de baixo consumo (*low power*), resultando também no avanço de dispositivos geradores de microenergia.

Figura 10 – Exemplo de um *energy harvesting* com painel solar



Fonte – Adaptado de Barcelo (2017).

Existem, no entanto, diversas topologias para EHSs (*Energy Harvesting Systems*), cujas fontes podem ser das mais variadas formas, a título de exemplo, temos energia oriunda de movimento e vibração (energia mecânica), eletromagnética (RF), térmica, gradientes de pressão, micro fluxo de água, biológico, solar e luz.

Pimentel e Musilek (2010) mencionam que algumas fontes tem comportamento constante e previsível e outras até mesmo comportamento estocástica. Características como periodicidade, sinal de saída (corrente contínua ou alternada) e densidade são alguns pontos. A Tabela 1 apresentada por Pimentel e Musilek (2010) relaciona algumas fontes e as suas respectivas quantidades de energia por unidade de volume (*power density*).

Tabela 1 – Densidade de energia para os *energy harvesting* mais comuns

Fonte	Densidade
Solar (externo)	15 mW/cm ²
Solar (interno)	10 μW/cm ²
Temperatura (Gradiente de 5°C)	40 μW/cm ²
Energia Humana	330 μW/cm ³
Fluxo de ar (5 m/s)	380 μW/cm ³
Vibração	200 μW/cm ³
Ruído acústico (100 dB)	960 nW/cm ³

Fonte – Adaptado de Pimentel e Musilek (2010).

Outros componentes comuns nos EHSs são os MPPT (Rastreamento do Máximo Ponto de Potência), elementos de armazenamento de energia, como supercapacitores e circuitos de conversores *DC/DC*.

Simplificadamente, a energia gerada por um *harvesting* (E_H) é dada como sendo:

$$E_H = P_{harvesting} * t \quad (14)$$

Onde E_H é a quantidade de energia gerada; $P_{harvesting}$, a potência fornecida pelo *harvesting* e t o intervalo de tempo.

Para efeitos de dimensionamento, por exemplo, pode ser considerado que intervalo de tempo necessário para um EHS atingir um nível de energia para alimentar um sensor, considerando $E_H = E_L$, é dado pela Equação 15

$$t_L = \frac{E_L}{P_{harvesting}} \quad (15)$$

Onde t_L é o intervalo entre leituras, E_L a energia mínima para uma leitura e $P_{harvesting}$ a potência fornecida pelo *harvesting*.

2.5 Trabalhos correlatos

Esta seção apresenta os artigos que norteiam as questões que esse trabalho propõe responder. Está dividida em dois principais temas pesquisados, que são: redes de sensores sem fio (WSN) e a subárea de *energy harvesting* aplicados a WSNs.

2.5.1 Redes de sensores sem fio

Do inglês, *Wireless Sensor Networks* (WSNs), compreende a área de estudo e desenvolvimento de sensores para aplicações *wireless*. Os quais podem ser usados em locais de difícil acesso e até mesmo perigosos.

Rademacher et al. (2015), projetaram um sensor *node* (WSN) chamado *SniffNode* (Figura 11), de baixo custo e alta eficiência energética para medir gases, temperatura e umidade, baseando-se no uso de sensores de baixo custo e baixo consumo. Criando também, um sistema de localização do posicionamento relativo dos sensores. O sensor, no entanto, não conta com um sistema de *energy harvesting*, possui uma bateria que necessita ser trocada periodicamente.

Figura 11 – WSN *SniffNode*



Fonte – Rademacher et al. (2015).

Já os autores Sasaki e Ueda (2007), ressaltam que na época, embora já existiam muitos estudos sobre WSN, não haviam demonstrações de usos práticos. Os autores concentraram-se, então, no desenvolvimento de um sensor *node* (Figura 12) para monitoramento de sensores com a justificativa de evitar a maior utilização de fiação, concentrando-se em especial nos transmissores que operam com saída de corrente de 4 a 20mA.

Inicialmente, os autores propuseram construir o sensor *node* para trabalhar com baixo consumo, chamada por eles de dispositivos de função reduzida (RFD). O *node* seria alimentado por meios auto sustentáveis, baterias ou pela próprio *loop* de corrente. No entanto, mudaram de ideia e, conforme ressaltado por eles, um dos principais problemas ao usar transmissores 4 a 20 mA é que ele consome muita energia, requisitando geralmente uma tensão de alimentação de 24 V e consumindo uma corrente máxima de 20 mA.

Figura 12 – Sensor *node* de UV e micro partícula

Fonte – Sasaki e Ueda (2007).

Então, mudaram a concepção e alimentaram o *node* com a rede elétrica, obtendo os seguintes resultados para a topologia proposta (Tabela 2).

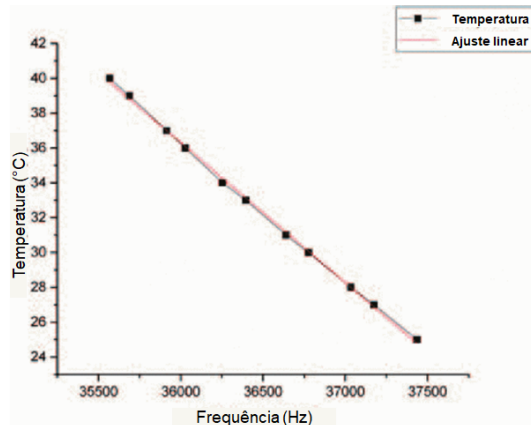
Tabela 2 – Especificações do WSN desenvolvido pelos autores Sasaki e Ueda.

Rádio	IEEE 802.15.4 [1], 2.4GHz, 16ch., 1mW
Número de nós	Gateway : 1 Sensor : 20 max Sensor + Relay : 40 max
Entrada	4-20 mA
Intervalo entre medidas	2 s
Dimensão	90 x 170 x 33mm
Alimentação	5 V, 40 mA (via conector USB)

Fonte – Adaptado de Sasaki e Ueda (2007).

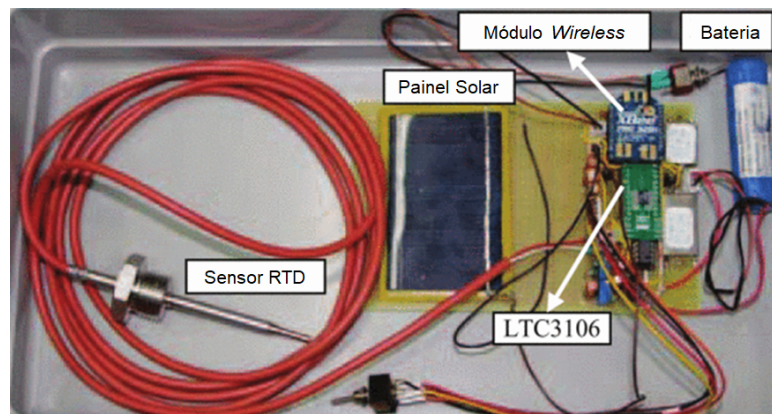
2.5.2 *Energy Harvesting* aplicados a WSN

Praveen, Pudipeddi e Sivaramakrishna (2016), realizaram o dimensionamento de um EHS para um sistema de WSN. Os autores propuseram trabalhar com uma termorresistência (RTD) para medição de temperatura. Para otimização do consumo de energia, o RTD foi utilizado como parte de um circuito oscilador RC e, conforme constatado pelos autores, existe uma relação linear entre a frequência de pulsos e a variação de temperatura (Figura 14).

Figura 13 – Curva de temperatura *versus* frequência do WSN desenvolvido.

Fonte – Praveen, Pudipeddi e Sivaramakrishna (2016).

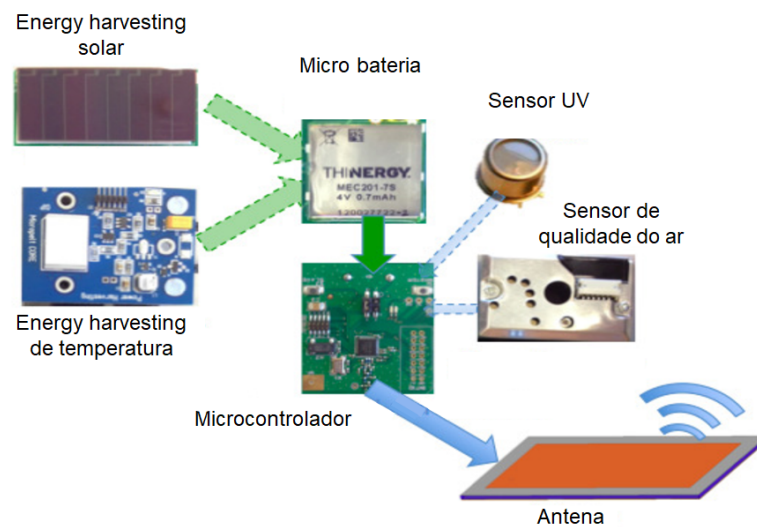
Os autores, primeiramente, estimaram o consumo do sistema proposto e chegaram a um EHS composto por um painel solar, uma bateria e o circuito integrado LTC3106 da *Linear Technology*, um *buck-boost* para regular a tensão do painel e alimentar o sistema. Além disso, testaram o intervalo ideal entre medidas para o EHS em questão.

Figura 14 – WSN para um RTD com o uso de *energy harvesting*

Fonte – Adaptado de Praveen, Pudipeddi e Sivaramakrishna (2016).

Pievanelli et al. (2013), desenvolveram uma plataforma móvel de sensores sem fio para proteção de trabalhadores do setor de construção (Figura 15). Como prova de conceito, os autores utilizaram placas de desenvolvimento AMB8420 para transmissão de dados e sensores de raios ultravioleta (UV) e micro partículas de poeira. Como conclusão, os autores chegaram ao desenvolvimento do sensor sem fio compacto, vestível, lavável, ergonômico e de baixo custo.

Figura 15 – Sensor *node* de UV e micro partícula



Fonte – Adaptado de Pievanelli et al. (2013).

De maneira geral, os trabalhos correlatos serviram para apontar uma direção do que já foi desenvolvido e as lacunas que existem para o tema proposto. O trabalho dos autores Sasaki e Ueda (2007) é o mais próximo desenvolvido. Os autores ressaltam o principal objetivo desse documento: existe a possibilidade de alimentar transmissores de 4-20 mA com pouca energia ao ponto de ser possível a utilização de *energy harvesting*?

Tabela 3 – Resumo dos trabalhos correlatos.

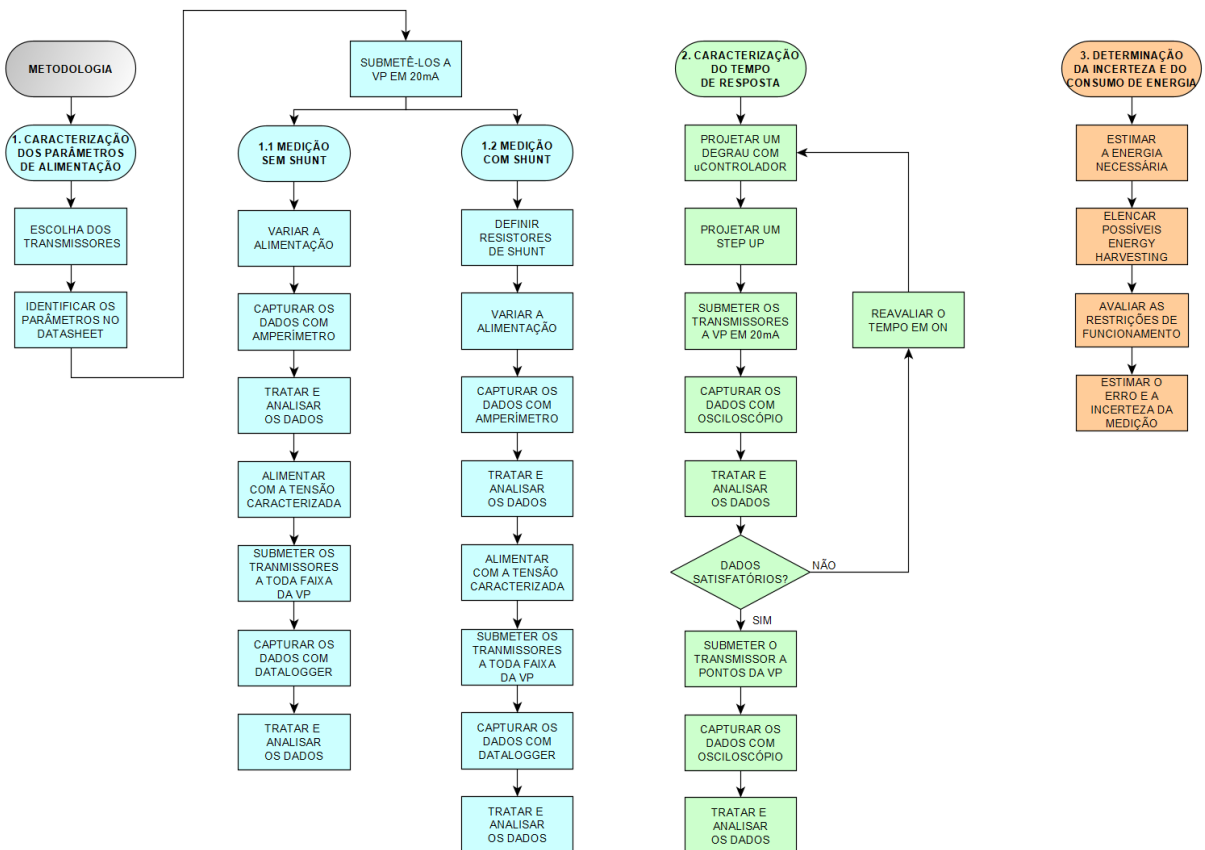
Autores	Título	Correlação
Rademacher et al. (2015)	<i>Sensor network with energy efficient and low-cost gas sensor nodes for the detection of hazardous substances in the event of a disaster.</i>	WSN de baixo consumo
Sasaki e Ueda (2007)	<i>Design and Deployment of Wireless Monitoring System for 4-20 mA Current Loop Sensors.</i>	WSN aplicado a transmissores de 4-20 mA
Praveen, Pudipeddi e Sivaramakrishna (2016)	<i>Design, development and analysis of energy harvesting system for wireless pulsating sensors.</i>	Dimensionamento de energy harvesting para WSN
Pievanelli et al. (2013)	<i>Dynamic wireless sensor networks for real time safeguard of workers exposed to physical agents in constructions sites.</i>	Desenvolvimento de <i>node</i> com a utilização de <i>energy harvesting</i>

Fonte – Elaborado pelo Autor.

3 METODOLOGIA

A metodologia do presente trabalho divide-se em três principais partes (Figura 16). A primeira, é a etapa de caracterização dos parâmetros de alimentação do transmissor que inclui a metodologia adotada para o levantamento dos parâmetros e a escolha dos equipamentos e componentes. Na segunda etapa, ocorrerá a caracterização para o regime transiente do transmissor, obtendo o tempo necessário para uma leitura. E, por fim, a terceira etapa que consiste em determinar a incerteza de medição, estimar a energia para realização das leituras e a avaliação das restrições de funcionamento.

Figura 16 – Fluxograma da metodologia proposta.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

3.1 Caracterização dos parâmetros de alimentação

Os transmissores foram idealizados para trabalhar a longas distâncias e este fato faz com que os fabricantes os projetem considerando os efeitos de condutores tão longos. Assim, a tensão dimensionada para alimentação dos seus circuitos é, muitas vezes, superior a tensão mínima de funcionamento. Esta etapa da metodologia tenciona propor um método para levantar o menor valor de funcionamento.

