



CENTRO BRASILEIRO DE PESQUISAS FÍSICAS
COORDENAÇÃO DE MATÉRIA CONDENSADA, FÍSICA
APLICADA E NANOCIÊNCIA

Marco Vinicius Ribeiro Lopes da Silva

**Desenvolvimento de um Sistema Costeiro Baseado em Sensores Industriais
para Monitoramento em Tempo Real do Ambiente Marinho**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

RIO DE JANEIRO – RJ

2019

Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas
Coordenação de Matéria Condensada, Física Aplicada e Nanociência

Marco Vinicius Ribeiro Lopes da Silva

**Desenvolvimento de um Sistema Costeiro Baseado em Sensores Industriais
para Monitoramento em Tempo Real do Ambiente Marinho**

Dissertação de Mestrado Profissional em Física com ênfase em Instrumentação Científica, apresentada ao Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas do Ministério da Ciência, Tecnologia, Inovação e Comunicação, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Física.

Orientador: Dr. Geraldo Cernicchiaro

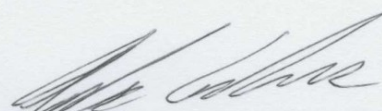
RIO DE JANEIRO – RJ

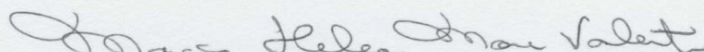
2019

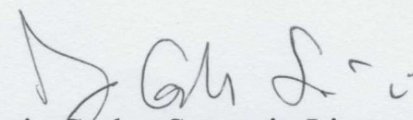
**“DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA COSTEIRO BASEADO
EM SENSORES INDUSTRIAIS PARA MONITORAMENTO EM
TEMPO REAL DO AMBIENTE MARINHO”**

MARCO VINICIUS RIBEIRO LOPES DA SILVA

Dissertação de Mestrado Profissional em Física com ênfase em Instrumentação Científica, apresentada no Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas do Ministério da Ciência, Tecnologia, Inovação e Comunicação. Fazendo parte da banca examinadora os seguintes professores:


Geraldo Roberto Carvalho Cernicchiaro - Presidente/Orientador/CBPF


Marcia Helena Moreira Valente - IEAPM


Luiz Carlos Sampaio Lima - CBPF

Rio de Janeiro, 31 de outubro de 2019.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por tudo que tenho e sou.

À minha amada esposa Giselle, em nome da minha filha Beatriz e de toda a minha família, por coparticipar em todas as etapas deste projeto, auxiliando nos planejamentos, discutindo experimentos, revisando manuscritos, abrindo mão de inúmeros momentos de lazer e me encorajando continuamente.

Ao Geraldo Cernicchiaro, por toda a paciência, preciosos ensinamentos e pela orientação desenvolvida nesta caminhada, de inestimável valor.

Ao Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira, em especial do Rogério Candella, pelo suporte dado a esse trabalho e pela oportunidade de participar deste projeto de capacitação técnica.

À família do Laboratório de Instrumentação e Medidas (LIM), em especial ao amigo Rafael Barmak, pelas inúmeras contribuições.

Aos pesquisadores, professores e funcionários do CBPF, em especial ao Henrique Lins, pelos conselhos, por sempre me receberem de portas abertas, por me acolherem em suas dependências e fornecerem o ambiente e as condições propícias à progressão do trabalho e ao meu desenvolvimento profissional.

“Que nos apropriemos desse mar com uma posse real, profunda, apaixonada e definitiva.”

(Almirante Paulo de Castro Moreira da Silva)