Inicialmente, deve-se escolher o transmissor para caracterização. A sua escolha está atrelada aos critérios de disponibilidade de duas peças idênticas e a facilidade de manipulação da variável de processo em questão.

Um transmissor será chamado de transmissor de referência e o outro de transmissor em teste. Seguidamente, identificam-se informações importantes no manual dos transmissores, entre as quais: a faixa de tensão de alimentação, valores sugeridos para o resistor de *shunt* e tempo de resposta, faixa de medição, temperatura de operação, exatidão e modo de operação em erro.

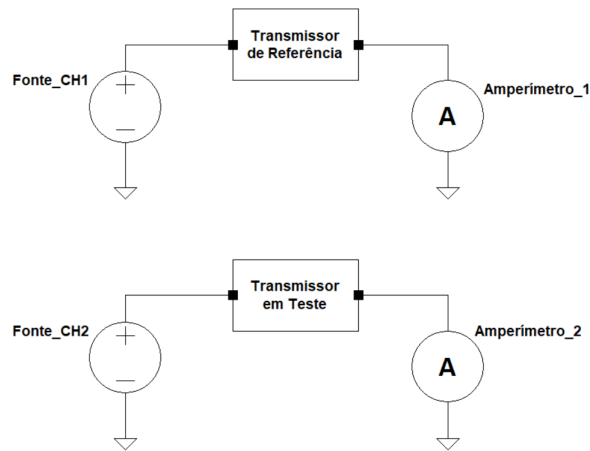
Posteriormente, monta-se o cenário para caracterização. Entende-se que a maior potência requisitada pelo transmissor ocorrerá no seu fundo de escala, isto é, quando a variável de processo suscitar a sua máxima resposta, que é de 20mA.

Então, ambos os transmissores serão submetidos a essa variável de processo na condição de fundo de escala. O transmissor de referência servirá como orientação para o valor de resposta esperado, ao passo que o transmissor em teste terá sua alimentação variada objetivando identificar as menores tensões com que o transmissor ainda responde com erros aceitáveis. A captura dos dados será realizada de duas maneiras diferentes, destinando-se compreender os efeitos nas respostas dos transmissores quando sujeitos a essas situações.

3.1.1 Medição sem resistor de shunt

Nesta configuração (Figura 17), o transmissor de referência será alimentado por uma fonte de tensão ajustada para o menor valor indicado pelo fabricante em seu manual e a sua resposta de corrente será medida com um amperímetro. O transmissor em teste será alimentado por outro canal da fonte. Sua alimentação iniciará do menor valor indicado pelo fabricante e será gradativamente reduzida. A sua corrente será medida por um segundo amperímetro. A diminuição da alimentação acontecerá até a resposta apresentar grandes diferenças quando comparado a referência.

Figura 17 – Esquema de medição sem resistor de shunt.



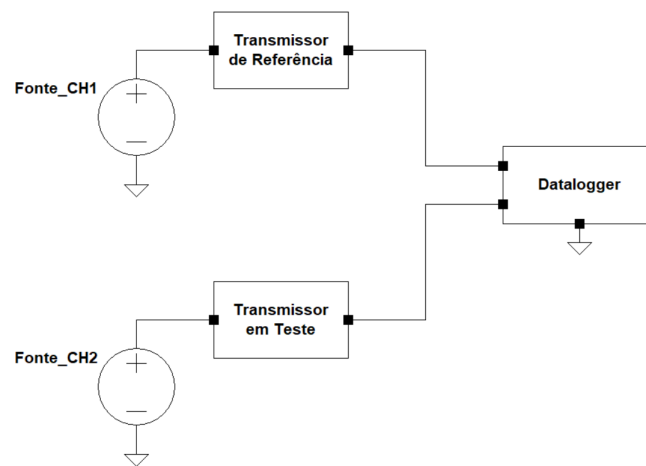
Fonte – Elaborado pelo Autor.

Conclusivamente, a análise dos dados concentra-se na comparação direta das respostas dos transmissores, ou seja, a resposta de corrente. Não havendo nenhum outro elemento que poderá provocar quaisquer efeitos.

Os dados serão, então, tratados e analisados. O tratamento consistirá em identificar e eliminar possíveis ruídos nos dados, isto é, quaisquer conjunto de dados que, aparentemente, são inconsistentes com o restante dos dados existentes. A análise envolverá determinar o erro relativo entre a referência e o teste. Elaborando, por fim, a curva do erro relativo diante da variação de tensão.

Portanto, ter-se-á condições de apontar a menor tensão com que o transmissor em teste pode ser alimentado. Esse valor será utilizado em todos os subsequentes testes.

A fim de validar esse nível de tensão caracterizado, os transmissores serão submetidos a sua faixa de medição. Esta configuração (Figura 18) contará com o transmissor de referência novamente alimentado com o menor valor indicado pelo fabricante. O transmissor em teste será alimentado pelo outro canal da fonte, ajustada para a tensão determinada anteriormente. Ambos terão suas saídas ligadas a um *datalogger* que capturará os dados enquanto a variável de processo é alterada.

Figura 18 – Esquema de medição com *datalogger* e sem resistor de shunt.

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Após, os dados passarão pelo tratamento e análise. O tratamento novamente consistirá em identificar e eliminar possíveis ruídos. A análise compreenderá em calcular o erro relativo entre a referência e o teste, além de gerar a curva do erro relativo com o valor da medida de referência.

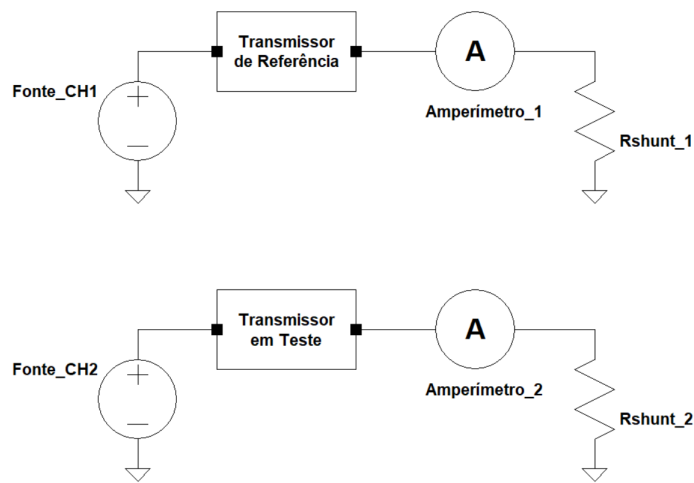
Assim, pode-se analisar se a tensão caracterizada mantém um erro dentro de um limite aceitável.

3.1.2 Medição com resistor de shunt

Nesta configuração (Figura 19), o transmissor de referência será alimentado por um canal da fonte de alimentação e o valor de tensão será o menor indicado pelo fabricante. O transmissor em teste terá outro canal da fonte para variação de sua alimentação. Cada transmissor terá um amperímetro ligado a sua saída para medição de corrente, e um resistor de *shunt* cada. Esses resistores deverão ser iguais, porém com a devida atenção a tolerância dos valores.

A alimentação do transmissor dependerá dos valores indicados pelo fabricante, por exemplo, para um resistor de 100Ω o fabricante pode recomendar a tensão mínima de 10V. Como outrora, a alimentação do transmissor será gradativamente diminuída até a resposta apresentar grandes diferenças de valores.

Figura 19 – Esquema de medição com resistor de shunt.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

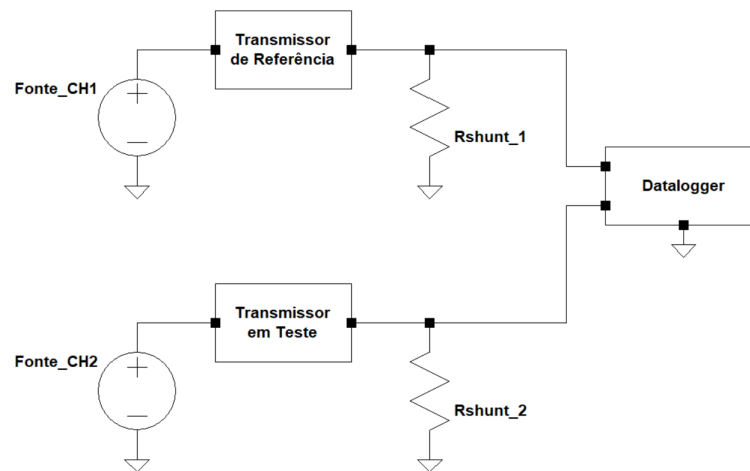
Apesar da resposta dos transmissores ser um sinal de corrente, a aplicação mais encontrada na indústria é com a presença dos resistores de *shunt*. Porém, é evidente que eles consomem determinada quantidade de energia, atuando como cargas para os transmissores. Assim, essa configuração propõe identificar os possíveis efeitos da presença do *shunt* quando comparado à configuração anterior (ver seção 3.1.1).

Devido a este fato, esse procedimento deverá ser repetido para, pelo menos, dois valores diferentes de resistores de *shunt*.

Semelhantemente aos itens anteriores, os dados serão tratados e analisados. O tratamento consistirá na identificação e eliminação de ruídos nos dados. Já a análise consistirá na determinação do erro relativo e a curva destes valores de erro pela variação da tensão de alimentação.

Por conseguinte, haverá condições de se indicar a menor tensão com que o transmissor pode ser alimentado para cada resistor de *shunt* utilizado. Logo, um valor de *shunt* deverá ser definido para as etapas seguintes, bem como o nível de tensão.

Para ratificar o funcionamento do transmissor com essa tensão, ambos os transmissores serão sujeitados a sua faixa de medição. Nesta configuração (Figura 20) a referência será alimentada com o menor valor indicado pelo fabricante para o *shunt* escolhido. Enquanto, o transmissor em teste pela tensão caracterizada. Os dois terão suas saídas conectadas ao *datalogger* para registro dos dados.

Figura 20 – Esquema de medição com *datalogger* e com resistor de shunt.

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Mais uma vez, os dados serão tratados e analisados. Como já relatado, o tratamento resumir-se-á na identificação e eliminação de dados ruidosos. A análise, na estimativa do erro relativo. Reproduzindo também a curva do erro relativo com a medida de referência.

Desta maneira, pode-se concluir se há grande magnitude de erro na resposta do transmissor.

3.1.3 Materiais utilizados

Para realização desse procedimento, os itens que serão utilizados para medições são descritos na Tabela 5.

Tabela 4 – Equipamentos utilizados para caracterização dos parâmetros de alimentação.

Item	Descrição
<i>Datalogger</i>	34972A (Agilent)
Multímetro	U1252B (Agilent)
Fonte de alimentação	MPL3305-M (Minipa)

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Para essa etapa não serão consideradas as incertezas dos instrumentos utilizados. No entanto, todos devem estar devidamente calibrados.

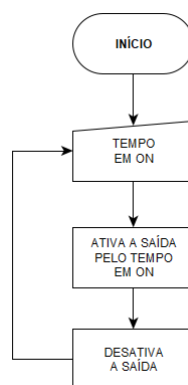
3.2 Caracterização do tempo de resposta

Verifica-se que há uma informação sempre presente nos manuais dos transmissores. Trata-se do tempo de resposta. Porém, esse dado pode diferir de um fabricante para outro. Isso ocorre porque não há uma definição unificada que seja usada pelos fabricantes para o termo tempo de resposta. Cada fabricante pode adotar o parâmetro de tempo que julgar mais adequado. Como por exemplo, o tempo de acomodação (*settling time*) ou tempo necessário para que a resposta do seu transmissor esteja na banda de incerteza definida. Esta etapa da metodologia tenciona propor métodos para levantar o menor intervalo de tempo em que o transmissor deve permanecer ligado para uma banda de incerteza definida pelo usuário.

Ao serem energizados os transmissores, vê-se semelhança como se um degrau de tensão os estivesse alimentando. Assim, a maneira de levantar a curva de resposta dos transmissores é submetendo-os a um degrau controlado.

Inicialmente, deve-se escolher um microcontrolador para realização do degrau, pois este permitirá fácil controle e exatidão do sinal gerado. O código a ser desenvolvido evidencia-se sendo ligeiramente simples (Figura 21): o usuário informará um período de tempo em que o degrau estará ativo (tempo em *ON*), acionando o *timmer* do controlador. O sistema ligará a saída (pino GPIO) e após o tempo em *ON* desligará. Então, o sistema novamente concede ao usuário a escolha do tempo em *ON*.

Figura 21 – Fluxograma do código a ser implementado.



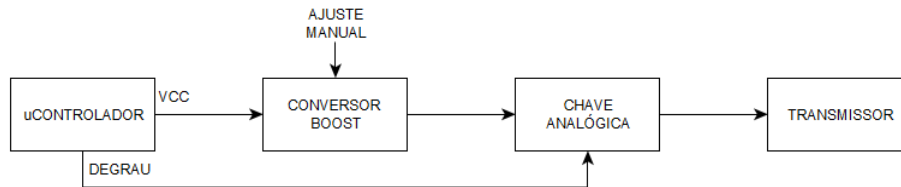
Fonte – Elaborado pelo Autor.

No entanto, o valor máximo de tensão de um pino GPIO é de 3,3 Volts. Com base na caracterização dos parâmetros de alimentação no item anterior, esse valor de tensão pode ser insuficiente.

Por tal fato, vê-se a necessidade de um circuito para elevação de tensão com a possibilidade de ajuste, como por exemplo, o conversor *boost* (ver seção 2.3.1). Porém, precisa-se

considerar o comportamento desse circuito que, devido às suas características, possui efeitos de carregamento. Para evitar o carregamento, pode-se implementar a seguinte proposta (Figura 22):

Figura 22 – Fluxograma do circuito de alimentação controlada.

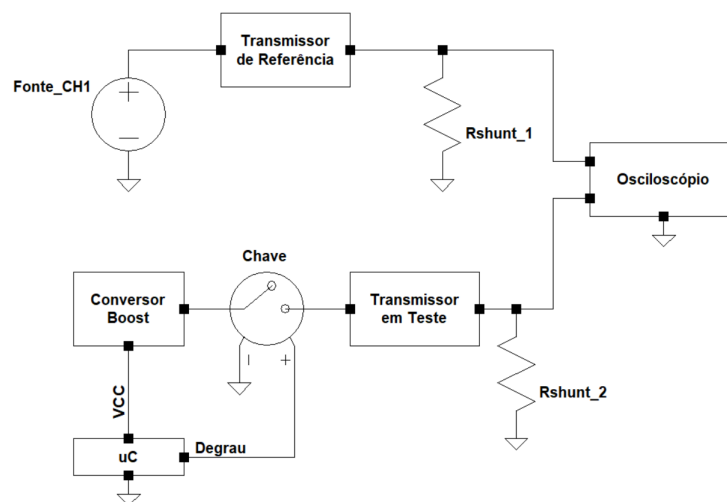


Fonte – Elaborado pelo Autor.

O microcontrolador sempre alimentará o conversor boost, que elevará a tensão segundo o valor ajustado pelo usuário, cujo valor de tensão será conforme a caracterização vista no item anterior. A chave analógica terá a sua comutação controlada pelo degrau gerado pelo microcontrolador, alimentando assim, o transmissor pelo intervalo de tempo definido pelo usuário sem efeitos de carregamento.

Dessa forma, o circuito para caracterização do tempo de resposta (Figura 23) será composto pelo transmissor de referência alimentado por uma fonte de alimentação e o valor de tensão será novamente o menor indicado pelo fabricante. O transmissor em teste será alimentado pelo circuito descrito anteriormente (Figura 22). Ambos os transmissores terão os resistores de *shunt* conectados às suas respectivas saídas. Então, serão conectados ao osciloscópio para a captura dos dados.

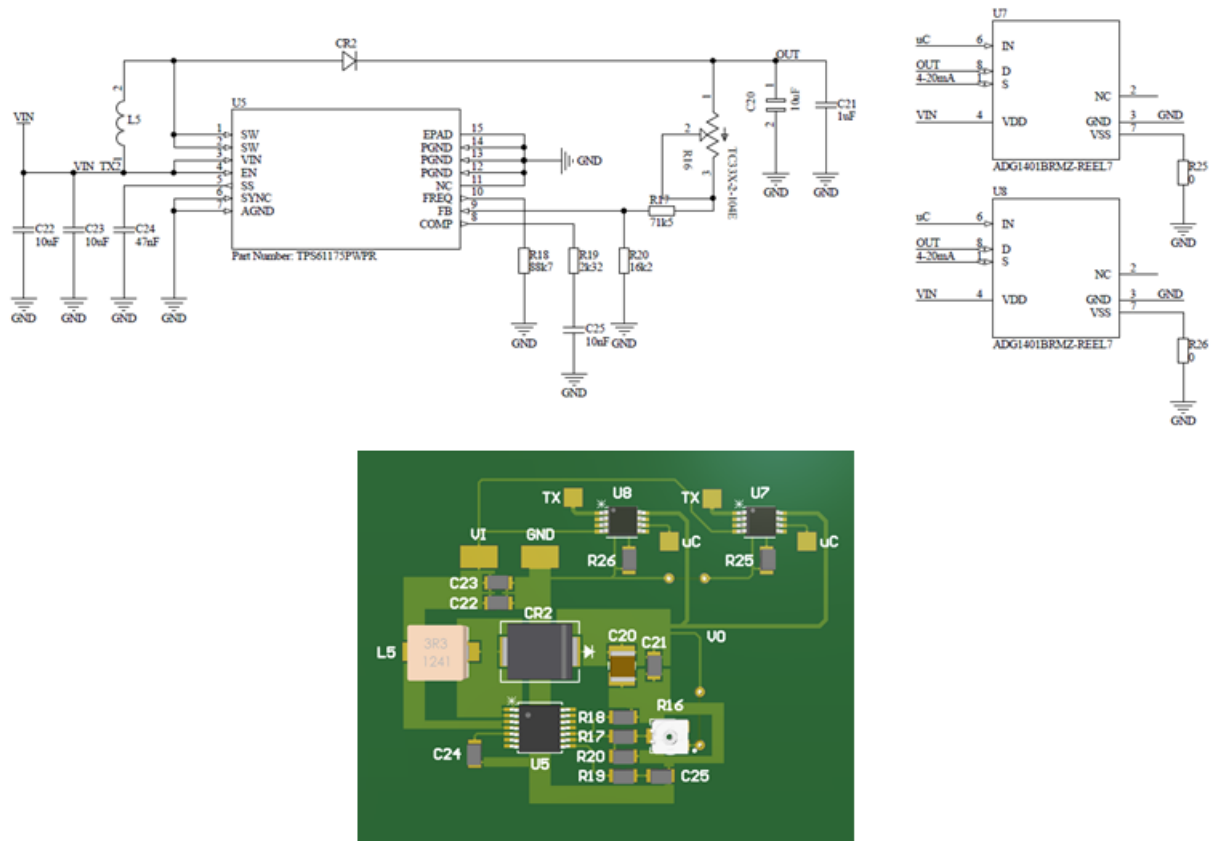
Figura 23 – Esquema de medição para caracterização do tempo de resposta.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

O circuito que será utilizado (Figura 24) trata-se do design de referência para o *boost* TPS61175PWPR da *Texas Instruments*. Para a chave analógica será escolhida o modelo ADG1401BRMZ da *Analog Devices*. O circuito da chave está duplicado na placa por *backup*, caso ocorreram avarias em um dos circuitos. Já o microcontrolador utilizado foi o STML432KC da *STMicroelectronics*.

Figura 24 – Esquemático e PCB do circuito *boost* e chave analógica.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

O *boost* foi escolhido por atender a possível faixa de tensão de saída (5 a 12 V) necessária para alimentar os transmissores, além de suportar uma corrente de até 400 mA. A chave pelos fatores de rápida resposta de acionamento (180 ns) e desligamento (140 ns) e tensão de chaveamento de até +12 V. O microcontrolador por possuir os periféricos necessários para o desenvolvimento do trabalho, ser de pequeno porte e por disponibilidade. Os *datasheets* podem ser vistos no Anexo B.

Para o primeiro teste, o valor adotado de tempo em *ON* será o tempo de resposta informado pelo fabricante no manual dos transmissores, caso haja. Os transmissores serão, então, submetidos a variável de processo em fundo de escala. A coleta dos dados será realizada com o osciloscópio.

Em um primeiro momento, o tratamento dos dados constituirá em eliminar os dados fora do intervalo de tempo em que o degrau esteve ativo. Já a análise, em aplicar a suavização pela mediana móvel para eliminar possíveis ruídos. Em seguida, observar o comportamento da resposta do transmissor em teste e, então, verificar a possibilidade de redução do tempo em *ON* do degrau de alimentação pelo parâmetro de tempo de subida da resposta até o valor do transmissor de referência.

O tempo em *ON*, então, deve ser reajustado e os dados novamente amostrados. Esse procedimento deve ser repetido para diferentes pontos da faixa de medição. Os pontos serão valores da VP que gerem as respostas de 4, 8, 12, 16 e 20 mA, respectivamente. Para cada ponto da VP, decorrerá a amostragem de pelo menos seis vezes, visando a determinação da incerteza de medição.

Desse modo, se conseguirá realizar a análise e tratamento final dos dados. O tratamento dos dados será novamente em eliminar os dados fora do intervalo de tempo em que o degrau esteve ativo, porém, com o acréscimo da utilização da mediana móvel para eliminar possíveis ruídos dos sinais amostrados. A análise dos dados constituiu-se na comparação das respostas dos transmissores, observando se o tempo definido foi suficiente para que o transmissor responda com um erro aceitável em relação a referência.

3.2.1 Materiais utilizados

Para realização desse procedimento, os itens que serão utilizados para medições são descritos na Tabela 5.

Tabela 5 – Equipamentos utilizados para caracterização dos parâmetros de tempo de resposta.

Item	Descrição
Osciloscópio	MSO-X-2012A (Agilent)
Fonte de alimentação	MPL3305-M (Minipa)

Fonte – Elaborado pelo Autor.

3.3 Determinação do consumo de energia e da incerteza de medição

Os principais objetivos dos procedimentos de caracterização anteriores são para estimar a energia mínima para uma leitura. Para sistemas de baixo consumo esta é uma das principais variáveis. Conseqüentemente, esta etapa apresenta-se de forma a estimar essa energia e as possíveis restrições de funcionamento para o sistema, relacionando o consumo máximo com o intervalo entre medidas para referências comerciais de *energy harvesting*. Além disso, apresenta-se a metodologia para a determinação da incerteza das medições realizadas.

3.3.1 Determinação do consumo de energia

Para estimar a energia necessária para uma leitura, pode-se recorrer a Equação 13, em que simplificada se tem:

$$E = P * t \quad (16)$$

A potência pode ser determinada como o produto da tensão de alimentação do transmissor com a maior corrente consumida por ele que será o seu fundo de escala: 20mA. Enquanto o tempo será o intervalo definido no item anterior (ver seção 3.2), logo, a Equação 16 passa a ser:

$$E_L = V_{alimentao} * 0,02 * t_{resposta} \quad (17)$$

Assim, se terá a informação de consumo máximo de energia (E_L) no intervalo mínimo de leitura para a situação de maior demanda de energia. Com isso pode-se avaliar as seguintes restrições de funcionamento:

Considerando a máxima energia de um determinado EHS (Equação 14) pode se estabelecer as seguintes condições: se a energia do EHS (E_H) for maior que a energia mínima de uma leitura (E_L), as leituras serão constantes; se $E_H < E_L$ o intervalo entre leituras dependerá do tempo que o EHS levará para armazenar a energia de uma leitura, como visto na Equação 15.

Por fim, pode-se estipular uma tabela que relaciona a energia necessária, o intervalo de tempo entre as medidas e os *energy harvesting* aplicáveis com seu respectivo custo.

3.3.2 Determinação da incerteza de medição

A determinação da incerteza pode ser calculada utilizando a estrutura da Tabela 6. Utilizando-se dos princípios da fundamentação teórica (ver seção 2.1.2), pode-se estabelecer quatro fontes de incertezas oriundas do processo de medição.

Para efeitos de simplificação, cada fonte de incerteza deverá ter seu valor convertido para a unidade de miliampère.

- Incerteza das medições: é a razão entre o desvio padrão das amostras pela raiz da quantidade de amostras realizadas.

$$R_{epetibilidade} = \frac{u}{\sqrt{n}} \quad (18)$$

- Incerteza da exatidão do transmissor de referência: trata-se de um percentual informado pelo fabricante, por convenção, se define a exatidão como dois desvios padrões (2σ).

Geralmente, os fabricantes apresentam a exatidão como o produto da faixa de medição e um percentual informado. A incerteza em miliampère, pode ser determinada como um percentual X vezes a faixa de medição em corrente (16 mA), pela Equação 19 se tem:

$$Exatidao_{(Transmissor)} = X\% * (16mA) \tag{19}$$

- Incerteza da exatidão do osciloscópio: conceito semelhante a exatidão do transmissor de referência. Conforme Keysight Technologies (2019), para o osciloscópio utilizado, tem-se a exatidão simplificada apontada como sendo:

$$Exatidao_{(Osciloscopio)} = 0.0025 * Escala \tag{20}$$

Em que *Escala* é o valor da escala em que se estão sendo realizadas as medições. Para converter essa incerteza para miliampère basta dividir pelo resistor de *shunt* utilizado. No entanto, o *shunt* será considerado como ideal, a fim de ser estimada a incerteza da exatidão do osciloscópio.

- Incerteza da resolução do osciloscópio: é a parcela de incerteza devido ao processo de conversão do sinal pelo osciloscópio, é dada pela razão entre a escala utilizada e o número de bits do *ADC* do osciloscópio.

$$Resolucao_{(Osciloscopio)} = \frac{Escala}{1024} \tag{21}$$

Do mesmo modo, esse valor deve ser dividido pelo *shunt* para se obter a incerteza em miliampère.

Tabela 6 – Exemplo da tabela utilizada para determinar a incerteza de medição.

Fonte	Estimativa (x_i)	Tipo	Distribuição	Divisor	Incerteza (U_i)	Graus de Liberdade
Medições [mA]	u	A		$\sqrt{6}$	$S/\sqrt{6}$	5
Exatidão do Transmissor de Referência [mA]	$X\% * 16$	B	Normal	2	$x_2/2$	Infinito
Exatidão do Osciloscópio [mA]	$(0,25\% * Escala)/R_{shunt}$	B	Normal	2	$x_3/2$	Infinito
Resolução do Osciloscópio [mA]	$(Escala/1024)/R_{shunt}$	B	Retangular	$\sqrt{3}$	$x_4/\sqrt{3}$	Infinito
Incerteza Combinada (U_c)						
Graus de Liberdade Efetivo (V_{ef})						
Fator de Abrangência (K)						
Incerteza Expandida (U)						

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Por fim, se conclui que o erro relativo para cada ponto medido da escala se dá pela Equação 3, onde se tem para o valor de teste (V_{teste}) o resultado base oriundo da incerteza de medição e o valor de referência ($V_{referencia}$) para o ponto em questão.

$$E_r = 1 - \frac{V_{teste}}{V_{referencia}} \quad (22)$$

4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

O presente capítulo apresenta os passos para implementação da metodologia proposta e os principais resultados obtidos. Todos os testes foram realizados em ambiente de sala limpa, classe ISO 7, com temperatura controlada em 22 °C e pressão de 5,5 Pa.

Os transmissores escolhidos para caracterização foram os transmissores de temperatura TXMINI-M12 (Figura 25). Sua escolha está associada à disponibilidade e facilidade de manipulação da variável de processo.

Figura 25 – Transmissor de temperatura TXMINI-M12 com Pt100.



Fonte – Novus (2019).

O transmissor contém um Pt-100 configurado para trabalhar na faixa de 0 a 50 °C. Modo de operação em erro para menor que 3,8 mA. Ademais, as principais características do transmissor podem ser vistas na Tabela 7 e no Anexo C.

Tabela 7 – Parâmetros do transmissor TXMINI-M12.

Faixa de medição [°C]	0 a 50
Temperatura de operação [°C]	-40 a 85
Tensão de alimentação [V]	8 a 35
Valores para <i>shunt</i> [Ω]	$R_{shunt} = (VCC - 8)/0,02$
Tempo de resposta [s]	1,6
Modo de operação em erro [mA]	< 3,8 ou > 20,5
Exatidão [%]	< 0,2 do FS

Fonte – Novus (2019).

O *setup* (Figura 26) para realização dos procedimentos foi composto pelos dois transmissores posicionados em um *becker*, imersos em 100 mL de óleo de silicone 350 cSt. A utilização do óleo está baseada no ponto de solidificação menor que 0 °C. O aquecimento homogêneo e controlado foi realizado com o agitador magnético IKA C-MAG HS 7.

Figura 26 – *Setup* para medição de temperatura.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

4.1 Caracterização dos parâmetros de alimentação

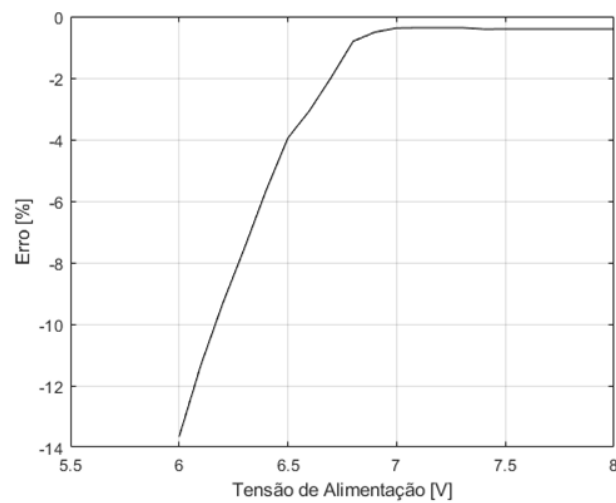
O recipiente foi aquecido até 50 °C com agitação de 1500 RPM. O sistema permaneceu nessa temperatura por, aproximadamente, dez minutos para estabilização. Os dados foram, então, capturados para as diferentes configurações.

4.1.1 Medição sem resistor de *shunt*

Para este procedimento, o transmissor de referência foi energizado com 8V. O transmissor em teste teve sua alimentação variada de 8V até 6V, com diminuição gradual de 100 mV.

Obtendo-se o seguinte comportamento (Figura 27) do erro relativo com a variação de tensão.

Figura 27 – Variação do erro relativo pela tensão de alimentação aplicada na topologia sem resistor de *shunt* .