RESUMO

LOPES, M. V. R. **Desenvolvimento de um Sistema Costeiro Baseado em Sensores Industriais para Monitoramento em Tempo Real do Ambiente Marinho**. 2019. 154. Dissertação (Mestrado em Física com ênfase em Instrumentação Científica) – Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas, Rio de Janeiro, 2019.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma plataforma costeira de medidas, que integra sensores industriais em um sistema embarcado, para monitorar em tempo real a variação de propriedades físicas do ambiente marinho. O sistema foi projetado para operar de forma isolada ou como um nodo integrado a uma rede de sensores sem fio. A construção da plataforma de medidas foi baseada em quatro subsistemas principais: alimentação, sensoriamento, processamento e comunicação sem fio. Todos os equipamentos são alimentados por baterias que armazenam a energia gerada por painéis solares, permitindo a sua instalação em locais remotos. As informações dos sensores e o controle de aquisição são processados por um sistema embarcado em dispositivo microcontrolado, com flexibilidade de atualização de seu firmware e integração de novos sensores. Para realizar a telemetria em tempo real são utilizados equipamentos de enlace rádio, que permitem sua configuração em topologias do tipo ponto-a-ponto e ponto-a-multiponto. Todo o sistema é expansível em relação à distância de transmissão bem como à quantidade, profundidade e tipos de sensores. O perfil vertical de temperatura foi escolhido como o primeiro componente do subsistema de sensoriamento a ser desenvolvido. A cadeia de termômetros digitais foi inicialmente projetada para monitorar a temperatura ambiente e o gradiente térmico de uma coluna d'água com 10 metros de profundidade. A metodologia de calibração dos termômetros foi apresentada e os resultados demonstraram um ganho de exatidão superior ao valor informado na folha de dados do fabricante. A plataforma foi instalada na Enseada dos Anjos, em Arraial do Cabo-RJ, onde é operado um medidor de nível do mar sob responsabilidade da Marinha. O sensor foi integrado ao sistema e, durante os testes, foi possível registrar variações de temperatura com indícios de ocorrência do fenômeno de ressurgência costeira e intrusões de água fria acompanhando os ciclos de maré. A série de dados contínuos obtida pelo sistema desenvolvido se apresentou como uma ferramenta estratégica para estudos oceanográficos na região.

Palavras-chave: Monitoramento oceanográfico, variação de temperatura, calibração, cadeia de termômetros, 1-Wire, fundeios, sistemas embarcados, tempo real, ressurgência costeira.

ABSTRACT

LOPES, M. V. R. **Development of a Coastal System Based on Industrials Sensors for Real Time Monitoring of the Marine Environment.** 2019. 154. Dissertation (Master of Science in Physics with emphasis on Scientific Instrumentation) – Brazilian Center for Physical Research, Rio de Janeiro, 2019.

This study presents the development of a coastal measurement platform that integrates industrial sensors in an embedded system to monitor in real time the variation of the physical properties of the marine environment. The system is designed to operate alone or as a node integrated into a wireless sensor network. The construction of the measurement platform was based on four main subsystems: power, detection, processing and wireless communication. All equipment is powered by batteries that store the energy generated by solar panels, allowing its installation in remote locations. The sensor information and the acquisition control are managed by a system embedded in a micro controlled device, with the flexibility to update its firmware and to integrate new sensors. To perform real-time telemetry, radio link equipment is used that allows its configuration point-to-point and point-to-multipoint topologies. The whole system is expandable in relation to the transmission distance as well as the quantity, depth and types of sensors. The vertical temperature profile was chosen as the first component of the sensor subsystem to be developed. The digital thermometer chain was initially designed to monitor the ambient temperature and the thermal gradient of a 10-meter-deep water column. The thermometers calibration methodology was presented, and the results demonstrated a gain of accuracy higher than the value informed in the manufacturer's data sheet. The platform was installed at Enseada dos Anjos, in Arraial do Cabo-RJ, where a tide gauge is operated under the responsibility of the Navy. The sea level sensor was integrated into the system and, during the tests, it was possible to record temperature variations with evidence of the occurrence of the coastal upwelling phenomenon and cold-water intrusions after the tidal cycles. The continuous series of data obtained by the developed system was presented as a strategic tool for oceanographic studies in the region.