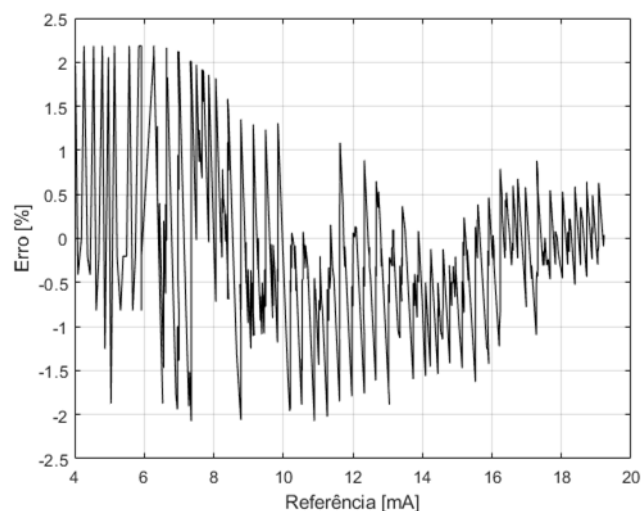


Fonte – Elaborado pelo Autor.

Compreende-se que a tensão de 7V é suficiente para alimentar o transmissor, sendo uma tensão diferente do mínimo apontado pelo fabricante.

O procedimento subsequente decorreu em percorrer a faixa de temperatura de 0 à 50°C, com a referência alimentada com 8V, enquanto o transmissor em teste foi alimentado com os 7 V caracterizados. O aquecimento seguiu uma curva de 2°C/min. Os valores de erro permaneceram em uma banda de $\pm 2\%$, sendo ratificado que a tensão de 7 V pode ser usada para alimentar o transmissor nesta topologia de medição (Figura 28).

Figura 28 – Erro relativo para toda a faixa de medição sem *shunt*



Fonte – Elaborado pelo autor.

4.1.2 Medição com resistor de *shunt*

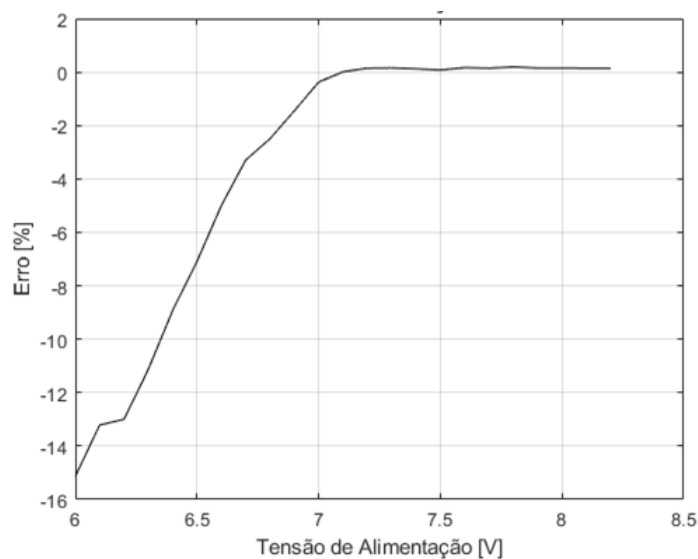
Para esta situação, a alimentação dos transmissores está diretamente relacionada ao *shunt* escolhido. Como indicado pelo fabricante (Tabela 7), a tensão de alimentação é dada pela Equação 23:

$$VCC = R_{shunt} * 0,02 + 8 \quad (23)$$

Para os testes realizados foram escolhidos dois valores de resistores.

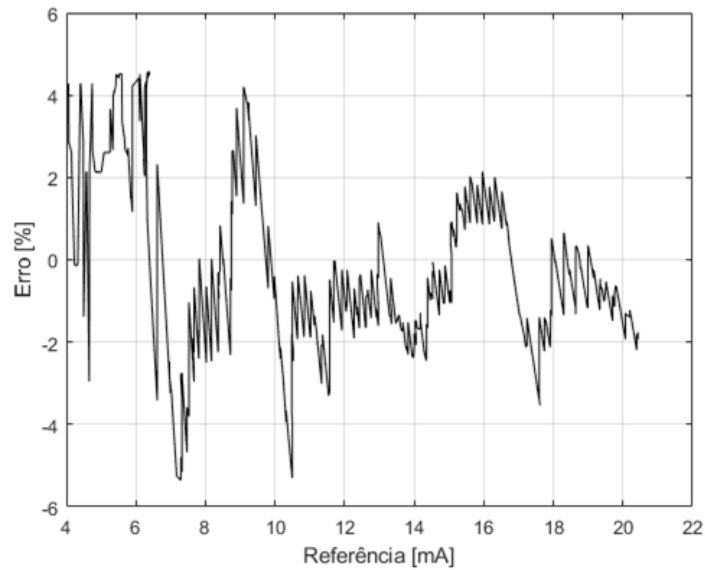
- Resistor de 10Ω: pela Equação 23, a tensão mínima é de 8,2V. Assim sendo, o transmissor de referência foi energizado com esta tensão. A alimentação do transmissor em teste foi variada de 8,2 V até 6 V (Figura 29), com decremento gradual de 100 mV.

Figura 29 – Variação do erro relativo pela tensão de alimentação aplicada na topologia com resistor de *shunt* de 10Ω.



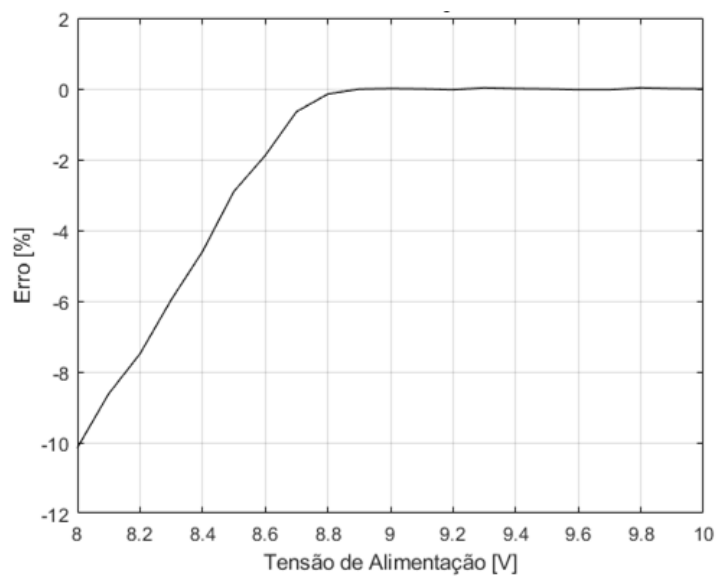
Fonte – Elaborado pelo autor.

Considerou-se que a tensão de 7 V é satisfatória para alimentação do transmissor com este valor de shunt. Portanto, a variação do erro (Figura 30) para a faixa de medição esteve em $\pm 5\%$.

Figura 30 – Erro relativo para toda a faixa de medição com *shunt* de $10\ \Omega$ 

Fonte – Elaborado pelo autor.

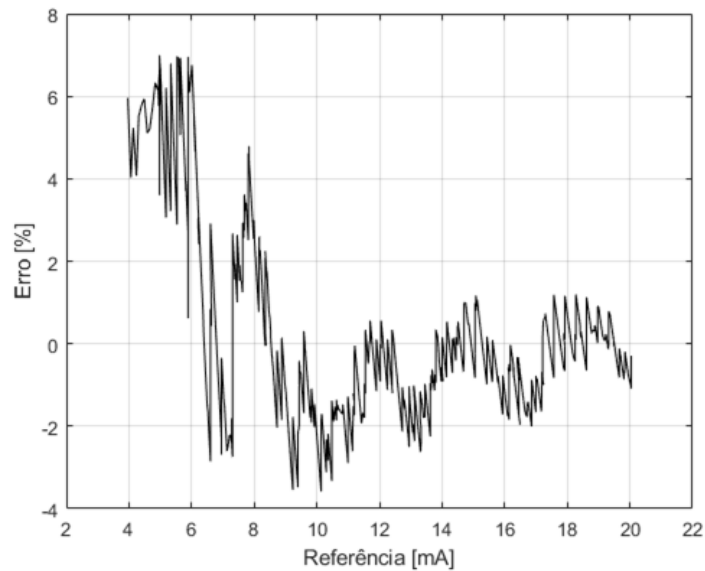
- Resistor de $100\ \Omega$: Nesta topologia, a tensão mínima indicada é de 10 V. O transmissor de referência foi energizado essa tensão enquanto o transmissor em teste teve sua alimentação variada de 10 V até 8 V (Figura 31), com a mesma diminuição gradual dos itens anteriores.

Figura 31 – Variação do erro relativo pela tensão de alimentação aplicada na topologia com resistor de *shunt* de $100\ \Omega$.

Fonte – Elaborado pelo autor.

A tensão de 8,8 V apresenta bons indicadores para ser o valor de alimentação. Para toda a faixa de medição, o erro (Figura 32) esteve dentro de $\pm 7\%$.

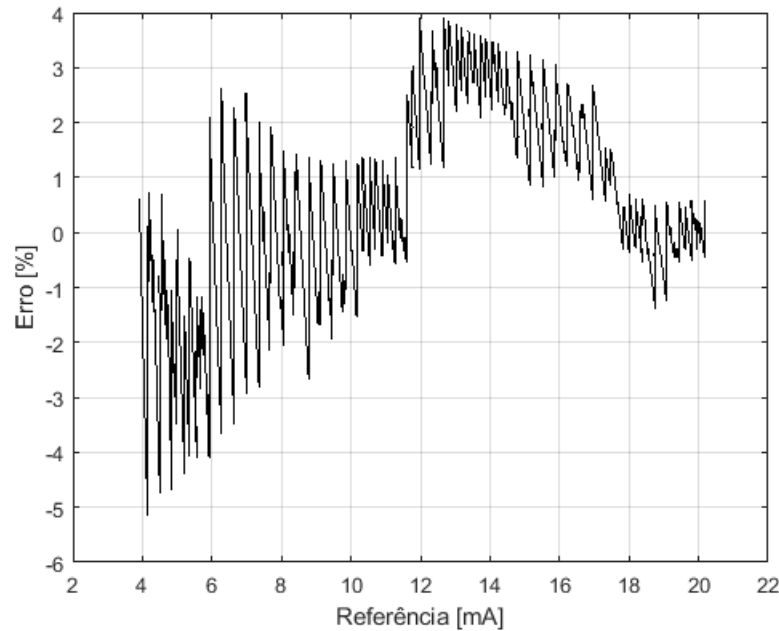
Figura 32 – Erro relativo para toda a faixa de medição com resistor de *shunt* de 100Ω



Fonte – Elaborado pelo autor.

4.1.3 Discussão

A curva de resposta apresentada levantou suspeitas sobre o procedimento de medição. O IKA C-MAG HS 7 possui um sistema de agitação magnética, e esse fator poderia influenciar na medição dos transmissores. Considerando isso, realizou-se novamente a variação da faixa de medição apenas para a topologia sem shunt a fim de averiguar o comportamento da curva (Figura 33). Desta vez, apenas o aquecimento do equipamento foi ligado, isso elimina os efeitos da agitação, porém não garante a homogeneização do óleo.

Figura 33 – Erro relativo para toda a faixa de medição sem *shunt* e sem aquecimento

Fonte – Elaborado pelo autor.

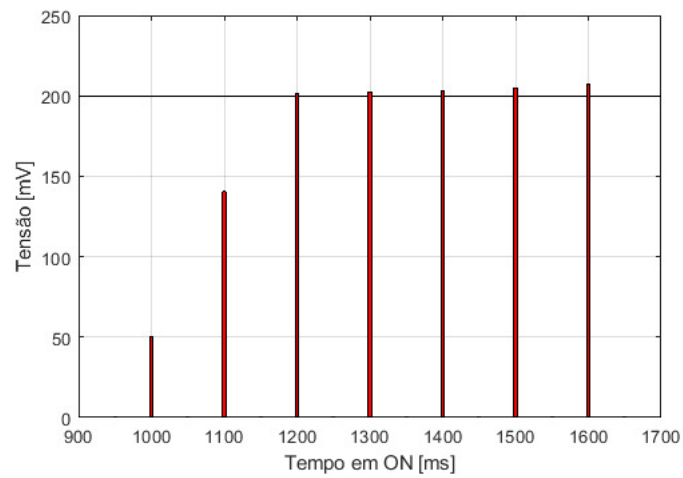
Como percebido, o comportamento de variações abruptas se manteve, e ademais, a faixa de erro aumentou. Com isso, é possível concluir que as variações não possuem relação direta com a agitação magnética. O indicado seria reproduzir o teste em outro *setup*, como por exemplo, em uma estufa com temperatura controlada.

Poderiam ser consideradas tensões de alimentação menores que as utilizadas (7 V e 8,8V) para a alimentação dos transmissores, desde que fosse aceito erros maiores.

4.2 Caracterização do tempo de resposta

Primeiramente, o conjunto foi aquecido até 50°C. O sistema permaneceu nessa temperatura por dez minutos para estabilizar. A topologia utilizada foi com resistor de *shunt* de 10Ω e tensão de alimentação de 7 V. Conforme as especificações (Tabela 7), o primeiro valor de tempo para o degrau foi de 1,6 segundos. Em seguida, esse tempo foi reduzido até que o transmissor não foi capaz de alcançar a referência (Figura 34).

Figura 34 – Variação dos tempos em ON



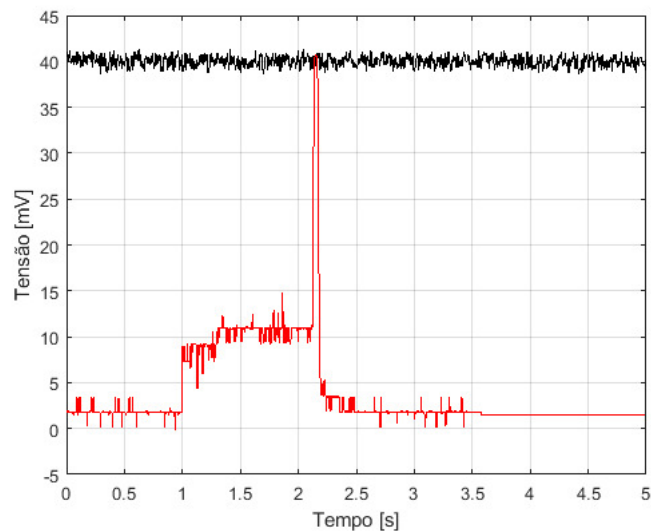
Fonte – Elaborado pelo autor.

Percebeu-se que o intervalo mínimo está entre 1100 e 1200 milissegundos. Assim, realizaram-se testes variando o período entre os limites observados, concluindo que o tempo mínimo de resposta foi de 1150 ms.

Com esse valor de tempo foram realizadas medições em diferentes pontos faixa da VP. Obtendo-se os seguintes resultados após a aplicação da suavização:

- Variável em 4 mA (Figura 35)

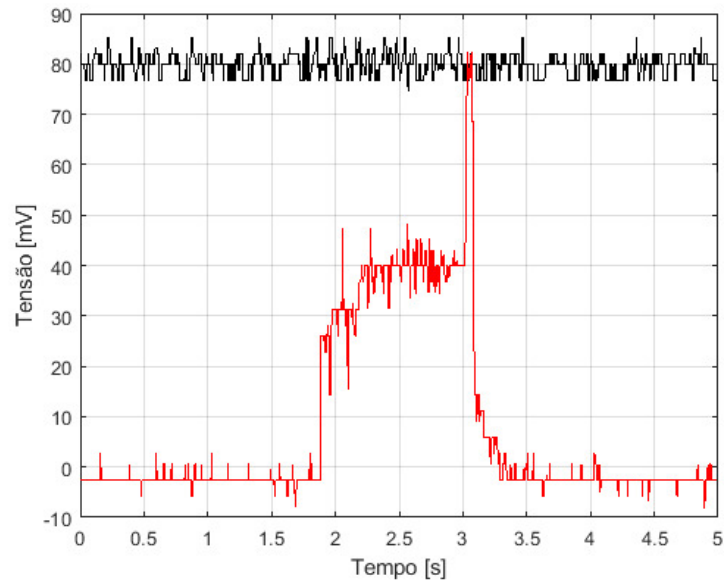
Figura 35 – Resposta em 4 mA (40 mV)



Fonte – Elaborado pelo autor.

- Variável em 8 mA (Figura 36)

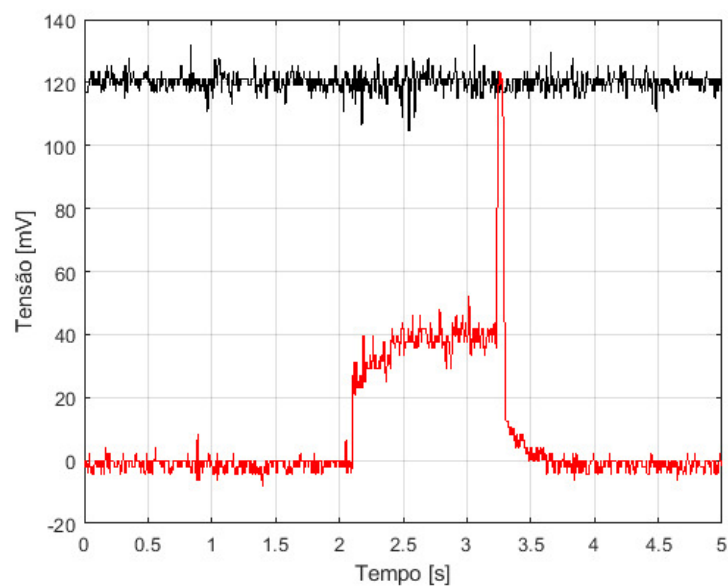
Figura 36 – Resposta em 8 mA (80 mV)



Fonte – Elaborado pelo autor.

- Variável em 12 mA (Figura 37)

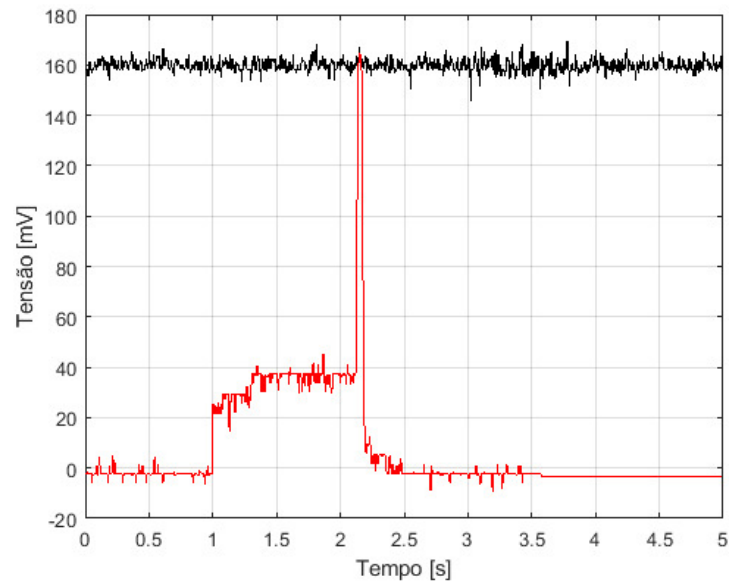
Figura 37 – Resposta em 12 mA (120 mV)



Fonte – Elaborado pelo autor.

- Variável em 16 mA (Figura 38)

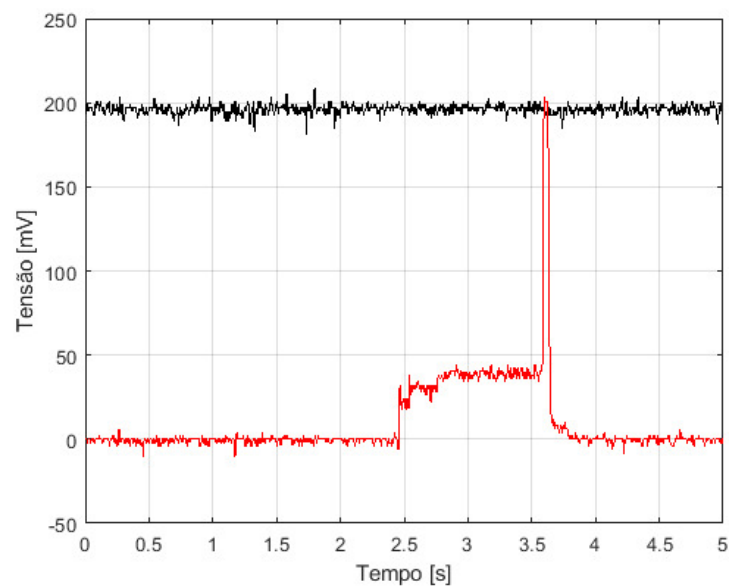
Figura 38 – Resposta em 16 mA (160 mV)



Fonte – Elaborado pelo autor.

- Variável em 20 mA (Figura 39)

Figura 39 – Resposta em 20 mA (200 mV)



Fonte – Elaborado pelo autor.

Foram realizadas seis medidas em cada ponto. Os valores de picos das respostas (Tabela 8) foram registrados a fim de serem analisados pelo critério de *Chauvenet*. No entanto, nenhum valor foi excluído.

Tabela 8 – Valores medidos em cada ponto da escala da variável de processo.

Nº Medida	4 mA	8 mA	12 mA	16 mA	20 mA
Medida 1	4.1978	8.0492	12.1397	16.2790	20.1015
Medida 2	4.2232	8.0615	12.1287	16.2179	20.0505
Medida 3	4.0226	8.0407	11.9094	16.2316	20.1015
Medida 4	4.0365	8.2082	12.2234	16.1939	20.3025
Medida 5	4.1193	8.3068	12.1287	16.0789	20.2035
Medida 6	4.0814	8.0968	12.0385	16.1387	20.1016
Desvio Padrão (mA)	0.0830	0.1074	0.0606	0.0713	0.0925
Média (mA)	4.1135	8.1272	12.1255	16.1900	20.1435

Fonte – Elaborado pelo Autor.

4.2.0.1 Discussão

O valor de tempo estimado, de 1150 ms, demonstrou-se suficiente para toda a escala de medição. Porém, esse tempo está diretamente relacionado a construção do transmissor. Pode-se perceber a existência de um intervalo de aproximadamente 1 segundo de um tempo morto (*deadtime*). Porém, esse comportamento pode mudar de um transmissor para outro devido as capacitâncias do circuito. Logo, esse tempo é válido para este transmissor, deste lote de fabricação. A validação só ocorreria se fosse realizado amostragem de mais transmissores.

4.3 Determinação do consumo de energia e da incerteza de medição

4.3.0.1 Determinação do consumo de energia

Ao observar os comportamentos do transmissor nos pontos amostrados (Figura 40), pode-se estimar a energia por duas frações. Por aproximação, existe uma área retangular e outra triangular, logo a energia consumida pode ser estimada pelo somatório dessas áreas, como demonstrado na Equação 24.

$$E = E_1 + E_2 \quad (24)$$

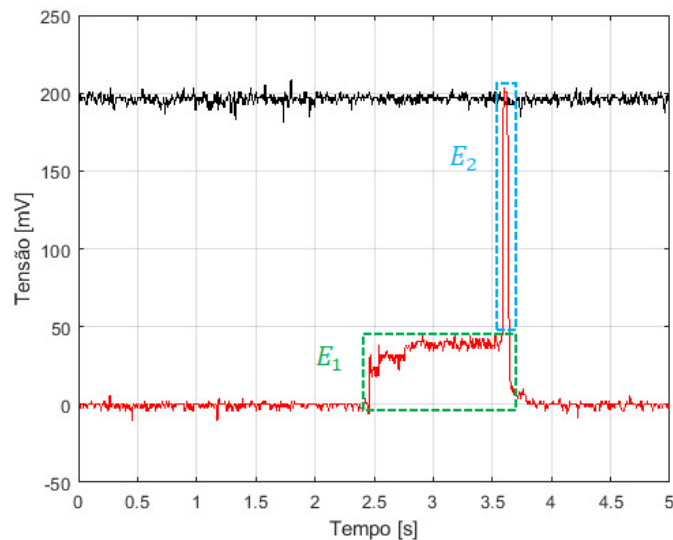
Onde, E_1 e E_2 para a pior situação (20mA) são:

$$E_1 = 7 * 0,005 * 1,150 \therefore E_1 = 40,25mWs \quad (25)$$

$$E_2 = \frac{7 * 0,02 * 0,150}{2} \therefore E_2 = 10.5mWs \quad (26)$$

Considerando o mesmo padrão de resposta, mas com tensão de alimentação de 8V e 1,6 segundos, a energia mínima para essa situação é de 136 mWs. No entanto, com os parâmetros caracterizados, o consumo máximo para a pior situação foi de 50,75 mWs. Com isso, pode-se apontar alguns *energy harvesting* comerciais para atender essa especificação.

Figura 40 – Análise da energia consumida



Fonte – Elaborado pelo autor.

Observando a potência máxima dos *energy harvesting* sugeridos e a energia típica para transmissão de dados sobre o protocolo 6LoWPAN com o chip CC2650 de 190 W. A Tabela 9, apresenta a relação entre o consumo máximo, intervalo entre medidas, os *harvesting* e os seus respectivos preços. Os *datasheets* dos módulos podem ser vistos no Anexo D.

Tabela 9 – Relação entre energia necessária, intervalo entre medidas e os *energy harvesting*

Energia necessária (mWs)	Intervalo entre medidas (s)	Energy harvesting	Potência (mW)	Custo (US\$)
50,75	Sem intervalo	Solar Cell MP7.2-75F	860	17,19
	2,5	TEG EHA-PA1AN1-R03	20	25,45
	34	TEG WPG-1	1,5	554,40
	201	Solar Cell AM-1816CA	0,252	8,71

4.3.0.2 Determinação da incerteza de medição

Além disto, foi possível determinar a incerteza de medição para cada ponto medido com base nos dados da Tabela 8, além do erro relativo para o modo de operação proposto no trabalho. O resistor de *shunt* foi considerando sendo o somatório do valor ideal do resistor ($11,24\Omega$), com a resistência da chave (1Ω) e dos cabos utilizados ($2 * 0,12\Omega$), totalizando $11,24\Omega$.

Tabela 10 – Cálculo da incerteza de medição para os pontos amostrados.

(continua)

Incerteza para 20 mA						
Fonte	Estimativa	Tipo	Distribuição	Divisor	Incerteza	Graus de Liberdade
Repetibilidade [mA]	0,0925363	A	Normal	$\sqrt{6}$	0,0377778	5
Exatidão do Transmissor de Referência [mA]	0,0320000	B	Normal	2	0,0160000	Infinito
Exatidão do Osciloscópio [mA]	0,0222420	B	Normal	2	0,0111210	Infinito
Resolução do Osciloscópio [mA]	0,0086883	B	Retangular	$\sqrt{3}$	0,0050162	Infinito
Incerteza Combinada (U_c)					0,0428019	
Graus de Liberdade Efetivo (V_{ef})					8,2390085	
Fator de Abrangência (K)					2,2954836	
Incerteza Expandida (U)					0,0980	
Incerteza para 16 mA						
Fonte	Estimativa	Tipo	Distribuição	Divisor	Incerteza	Graus de Liberdade
Repetibilidade [mA]	0,0713046	A	Normal	$\sqrt{6}$	0,0291100	5
Exatidão do Transmissor de Referência [mA]	0,0320000	B	Normal	2	0,0160000	Infinito
Exatidão do Osciloscópio [mA]	0,0222420	B	Normal	2	0,0111210	Infinito
Resolução do Osciloscópio [mA]	0,0086883	B	Retangular	$\sqrt{3}$	0,0050162	Infinito
Incerteza Combinada (U_c)					0,0353869	
Graus de Liberdade Efetivo (V_{ef})					10,9186863	
Fator de Abrangência (K)					2,2031955	
Incerteza Expandida (U)					0,0780	
Incerteza para 12 mA						
Fonte	Estimativa	Tipo	Distribuição	Divisor	Incerteza	Graus de Liberdade
Repetibilidade [mA]	0,0606149	A	Normal	$\sqrt{6}$	0,0247459	5
Exatidão do Transmissor de Referência [mA]	0,0320000	B	Normal	2	0,0160000	Infinito
Exatidão do Osciloscópio [mA]	0,0222420	B	Normal	2	0,0111210	Infinito
Resolução do Osciloscópio [mA]	0,0086883	B	Retangular	$\sqrt{3}$	0,0050162	Infinito
Incerteza Combinada (U_c)					0,0318936	
Graus de Liberdade Efetivo (V_{ef})					13,7964540	
Fator de Abrangência (K)					2,1480532	
Incerteza Expandida (U)					0,0685	

Tabela 10 - Cálculo da incerteza de medição para os pontos amostrados.

(conclusão)

Incerteza para 8 mA						
Fonte	Estimativa	Tipo	Distribuição	Divisor	Incerteza	Graus de Liberdade
Repetibilidade [mA]	0,1073649	A	Normal	$\sqrt{6}$	0,0438315	5
Exatidão do Transmissor de Referência [mA]	0,0320000	B	Normal	2	0,0160000	Infinito
Exatidão do Osciloscópio [mA]	0,0111210	B	Normal	2	0,0055605	Infinito
Resolução do Osciloscópio [mA]	0,0043441	B	Retangular	$\sqrt{3}$	0,0025081	Infinito
Incerteza Combinada (U_c)					0,0470576	
Graus de Liberdade Efetivo (V_{ef})					6,6426373	
Fator de Abrangência (K)					2,3943037	
Incerteza Expandida (U)					0,1127	
Incerteza para 4 mA						
Fonte	Estimativa	Tipo	Distribuição	Divisor	Incerteza	Graus de Liberdade
Repetibilidade [mA]	0,0829565	A	Normal	$\sqrt{6}$	0,0338668	5
Exatidão do Transmissor de Referência [mA]	0,0320000	B	Normal	2	0,0160000	Infinito
Exatidão do Osciloscópio [mA]	0,0111210	B	Normal	2	0,0055605	Infinito
Resolução do Osciloscópio [mA]	0,0043441	B	Retangular	$\sqrt{3}$	0,0025081	Infinito
Incerteza Combinada (U_c)					0,0379496	
Graus de Liberdade Efetivo (V_{ef})					7,8831606	
Fator de Abrangência (K)					2,3128935	
Incerteza Expandida (U)					0,0878	

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Os erros relativos médios encontrados estiveram dentro de um limite aceitável, como visto na Tabela 11.

Tabela 11 – Valores de erro relativo para cada ponto de medição.

Valor de referência (mA)	4	8	12	16	20
Média das medidas (mA)	4,1135	8,1272	12,1255	16,1900	20,1435
Erro relativo médio (%)	2,8369	1,5899	1,0458	1,1876	0,7176

Fonte – Elaborado pelo Autor.