Keywords: Oceanographic monitoring, temperature variation, calibration, thermometer chain, 1-Wire, moorings, embedded systems, real timing, coastal upwelling.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquema de uma estação de observação oceanográfica pertencente a OOI (CRESSEY, 2009).....	2
Figura 2 - Imagem das boias do projeto PNBOIA (a) e PIRATA (b). À direita da figura (c) é apresentado um esquema típico de linha de fundeio oceanográfico como o que é utilizado no projeto PIRATA. Adaptado de (NOAA, 2005).....	3
Figura 3 - Estação meteomaregráfica do projeto SiMCosta. Adaptado de (IBGE, 2016).	4
Figura 4 - Representação esquemática do fenômeno da ressurgência no hemisfério sul (a), adaptado de (RAMOS, 2011). À direita é representada a ressurgência costeira de Cabo Frio, adaptada de (CALADO, 2006).....	8
Figura 5 - Área marinha de testes e desenvolvimento tecnológico do IEAPM.....	9
Figura 6 - Arquitetura típica de um nó de uma rede de sensores sem fio. Adaptado de (ANASTASI et al., 2009).....	12
Figura 7 - Diagrama esquemático dos subsistemas da estação meteomaregráfica utilizada no projeto SiMCosta. Adaptado de (GARCIA; CIRANO, 2011).	12
Figura 8 - Diagrama do sistema de monitoramento da boia OMNI. Adaptado de (VENKATESAN et al., 2018b).....	13
Figura 9 - Diagrama eletrônico da boia costeira utilizada na rede de observação oceanográfica da Índia. Adaptado de (VENKATESAN et al., 2018a).....	14
Figura 10 - Diagrama esquemático da instrumentação da boia utilizada em estudo comportamental de peixes. Adaptado de (FULLERTON et al., 2004).	15
Figura 11 - Arquitetura básica de um microcontrolador. Adaptado de (EFY, 2019).....	17
Figura 12 - Diagrama de conexão do protocolo JTAG. Adaptado de (WIKIPEDIA, 2019). ..	21
Figura 13 - Exemplo de um barramento I ² C conectando vários dispositivos. Adaptado de (NXP, 2014).	22
Figura 14 - Diagrama de transmissão serial da interface UART. Adaptado de (BASICS, 2019).....	23

Figura 15 – Diagrama temporal de transmissão serial para envio do <i>byte</i> 0b01010101 comparando os níveis lógicos entre o padrão RS232 (acima) e a lógica TTL (abaixo) (SPARKFUN, 2010).....	24
Figura 16 - Diagrama do sistema costeiro de monitoramento desenvolvido.	26
Figura 17 - <i>Hardware</i> do sistema embarcado. Detalhe para os componentes populados (linha cheia) e os componentes adaptados (linha tracejada).....	27
Figura 18 - Diagrama de blocos completo do microcontrolador ATmega1284P-PU (ATMEL, 2016).....	28
Figura 19 - Pinagem do microcontrolador ATmega1284P-PU com encapsulamento DIP de 40 pinos. Detalhe em vermelho para os pinos referentes às funções alternativas utilizadas no projeto. Adaptado de (ATMEL, 2016).	29
Figura 20 - Esquema elétrico da alimentação de 5 V e 3,3 V da placa eletrônica do sistema embarcado.....	30
Figura 21 - Esquema elétrico de interligação entre o <i>driver</i> RS-232 e o microcontrolador ATmega1284P. Os sinais são de comunicação são disponibilizados em dois conectores DB9 (modem e marégrafo).	31
Figura 22 - Adaptação do módulo RTC DS3231 na placa eletrônica do sistema embarcado..	32
Figura 23 - Diagrama de blocos do termômetro digital DS18B20.....	34
Figura 24 - Diagrama de blocos do protocolo de comunicação 1- <i>Wire</i>	34
Figura 25 - Preparação e conexão dos condutores de cada termômetro ao barramento principal (a), resultado da impermeabilização com resina epóxi (b) e a cadeia de termômetros montada (c).....	36
Figura 26 - Malha de corrente (4 – 20mA) do sistema de medição do nível do mar constituída pelo indicador de nível (a), o transmissor de nível ultrassônico (b) e registrador das medidas (c).....	37
Figura 27 – Vistas inferior (a) e superior (b) da placa eletrônica de alimentação do indicador de nível série 487.....	38
Figura 28 – Projeto do módulo de comunicação serial desenvolvido para o indicador de nível	