4.3.0.3 Discussão

Devido ao comportamento da resposta do transmissor, foi possível estimar a energia pelas aproximações demonstradas anteriormente, no entanto essa é a energia para a situação consumo mais elevada, isto é, os outros pontos da faixa de medição consomem menor energia, assim o *harvesting* estipulado pode ser teoricamente suficiente para a aplicação, mas isto só poderia ser validado com o desenvolvimento prático do EHS em questão.

Novamente, a construção dos transmissores utilizados está diretamente ligada aos resultados. Assim como o tempo mínimo, a energia mínima pode variar para o mesmo transmissor,

No que tange a incerteza de medição, demonstrou-se sendo relativamente baixas, sendo o resultado aceitável. O erro médio apresentado foi um tanto baixo. Tiveram que ser considerados como ideais o resistor de *shunt* as demais resistências associadas a ele, para que fosse possível determinar as incertezas relacionadas.

5 CONCLUSÃO

O trabalho proposto apresentou êxito em seu principal objetivo, atingindo sucesso em elaborar uma metodologia capaz de levantar os parâmetros de funcionamento de transmissores de 4-20 mA. Foi possível caracterizar os níveis de alimentação e modos de operação diferentes dos apontados pelo manual dos transmissor.

Considerando alguns aspectos teóricos, como a máxima potência dos *harvesting*, foi capaz de ser dimensionado algumas fontes de *energy harvesting* para aplicações semelhantes as desenvolvidas nos trabalhos correlatos e, principalmente, demonstrando como contornar a principal dificuldade encontrada por esses, o consumo elevado dos transmissores via leituras amostrais.

No entanto, a validação do sistema necessitaria passar por algumas alterações. Os resultados encontrados são válidos para o transmissor TXMINI-M12 desse lote específico, suscetível as variações dos componentes dessa unidade. Isto é, seria necessário serem realizados testes em mais transmissores e serem feitas mais medições para cada ponto, para que a incerteza mensurada tivesse ainda mais confiança em relação as que foram realizadas.

Trabalhos futuros a partir desse podem ser desenvolvidos, como a implementação do *wireless sensor node* e até mesmo uma rede de sensores. Além de estudos comparativos para módulos de *energy harvesting* considerando circuitos de MPPT. Utilizar de outros métodos para determinação da incerteza de medição, como por exemplo, equipamentos e um sistema de medição padrão de maior exatidão.

Por fim, o trabalho demonstrou ser proveitoso em exemplificar que tecnologias já consolidadas podem ter seus melhores aspectos adicionados as características dos sistemas atuais.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGÊNCIA BRASILEIRA DE DESENVOLVIMENTO INDUSTRIAL (Org.). Indústria 4.0. Disponível em: <<http://www.industria40.gov.br/>>. Acesso em: 12 set. 2018.

ALBERTAZZI, Armando; SOUZA, André R. de. Fundamentos da metrologia científica e industrial. Barueri: Manole, 2008.

ALEXANDER, Charles K.; SADIKU, Matthew N. O.. Fundamentos de Circuitos Elétricos. 5. ed. Porto Alegre: Mcgraw-hill, 2013.

ANALOG DEVICES (Org.). ADG1401. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/products/adg1401.html>>. Acesso em: 28 ago. 2019.

BALBINOT, Alexandre; BRUSAMARELLO, Valner João. Instrumentação e Fundamentos de Medidas. 2. ed. Rio de Janeiro: Ltc, 2010.

BARCELO, Trevor. Energy Harvesting with Low Power Solar Panels. 2017. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/technical-articles/energy-harvesting-with-low-power-solar-panels.html>>. Acesso em: 09 set. 2019.

BEGA, Egídio Alberto (Org.). Instrumentação industrial. 3. ed. Rio de Janeiro: Interciência, 2011.

BROWN, Geoffrey. Discovering the STM32 Microcontroller. Mountain View: Creative Commons, 2016. 244 p.

CASSIOLATO, César. O protocolo digital HART. Sertãozinho: Smar, 2009. Disponível em: <http://www.smar.com/PDFs/ApplicationNotes/AppNotes_HART.pdf>. Acesso em: 12 nov. 2018.

DOEBELIN, Ernest O.. Measurement Systems: Application and Design. 5. ed. Ohio: Mcgraw-hill, 2007.

INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, QUALIDADE E TECNOLOGIA. JCGM 100:2008: Avaliação de dados de medição — Guia para a expressão de incerteza de medição. Rio de Janeiro: Inmetro, 2008. Disponível em: <www.bipm.org>. Acesso em: 25 set. 2019.

INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, QUALIDADE E TECNOLOGIA. VIM: Vocabulário Internacional de Metrologia: Conceitos fundamentais e gerais e termos associados. Rio de Janeiro: Inmetro, 2012. 94 p.

GROOVER, Mikell P.. Automação Industrial e Sistemas de Manufatura. 3. ed. São Paulo: Pearson, 2011. 596 p.

- HANK ZUMBAHLEN. Analog Device (Ed.). Linear Circuit Design Handbook. Norwood: Elsevier, 2008. 954 p.
- HARB, Adnan. Energy harvesting: State-of-the-art. Renewable Energy, [s.l.], v. 36, n. 10, p.2641-2654, out. 2011. Elsevier BV. <http://dx.doi.org/10.1016/j.renene.2010.06.014>.
- KEYSIGHT TECHNOLOGIES. Osciloscópios InfiniiVision Série 2000X. Disponível em: <<https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-6618PTBR.pdf?id=2002854>>. Acesso em: 25 set. 2019.
- LAIRD THERMAL SYSTEMS (Org.). Thermobility WPG-1. Disponível em: <<https://assets.lairdtech.com/home/brandworld/files/THR-DS-WPG-1%200613.pdf>>. Acesso em: 25 set. 2019
- MARLOW INDUSTRIES. EHA-PA1AN1-R03. Disponível em: <https://cdn2.hubspot.net/hubfs/547732/Data_Sheets/EHA-PA1AN1-R03.pdf>. Acesso em: 25 set. 2019.
- MORETTIN, Pedro A.; TOLOI, Clélia M. C.. Análise de Séries Temporais. 2. ed. São Paulo: Egard Blucher, 2006.
- NOVUS (Org.). Transmissor TXMINI-M12/TXMINI. Disponível em: <https://www.novus.com.br/site/default.asp?TroncoID=621808SecaoID=809392SubsecaoID=0Template=../catalogos/layo ut_produto.aspProdutoID=525028Idioma=55>. Acesso em: 14 ago. 2019.
- PAONESSA, Simon; MCDUFFEE, Bruce. Back to Basics:: The Fundamentals of 4-20 mA Current Loops. Disponível em: <<https://www.predig.com/indicatorpage/back-basics-fundamentals-4-20-ma-current-loops>>. Acesso em: 10 set. 2018.
- PANASONIC. Amorphous Silicon Solar Cells. Disponível em: <https://panasonic.co.jp/ls/psam/en/products/pdf/Catalog_Amorton_ENG.pdf>. Acesso em: 25 set. 2019.
- PIEVANELLI, Elisa et al. Dynamic wireless sensor networks for real time safeguard of workers exposed to physical agents in constructions sites. 2013 Ieee Topical Conference On Wireless Sensors And Sensor Networks (wisnet), [s.l.], p.55-57, jan. 2013. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/wisnet.2013.6488632>.
- PIMENTEL, D.; MUSILEK, P. Power management with energy harvesting devices, Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2010 23rd Canadian Conference on, vol., no., pp.1-4, 2-5 May 2010.
- PRAVEEN, K; PUDIPEDDI, Manasa; SIVARAMAKRISHNA, M.. Design, development and analysis of energy harvesting system for wireless pulsating sensors. 2016 Ieee Annual India Conference (indicon), [s.l.], dez. 2016. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/indicon.2016.7838931>.
- POWERFILM INC. Electronic Component Solar Panels. Disponível em: <https://www.powerfilm solar.com/media/cms/Electronic_Component_Spec_Sheet_Cla_77DEA84523C82.pdf>. Acesso em: 25 set. 2019.
- RADEMACHER, Sven et al. Sensor network with energy efficient and low-cost gas sensor

nodes for the detection of hazardous substances in the event of a disaster. 2015 Ieee Topical Conference On Wireless Sensors And Sensor Networks (wisnet), [s.l.], p.59-61, jan. 2015. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/wisnet.2015.7127410>.

SASAKI, Hiroshi; UEDA, Kuniyoshi. Design and Deployment of Wireless Monitoring System for 4-20mA Current Loop Sensors. 2007 Fourth International Conference On Networked Sensing Systems, [s.l.], jun. 2007. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/inss.2007.4297392>.

STMICROELECTRONICS. STM32L432KC. Disponível em: <https://www.st.com/content/st_com/en/products/microcontrollers-microprocessors/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus/stm32-ultra-low-power-mcus/stm32l4-series/stm32l4x2/stm32l432kc.html>. Acesso em: 28 ago. 2019

TEXAS INSTRUMENTS (Org.). CC2650 SimpleLink™ Multistandard Wireless MCU. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2650.pdf>>. Acesso em: 25 set. 2019.

TEXAS INSTRUMENTS (Org.). TPS61175. Disponível em: <<http://www.ti.com/product/TPS61175?keyMatch=TPS61175PWPRtsearch=Search-EN-everythingusecase=part-number>>. Acesso em: 28 ago. 2019.

YUE, Xicai et al. Estimation of the dynamic leakage current of a supercapacitor in energy harvesting powered autonomous wireless sensor nodes. 2017 Ieee International Telecommunications Energy Conference (intelec), [s.l.], p.278-281, out. 2017. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/intlec.2017.8214147>.

Anexos

ANEXO A – COEFICIENTES *T* DE *STUDENT*

Figura 41 – Coeficientes t de *Student*

Graus de liberdade	Faixa de abrangência / probabilidade				
	σ 68,27%	1,96 σ 95%	2,00 σ 95,45%	2,58 σ 99,00%	3,00 σ 99,73%
1	1,837	12,706	13,968	63,656	235,811
2	1,321	4,303	4,527	9,925	19,206
3	1,197	3,182	3,307	5,841	9,219
4	1,142	2,776	2,869	4,604	6,620
5	1,111	2,571	2,649	4,032	5,507
6	1,091	2,447	2,517	3,707	4,904
7	1,077	2,365	2,429	3,499	4,530
8	1,067	2,306	2,366	3,355	4,277
9	1,059	2,262	2,320	3,250	4,094
10	1,053	2,228	2,284	3,169	3,957
11	1,048	2,201	2,255	3,106	3,850
12	1,043	2,179	2,231	3,055	3,764
13	1,040	2,160	2,212	3,012	3,694
14	1,037	2,145	2,195	2,977	3,636
15	1,034	2,131	2,181	2,947	3,586
16	1,032	2,120	2,169	2,921	3,544
17	1,030	2,110	2,158	2,898	3,507

(continua)

Fonte – Albertazzi e Souza (2008)

Figura 42 – Coeficientes t de Student (continuação)

(continuação)

Graus de liberdade	Faixa de abrangência / probabilidade				
	σ 68,27%	1,96 σ 95%	2,00 σ 95,45%	2,58 σ 99,00%	3,00 σ 99,73%
18	1,029	2,101	2,149	2,878	3,475
19	1,027	2,093	2,140	2,861	3,447
20	1,026	2,086	2,133	2,845	3,422
25	1,020	2,060	2,105	2,787	3,330
30	1,017	2,042	2,087	2,750	3,270
35	1,014	2,030	2,074	2,724	3,229
40	1,013	2,021	2,064	2,704	3,199
50	1,010	2,009	2,051	2,678	3,157
60	1,008	2,000	2,043	2,660	3,130
70	1,007	1,994	2,036	2,648	3,111
80	1,006	1,990	2,032	2,639	3,097
90	1,006	1,987	2,028	2,632	3,086
100	1,005	1,984	2,025	2,626	3,077
150	1,003	1,976	2,017	2,609	3,051
200	1,003	1,972	2,013	2,601	3,038
1000	1,000	1,962	2,003	2,581	3,008
10000	1,000	1,960	2,000	2,576	3,001
100000	1,000	1,960	2,000	2,576	3,000

(*) Algumas vezes denominado de “fator de abrangência”.

Fonte – Albertazzi e Souza (2008)

ANEXO B – DATASHEETS

Figura 43 – Datasheet do TPS61175

Product Folder
 Order Now
 Technical Documents
 Tools & Software
 Support & Community

TEXAS INSTRUMENTS

SLVS892F – DECEMBER 2008 – REVISED APRIL 2019

TPS61175 3-A High-Voltage Boost Converter With Soft Start and Programmable Switching Frequency

1 Features

- 2.9-V to 18-V Input voltage range
- 3-A, 40-V Internal switch
- High-efficiency power conversion: Up to 93%
- Frequency set by external resistor: 200 kHz to 2.2 MHz
- Synchronous external switching frequency
- User-defined soft start into full load
- Skip-switching cycle for output regulation at light load
- 14-Pin HTSSOP package with PowerPad™
- Create a custom design using the TPS61175 with the [WEBENCH Power Designer](#)

2 Applications

- 5-V to 12-V, 24-V Power conversion
- Supports SEPIC and flyback topologies
- ADSL modems
- TV tuners

3 Description

The TPS61175 device is a monolithic switching regulator with integrated 3-A, 40-V power switch. The device can be configured in several standard switching-regulator topologies, including boost, SEPIC, and flyback. The device has a wide input voltage range to support application with input voltage from multicell batteries or regulated 5-V, 12-V power rails.

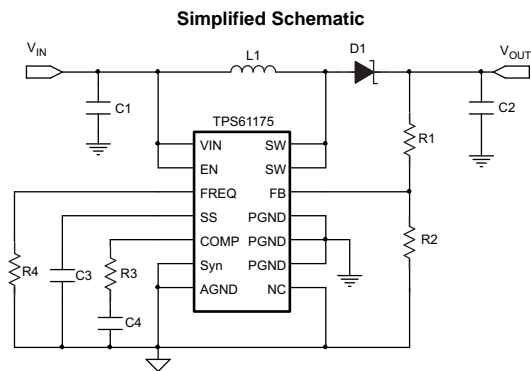
The TPS61175 regulates the output voltage with current mode pulse width modulation (PWM) control. The switching frequency of PWM is set by either an external resistor or an external clock signal. The user can program the switching frequency from 200 kHz to 2.2 MHz.

The device features a programmable soft-start function to limit inrush current during start-up, and has other built-in protection features, such as pulse-by-pulse overcurrent limit and thermal shutdown. The TPS61175 is available in 14-pin HTSSOP package with PowerPad.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TPS61175	HTSSOP (14)	5.00 mm x 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

Figura 44 – Datasheet do ADG1401



1 Ω On Resistance, ± 15 V/ $+12$ V/ ± 5 V iCMOS SPST Switches

ADG1401/ADG1402

FEATURES

1 Ω on resistance
0.2 Ω on resistance flatness
Up to 430 mA continuous current
Fully specified at +12 V, ± 15 V, ± 5 V
No V_L supply required
3 V logic-compatible inputs
Rail-to-rail operation
8-lead MSOP and 8-lead, 3 mm \times 2 mm LFCSP packages

APPLICATIONS

Automatic test equipment
Data acquisition systems
Battery-powered systems
Sample-and-hold systems
Audio signal routing
Video signal routing
Communication systems
Relay replacements

GENERAL DESCRIPTION

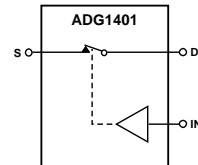
The ADG1401/ADG1402 contain a single-pole/single-throw (SPST) switch. Figure 1 shows that with a logic input of 1, the switch of the ADG1401 is closed and that of the ADG1402 is open. Each switch conducts equally well in both directions when on and has an input signal range that extends to the supplies. In the off condition, signal levels up to the supplies are blocked.

The iCMOS® (industrial CMOS) modular manufacturing process combines high voltage, complementary metal-oxide semiconductor (CMOS) and bipolar technologies. It enables the development of a wide range of high performance analog ICs capable of 33 V operation in a footprint that no other generation of high voltage parts has achieved. Unlike analog ICs using conventional CMOS processes, iCMOS components can tolerate high supply voltages while providing increased performance, dramatically lower power consumption, and a reduced package size.

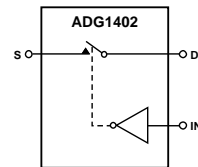
Rev. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



SWITCHES SHOWN FOR A LOGIC 1 INPUT
Figure 1. ADG1401 Functional Block Diagram



SWITCHES SHOWN FOR A LOGIC 1 INPUT
Figure 2. ADG1402 Functional Block Diagram


The on resistance profile is very flat over the full analog input range ensuring excellent linearity and low distortion when switching audio signals. The iCMOS construction ensures ultralow power dissipation, making the part ideally suited for portable and battery-powered instruments.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. 1.3 Ω maximum on resistance at 25°C.
2. Minimum distortion.
3. 3 V logic-compatible digital inputs: $V_{INH} = 2.0$ V, $V_{INL} = 0.8$ V.
4. No V_L logic power supply required.
5. 8-lead MSOP and 8-lead, 3 mm \times 2 mm LFCSP packages.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©2009 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Figura 45 – Datasheet do ADG1401




STM32L432KB STM32L432KC

Ultra-low-power Arm[®] Cortex[®]-M4 32-bit MCU+FPU, 100DMIPS,
up to 256KB Flash, 64KB SRAM, USB FS, analog, audio

Datasheet - production data

Features

- Ultra-low-power with FlexPowerControl
 - 1.71 V to 3.6 V power supply
 - -40 °C to 85/105/125 °C temperature range
 - 8 nA Shutdown mode (2 wakeup pins)
 - 28 nA Standby mode (2 wakeup pins)
 - 280 nA Standby mode with RTC
 - 1.0 µA Stop 2 mode, 1.28 µA with RTC
 - 84 µA/MHz run mode
 - Batch acquisition mode (BAM)
 - 4 µs wakeup from Stop mode
 - Brown out reset (BOR)
 - Interconnect matrix
- Core: Arm[®] 32-bit Cortex[®]-M4 CPU with FPU, Adaptive real-time accelerator (ART Accelerator™) allowing 0-wait-state execution from Flash memory, frequency up to 80 MHz, MPU, 100DMIPS and DSP instructions
- Performance benchmark
 - 1.25 DMIPS/MHz (Drystone 2.1)
 - 273.55 CoreMark[®] (3.42 CoreMark/MHz @ 80 MHz)
- Energy benchmark
 - 176.7 ULPBench[®] score
- Clock Sources
 - 32 kHz crystal oscillator for RTC (LSE)
 - Internal 16 MHz factory-trimmed RC (±1%)
 - Internal low-power 32 kHz RC (±5%)
 - Internal multispeed 100 kHz to 48 MHz oscillator, auto-trimmed by LSE (better than ±0.25 % accuracy)
 - Internal 48 MHz with clock recovery
 - 2 PLLs for system clock, USB, audio, ADC



UFQFPN32 (5x5)

- Up to 26 fast I/Os, most 5 V-tolerant
- RTC with HW calendar, alarms and calibration
- Up to 3 capacitive sensing channels
- 11x timers: 1x 16-bit advanced motor-control, 1x 32-bit and 2x 16-bit general purpose, 2x 16-bit basic, 2x low-power 16-bit timers (available in Stop mode), 2x watchdogs, SysTick timer
- Memories
 - Up to 256 KB single bank Flash, proprietary code readout protection
 - 64 KB of SRAM including 16 KB with hardware parity check
 - Quad SPI memory interface
- Rich analog peripherals (independent supply)
 - 1x 12-bit ADC 5 Msps, up to 16-bit with hardware oversampling, 200 µA/Msps
 - 2x 12-bit DAC output channels, low-power sample and hold
 - 1x operational amplifier with built-in PGA
 - 2x ultra-low-power comparators
- 14x communication interfaces
 - USB 2.0 full-speed crystal less solution with LPM and BCD
 - 1x SAI (serial audio interface)
 - 2x I2C FM+(1 Mbit/s), SMBus/PMBus
 - 3x USARTs (ISO 7816, LIN, IrDA, modem)
 - 1x LPUART (Stop 2 wake-up)
 - 2x SPIs (and 1x Quad SPI)
 - CAN (2.0B Active)
 - SWPMI single wire protocol master I/F
 - IRTIM (Infrared interface)
- 14-channel DMA controller
- True random number generator

May 2018
DS11451 Rev 4
1/156

This is information on a product in full production.
www.st.com

ANEXO C – TRANSMISSOR TXMINI

Figura 46 – Manual do transmissor TXMINI-M12



TRANSMISSOR TXMINI-M12 / TXMINI

MANUAL DE OPERAÇÃO – V1.0x H

INTRODUÇÃO

O Transmissor TxMini-M12 é um transmissor de temperatura tipo 4-20 mA a dois fios, alimentado pelo loop de corrente. Sua configuração é realizada conectando-se à interface de configuração TxConfig-M12. Essa configuração não necessita que o transmissor esteja alimentado.

A corrente de saída é linearizada de acordo com o sinal aplicado à entrada do transmissor ajustado em função da escala configurada.

ESPECIFICAÇÕES

Entrada de sensor: Configurável. Os sensores aceitos estão listados na Tabela 1, com as respectivas faixas máximas de medida.

Pt100: Tipo 3 fios, Excitação de 0,8 mA, $\alpha=0,00385$, Conforme NBR 13773. IEC 60751 (ITS-90).

Pt1000: Tipo 3 fios, Excitação de 0,8 mA, $\alpha=0,00385$, Conforme NBR 13773. IEC 60751 (ITS-90).

Para utilizar Pt1000 2 fios, interligar terminais 3 e 4.

Tempo entre energizar e estabilizar a medida: < 2,5 s. A exatidão só será garantida após um tempo de 15 minutos.

Condições de referência: ambiente 25 °C, alimentação 24 V, carga 250 Ω . Tempo de estabilização 15 minutos.

Influência da temperatura: < $\pm 0,2\%$ / 25 °C.

Tempo de resposta: típico 1,6 s.

Tensão máxima admissível nos terminais de entrada no sensor: 3 V.

Corrente RTD: 800 μ A.

Efeito da resistência dos cabos de RTD: 0,005 °C / Ω .

Resistência máxima admissível do cabo RTD: 25 Ω .

Tipo de Sensor	Exatidão Típica	Exatidão Mínima
Pt100 / Pt1000	0,1 %	0,2 %

Tabela 1 – Erro de calibração, percentuais da faixa de medição completo.

Influência da alimentação: 0,006 % / V típico (percentual da faixa máxima).

Saída: Corrente de 4-20 mA ou 20-4 mA, tipo 2 fios; linear em relação a temperatura medida pelo sensor selecionado.

Resolução da saída: 2 μ A.

Alimentação: 8 a 35 Vcc, tensão sobre o transmissor;

Carga Máxima (RL): $RL (máx.) = (Vcc - 8) / 0,02 [\Omega]$

Onde: Vcc= Tensão de Alimentação em Volts (de 8 a 35 Vcc)

Temperatura de Operação: -40 a 85 °C.

Umidade Ambiente: 0 a 90 % UR.

Não apresenta isolamento elétrico entre entrada e saída.

Proteção interna contra inversão da polaridade da tensão de alimentação.

Secção do fio utilizado: 0,14 a 1,5 mm².

Torque recomendado: 0,8 Nm.

Alojamento: Poliamida.

Tipo de Sensor	Faixa Máxima de Medição	Faixa Mínima de Medição
Pt100	-200 a 650 °C	40 °C
Pt1000	-200 a 650 °C	40 °C

Tabela 2 – Sensores aceitos pelo transmissor

Códigos de Pedido:

- P/N: **8806060406**: Transmissor TxMini-M12;
- P/N: **8816021079**: Interface TxConfig-M12;
- P/N: **8806060506**: Transmissor TxMini (transmissor só pode ser configurado durante a produção).
- P/N: **8806065000**: Cabo Conector M12 p/ TxMini-M12 (acessório)

CONFIGURAÇÃO

A configuração de fábrica do transmissor é para entrada Pt100 com faixa de 0 a 100 °C e saída para corrente máxima em caso de erro. Quando o transmissor for utilizado com esta configuração, não é necessária nenhuma intervenção e sua instalação pode ser executada imediatamente. Quando uma alteração na configuração for necessária, esta deverá ser realizada através do software TxConfig II.

Interface TxConfig-M12 e software TxConfig II compõem o Kit de Configuração do Transmissor que pode ser adquirido junto com o fabricante ou em seus representantes autorizados. O software de configuração pode ser baixado gratuitamente no website do fabricante. Para a instalação execute o arquivo TxConfigIISetup.exe e siga as instruções do instalador.



A interface de comunicação do TxConfig-M12 não é isolada eletricamente da entrada do transmissor.

SOFTWARE DE CONFIGURAÇÃO:

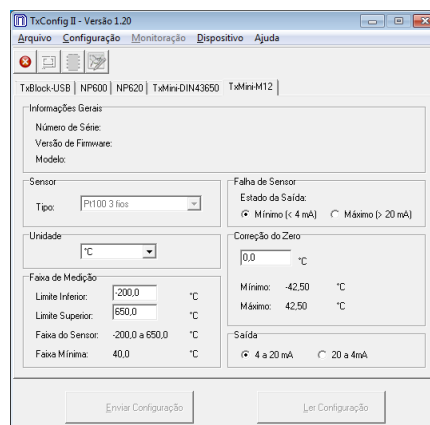


Fig. 1 – Tela principal do software TxConfig II

ANEXO D – MÓDULOS ENERGY HARVESTING

Figura 47 – Datasheet CC2650 Multistandard Wireless MCU



CC2650

SWRS158B – FEBRUARY 2015 – REVISED JULY 2016

CC2650 SimpleLink™ Multistandard Wireless MCU

1 Device Overview

1.1 Features

- Microcontroller
 - Powerful ARM® Cortex®-M3
 - EEMBC CoreMark® Score: 142
 - Up to 48-MHz Clock Speed
 - 128KB of In-System Programmable Flash
 - 8KB of SRAM for Cache
 - 20KB of Ultralow-Leakage SRAM
 - 2-Pin cJTAG and JTAG Debugging
 - Supports Over-The-Air Upgrade (OTA)
- Ultralow-Power Sensor Controller
 - Can Run Autonomous From the Rest of the System
 - 16-Bit Architecture
 - 2KB of Ultralow-Leakage SRAM for Code and Data
- Efficient Code Size Architecture, Placing Drivers, Bluetooth® Low Energy Controller, IEEE 802.15.4 MAC, and Bootloader in ROM
- RoHS-Compliant Packages
 - 4-mm × 4-mm RSM VQFN32 (10 GPIOs)
 - 5-mm × 5-mm RHB VQFN32 (15 GPIOs)
 - 7-mm × 7-mm RGZ VQFN48 (31 GPIOs)
- Peripherals
 - All Digital Peripheral Pins Can Be Routed to Any GPIO
 - Four General-Purpose Timer Modules (Eight 16-Bit or Four 32-Bit Timers, PWM Each)
 - 12-Bit ADC, 200-ksamples/s, 8-Channel Analog MUX
 - Continuous Time Comparator
 - Ultralow-Power Analog Comparator
 - Programmable Current Source
 - UART
 - 2× SSI (SPI, MICROWIRE, TI)
 - I2C
 - I2S
 - Real-Time Clock (RTC)
 - AES-128 Security Module
 - True Random Number Generator (TRNG)
 - 10, 15, or 31 GPIOs, Depending on Package Option
 - Support for Eight Capacitive-Sensing Buttons
 - Integrated Temperature Sensor
- External System
 - On-Chip internal DC-DC Converter
 - Very Few External Components
 - Seamless Integration With the SimpleLink™ CC2590 and CC2592 Range Extenders
 - Pin Compatible With the SimpleLink CC13xx in 4-mm × 4-mm and 5-mm × 5-mm VQFN Packages
- Low Power
 - Wide Supply Voltage Range
 - Normal Operation: 1.8 to 3.8 V
 - External Regulator Mode: 1.7 to 1.95 V
 - Active-Mode RX: 5.9 mA
 - Active-Mode TX at 0 dBm: 6.1 mA
 - Active-Mode TX at +5 dBm: 9.1 mA
 - Active-Mode MCU: 61 µA/MHz
 - Active-Mode MCU: 48.5 CoreMark/mA
 - Active-Mode Sensor Controller: 8.2 µA/MHz
 - Standby: 1 µA (RTC Running and RAM/CPU Retention)
 - Shutdown: 100 nA (Wake Up on External Events)
- RF Section
 - 2.4-GHz RF Transceiver Compatible With Bluetooth Low Energy (BLE) 4.2 Specification and IEEE 802.15.4 PHY and MAC
 - Excellent Receiver Sensitivity (–97 dBm for BLE and –100 dBm for 802.15.4), Selectivity, and Blocking Performance
 - Link budget of 102 dB/105 dB (BLE/802.15.4)
 - Programmable Output Power up to +5 dBm
 - Single-Ended or Differential RF Interface
 - Suitable for Systems Targeting Compliance With Worldwide Radio Frequency Regulations
 - ETSI EN 300 328 (Europe)
 - EN 300 440 Class 2 (Europe)
 - FCC CFR47 Part 15 (US)
 - ARIB STD-T66 (Japan)
- Tools and Development Environment
 - Full-Feature and Low-Cost Development Kits
 - Multiple Reference Designs for Different RF Configurations
 - Packet Sniffer PC Software
 - Sensor Controller Studio
 - SmartRF™ Studio
 - SmartRF Flash Programmer 2
 - IAR Embedded Workbench® for ARM
 - Code Composer Studio™



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

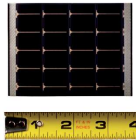
Figura 48 – Datasheet do Solar Cell MP7.2-75F

PowerFilm[®]

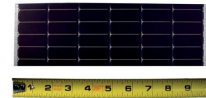
MADE IN THE USA **SOLAR**

MPT4.8-75

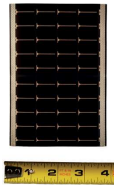
Power: 0.24W
 Operating Voltage: 4.8V
 Operating Current: 50mA
 Max Voc: 7.4V
 Size: 3.7 in x 2.87 in /
 94 mm 72.9 mm
 Weight: 0.07 oz

**MP7.2-75F**

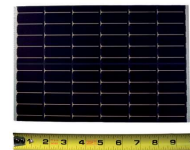
Power: 0.86W
 Operating Voltage: 7.2V
 Operating Current: 120mA
 Max Voc: 11.1V
 Size: 9.96 in x 2.87 in /
 253 mm x 72.9 mm
 Weight: 0.50 oz

**MP4.8-150**

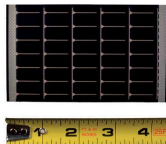
Power: 0.48W
 Operating Voltage: 4.8V
 Operating Current: 100mA
 Max Voc: 7.4V
 Size: 3.7 in x 5.75 in /
 94 mm x 146 mm
 Weight: 0.10 oz

**MP7.2-150F**

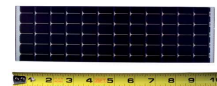
Power: 1.73W
 Operating Voltage: 7.2V
 Operating Current: 240mA
 Max Voc: 11.1V
 Size: 9.96 in x 5.75 in /
 253 mm x 146 mm
 Weight: 0.90 oz

**MPT6-75**

Power: 0.30W
 Operating Voltage: 6.0V
 Operating Current: 50mA
 Max Voc: 9.3V
 Size: 4.49 x 2.87 in /
 114 mm x 72.9 mm
 Weight: 0.08 oz

**MPT15-75**

Power: 0.77W
 Operating Voltage: 15.4V
 Operating Current: 50mA
 Max Voc: 22.2V
 Size: 9.96 in x 2.87 in /
 253 mm x 72.9 mm
 Weight: 0.50 oz

**MPT6-150**

Power: 0.60W
 Operating Voltage: 6.0V
 Operating Current: 100mA
 Max Voc: 9.3V
 Size: 4.49 in x 5.75 in /
 114 mm x 146 mm
 Weight: 0.10 oz

**MPT15-150**

Power: 1.54W
 Operating Voltage: 15.4V
 Operating Current: 100mA
 Max Voc: 22.2V
 Size: 9.96 in x 5.75 in /
 253 mm x 146 mm
 Weight: 0.50 oz

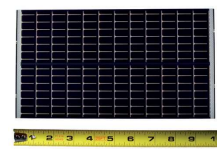


Figura 49 – Datasheet do EHA-PA1AN1-R03



TECHNICAL DATA SHEET

EHA-PA1AN1-R03

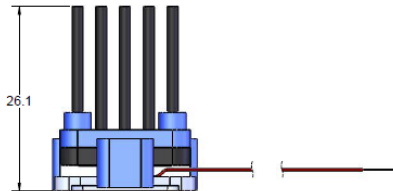
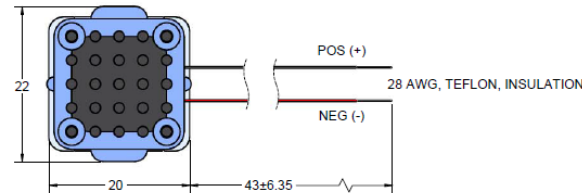
Mini-Harvester Thermal Energy Generator
Solid to Air



TYPICAL PERFORMANCE VALUES

AC Resistance @27°C (Ω):	1.1
Max Hot Side Temp (C):	85°C
Thermal R _{base - Amb} @ 0mph (C/W)	135
Thermal R _{base - Amb} @ 3mph (C/W)	57
Typical Load (Ω)	(1.2-5)
Optimal Load (Ω)	1.5Ω

MECHANICAL CHARACTERISTICS



ORDERING OPTIONS

Model Number	Description
EHA-PA1AN1-R03	Mini-Harvester Energy Generator Assembly Solid to Air

PRODUCT FEATURES

- Low cost, small package thermal energy harvester.
- Alternative for replaceable primary cell batteries.
- Compatible with vertical and horizontal surfaces.
- Compatible with commercially available power management electronics.
- Non-invasive installation.
- Anodized for corrosion protection.
- Maximum hot side temperature of 85°C.

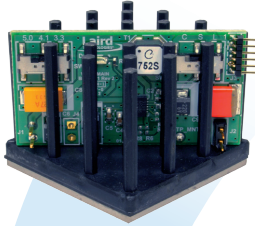
For customer support or general questions please contact a local office or visit our website at www.marlow.com.

DOC # 102-0509 REV 1 - PAGE 1 OF 2

Figura 50 – Datasheet do TEG WPG-1



Thermobility WPG-1 Wireless Power Generator



The WPG-1 is a self-contained thin-film thermoelectric power generator that harvests waste heat and converts it to usable output DC power. Due to its compact size, output power generation and ability to regulate voltage this device is suitable for use in applications to power wireless sensors and wireless sensor networks.

One WPG-1 can produce up to 1.5 mW of usable output power and can handle a wide range of load resistances. An ultra-low voltage step-up converter is incorporated to provide usable output power at low temperature differentials, $< 20^{\circ}\text{K}$. The output power can be regulated to accommodate three voltage set points: 3.3V, 4.1V or 5.0V. Custom design services are available to accommodate alternate heat absorption and heat dissipation mechanisms or output power requirements, however MOQ applies.

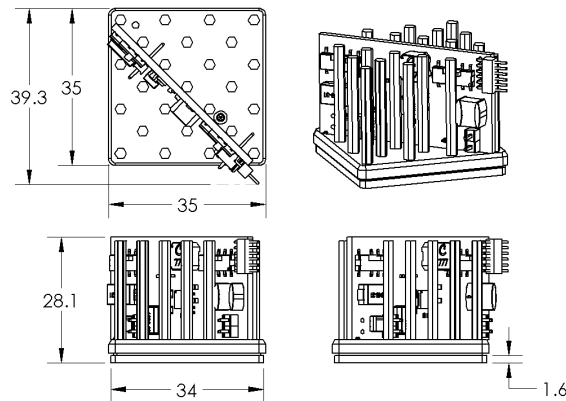
FEATURES

- Compact form factor
- Regulated output voltage
- High waste heat conversion ratio
- Ultra-low voltage converter
- Reliable solid state operation

APPLICATIONS

- Wireless sensors and transmitters
- LED lighting
- Battery charger

Heat is absorbed through a flat heat exchanger plate, energy is harvested by the thin-film thermoelectric and heat is exhausted into ambient environment by the pin fin heat sink.



Note: Unit of measure is in mm's

Americas: +1.888.246.9050
Europe: +49.8031.2460.0
Asia: +86.755.2714.1166

CLV-customerservice@lairdtech.com
www.lairdtech.com/thermal

Figura 51 – Datasheet do Solar Cell AM-1816CA

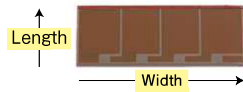


Amorton Product List (made with a glass substrate)

Indoor products

Customization available

The following are the standard products included in our lineup. Designs may be customized based on requests. For inquiries, please refer to the back cover.



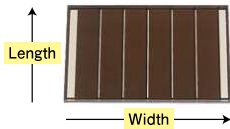
Products name	Fluorescent light : 200lx (25°C)			External dimensions (mm) Width x length x thickness	Weight (g)
	Voc	Isc	Vo-ve-lope		
AM-1312	1.9V	17.6µA	1.2V-16.2µA	38.0x12.5x1.1	1.3
AM-1456	2.5V	6.4µA	1.5V-5.9µA	25.0x10.0x1.1	0.7
AM-1411	2.5V	9.5µA	1.5V-8.6µA	29.6x11.8x1.1	1.0
AM-1437	2.5V	9.2µA	1.5V-8.5µA	29.6x11.8x1.1	1.0
AM-1407	2.5V	13.1µA	1.5V-12.2µA	38.0x12.5x1.1	1.3
AM-1417	2.5V	14.1µA	1.5V-13.3µA	35.0x13.9x1.1	1.3
AM-1424	2.5V	22.0µA	1.5V-20.6µA	53.0x13.8x1.1	2.0
AM-1454	2.5V	35.2µA	1.5V-33.3µA	41.6x26.3x1.1	3.0
AM-1513	3.1V	16.8µA	1.8V-15.9µA	55.0x13.5x1.1	2.0
AM-1522	3.1V	62.2µA	2.1V-58.7µA	55.0x40.5x1.1	6.3
AM-1606	3.7V	3.6µA	2.6V-3.4µA	15.0x15.0x0.7	0.4
AM-1713	4.4V	16.7µA	3.0V-15.2µA	96.6x10.0x1.1	2.7
AM-1719	4.4V	18.6µA	3.0V-17.3µA	41.6x26.3x1.1	3.1
AM-1819	5.0V	8.1µA	3.0V-6.9µA	31.0x24.0x1.1	2.2
AM-1820	5.0V	14.8µA	3.0V-13.8µA	43.0x26.0x1.1	3.1
AM-1805	5.0V	16.8µA	3.0V-15.7µA	55.0x20.0x1.1	3.0
AM-1801	5.0V	20.2µA	3.0V-18.9µA	53.0x25.0x1.1	3.6
AM-1815	5.0V	48.2µA	3.0V-45.7µA	58.1x48.6x1.1	7.8
AM-1816	5.0V	96.7µA	3.0V-92.2µA	96.7x56.7x1.1	15.6

※The above patterns are representative operating patterns (initial/default values).

Outdoor products

Customization available

The following are the standard products included in our lineup. Designs may be customized based on requests. For inquiries, please refer to the back cover.



Products name	100mW/cmf AM-1.5 (25°C)		SS-50klx (25°C)		External dimensions (mm) Width x length x thickness	Weight (g)
	Vo-ve-lope	Pm (Vpm-Ipm)	Vo-ve-lope	Pm (Vpm-Ipm)		
AM-5308	1.7V-68.8mA	117mW (1.9V-61.5mA)	1.7V-31.1mA	58mW (1.9V-29.2mA)	50.1x47.2x1.1	6.4
AM-5302	1.7V-105.0mA	181mW (1.9V-95.5mA)	1.7V-47.0mA	86mW (1.9V-45.1mA)	31.2x117.8x1.8	16.3
AM-5413	2.2V-16.7mA	39mW (2.6V-15.0mA)	2.2V-7.5mA	18mW (2.6V-7.1mA)	33.0x23.9x1.1	2.1
AM-5412	2.2V-39.8mA	93mW (2.6V-35.8mA)	2.2V-17.9mA	44mW (2.6V-16.9mA)	50.1x33.1x1.8	7.3
AM-5610	3.3V-5.1mA	18mW (3.9V-4.6mA)	3.3V-2.3mA	8mW (3.9V-2.2mA)	25.0x20.0x1.8	2.2
AM-5613	3.3V-31.6mA	110mW (3.9V-28.2mA)	3.3V-14.5mA	52mW (3.9V-13.3mA)	60.1x36.7x1.8	9.8
AM-5608	3.3V-36.0mA	125mW (3.9V-32.0mA)	3.3V-16.5mA	59mW (3.9V-15.1mA)	60.1x41.3x1.8	11.0
AM-5605	3.3V-115.4mA	401mW (3.9V-102.7mA)	3.3V-52.9mA	189mA (3.9V-48.6mA)	62.3x117.8x1.8	32.5
AM-8706	3.9V-19.9mA	81mW (4.6V-17.7mA)	3.9V-9.0mA	39mW (4.6V-8.3mA)	36.1x41.3x1.1	4.1
AM-8704	3.9V-23.8mA	97mW (4.6V-21.0mA)	3.9V-10.7mA	46mW (4.6V-9.9mA)	41.2x41.3x1.1	4.6
AM-8703	3.9V-32.1mA	131mW (4.6V-28.5mA)	3.9V-14.5mA	62mW (4.6V-13.4mA)	41.2x55.1x1.1	6.2
AM-5710	3.9V-32.6mA	134mW (4.6V-29.0mA)	3.9V-14.7mA	63mW (4.6V-13.7mA)	62.3x37.0x1.1	6.3
AM-8702	3.9V-34.4mA	140mW (4.6V-30.5mA)	3.9V-15.5mA	67mW (4.6V-14.4mA)	57.7x41.3x1.1	6.5
AM-5706	3.9V-45.9mA	186mW (4.6V-40.5mA)	3.9V-21.0mA	88mW (4.6V-19.1mA)	70.0x50.0x1.8	15.5
AM-8701	3.9V-46.6mA	190mW (4.6V-41.2mA)	3.9V-21.0mA	90mW (4.6V-19.4mA)	57.7x55.1x1.1	8.6
AM-5815	4.5V-2.5mA	12mW (5.2V-2.3mA)	4.5V-1.1mA	6mW (5.2V-1.1mA)	31.2x10.8x1.1	0.9
AM-5816	4.5V-6.5mA	32mW (5.2V-6.2mA)	4.5V-3.0mA	15mW (5.2V-2.9mA)	32.1x23.6x1.1	2.2
AM-5812	4.5V-19.8mA	93mW (5.2V-17.8mA)	4.5V-8.9mA	44mW (5.2V-8.4mA)	59.0x28.7x1.1	4.6
AM-5813	4.5V-25.0mA	117mW (5.2V-22.6mA)	4.5V-11.3mA	55mW (5.2V-10.7mA)	41.2x60.2x1.1	6.7
AM-8804	4.5V-33.3mA	156mW (5.2V-30.0mA)	4.5V-15.1mA	74mW (5.2V-14.2mA)	48.1x55.1x1.1	7.2
AM-5814	4.5V-38.6mA	180mW (5.2V-34.7mA)	4.5V-17.4mA	85mW (5.2V-16.4mA)	55.1x60.1x1.1	9.0
AM-8801	4.5V-41.9mA	196mW (5.2V-37.7mA)	4.5V-18.9mA	93mW (5.2V-17.8mA)	57.7x55.1x1.1	8.6
AM-5904	5.0V-9.9mA	52mW (5.9V-8.7mA)	5.0V-4.5mA	24mW (5.9V-4.1mA)	40.1x33.1x1.8	5.9
AM-5912	5.0V-15.3mA	80mW (5.9V-13.6mA)	5.0V-7.0mA	38mW (5.9V-6.4mA)	42.9x47.2x1.1	5.6
AM-5909	5.0V-22.2mA	116mW (5.9V-19.6mA)	5.0V-10.1mA	55mW (5.9V-9.3mA)	60.1x41.3x1.8	11.0
AM-5914	5.0V-23.1mA	121mW (5.9V-20.4mA)	5.0V-10.6mA	57mW (5.9V-9.7mA)	50.1x55.1x1.1	7.5
AM-5913	5.0V-30.1mA	157mW (5.9V-26.6mA)	5.0V-13.8mA	74mW (5.9V-12.6mA)	60.1x55.1x1.8	14.7
AM-5907	5.0V-45.7mA	241mW (5.9V-40.8mA)	5.0V-20.6mA	114mW (5.9V-19.3mA)	75.0x55.0x1.8	18.3
AM-5902	5.0V-60.8mA	317mW (5.9V-53.7mA)	5.0V-27.8mA	150mW (5.9V-25.4mA)	150.0x37.5x1.8	25.0
AM-7A03	5.5V-227.0mA	1336mW (6.6V-202.3mA)	5.5V-113.0mA	702mW (6.6V-106.3mA)	150.0x165.0x1.8	110.0
AM-7D08	7.2V-172.0mA	1303mW (8.5V-153.2mA)	7.2V-85.0mA	684mW (8.5V-80.5mA)	150.0x165.0x1.8	110.0
AM-5E02	7.7V-23.2mA	189mW (9.2V-20.5mA)	7.7V-10.6mA	89mW (9.2V-9.7mA)	75.0x55.0x1.8	18.3
AM-7E04	7.7V-104.0mA	852mW (9.2V-92.6mA)	7.7V-50.0mA	447mW (9.2V-48.6mA)	150.0x110.0x1.8	74.0
AM-5S06	15.4V-11.4mA	188mW (18.4V-10.2mA)	15.4V-5.1mA	89mW (18.4V-4.8mA)	124.5x29.5x1.1	10.0
AM-7S03	15.4V-70.0mA	1133mW (18.4V-61.6mA)	15.4V-34.5mA	595mW (18.4V-32.4mA)	150.0x165.0x1.8	110.0

Note : The above table shows standard weights, excluding lead.

※The above patterns are representative operating patterns (initial/default values). ※SS : solar simulator