série 487. À esquerda a simulação 3D da placa eletrônica (a) e à direita o esquema elétrico (b).	39
Figura 29 – Instalação final do módulo de comunicação serial desenvolvido (a) e o acesso externo aos terminais de comunicação e alimentação (b).	40
Figura 30 - Representação esquemática do enlace rádio que compõe subsistema de telemetria.	41
Figura 31 - Representação esquemática dos termos utilizados no cálculo de viabilidade do enlace rádio.....	42
Figura 32 – Diagrama do sistema fotovoltaico (a) e o quadro elétrico para interconexão dos componentes (b).	44
Figura 33 - Caixa plástica adaptada acomodar os módulos reguladores de tensão.....	45
Figura 34 - Projeto de organização e distribuição dos cabos de alimentação antes (a) e após a instalação no interior da caixa inox (b).	45
Figura 35 - Projeto para fixação dos painéis construídos em acrílico.	46
Figura 36 - Painéis laterais: lado esquerdo (a) e lado direito (b).....	46
Figura 37 - Caixa de aço inox onde foi acondicionada toda a eletrônica do sistema.....	47
Figura 38 - Fluxograma do <i>looping</i> principal.....	48
Figura 39 - Principais opções de comando implementadas.....	49
Figura 40 - Diagrama de tempo da rotina de <i>Reset/Presence</i> . O pulso de <i>reset</i> dura 480 μs e o dispositivo master verifica a presença de dispositivos escravos no barramento de dados 70 μs depois.....	51
Figura 41 - Código em Linguagem C para a rotina de <i>Reset/Presence</i>	51
Figura 42 - Diagrama de tempo para a rotina <i>WriteBit1</i> . O dispositivo mestre envia um pulso de nível lógico "0" por 6 μs e libera o barramento em condição de nível lógico "1" durante 64 μs até a próxima transferência de <i>bit</i>	52
Figura 43 - Código em Linguagem C para a rotina <i>WriteBit1</i>	52
Figura 44 - Diagrama de tempo para a rotina <i>WriteBit0</i> . O dispositivo mestre envia um pulso	

de nível lógico "0" com duração de 60 μs . Após liberar o barramento de dados em condição de nível lógico "1", aguarda 10 μs até a próxima transferência de <i>bit</i>	52
Figura 45 - Código em Linguagem C para a rotina <i>WriteBit0</i>	53
Figura 46 - Diagrama de tempo para a rotina <i>ReadBit</i> . O dispositivo mestre envia um pulso de nível lógico "0" com duração de 6 μs . Após liberar o barramento de dados em condição de nível lógico "1", aguarda 9 μs para fazer a leitura do <i>bit</i> e mais 55 μs até a próxima transferência de <i>bit</i> . Para transferir um <i>bit</i> 0, o dispositivo escravo retorna o nível lógico para "0" após detectar a libração do barramento. O microcontrolador assume que foi transferido um <i>bit</i> 1 se detectar que o barramento permaneceu inalterado.....	53
Figura 47 - Código em Linguagem C para a rotina <i>ReadBit</i>	54
Figura 48 - Fluxograma da rotina para enviar um <i>byte</i> pelo protocolo 1- <i>Wire</i> . A rotina para escrever um <i>byte</i> (b) chama a função para escrever um <i>bit</i> (a) a cada <i>bit</i>	55
Figura 49 - Código em Linguagem C para a rotina <i>WriteByte</i>	55
Figura 50 - Fluxograma da rotina para receber um <i>byte</i> pelo protocolo 1- <i>Wire</i> . A rotina para ler um <i>byte</i> (b) chama a função para ler um <i>bit</i> (a) a cada <i>bit</i>	56
Figura 51 - Código em Linguagem C para a rotina <i>ReadByte</i>	56
Figura 52 - Diagrama de blocos do sistema supervisorio destacando o fluxo de dados para comunicação serial.	57
Figura 53 - Diagrama de blocos do sistema supervisorio destacando o fluxo de dados para gravação das medidas.	58
Figura 54 - Painel frontal do sistema supervisorio para monitoramento da temperatura.	59
Figura 55 - Painel frontal do sistema supervisorio para monitoramento do nível relativo do mar.	59
Figura 56 – Representação esquemática da interação entre as terminologias recomendadas pelo VIM para descrição dos processos de estimativa da incerteza de medição. Adaptado de (MENDITTO; PATRIARCA; MAGNUSSON, 2007).	61
Figura 57 – Funções de distribuição de probabilidade. Na distribuição normal (a) a incerteza ux é igual ao desvio padrão $s(x)$ e a área de $x \pm 1s$ cobre 68% dos dados. Na distribuição	

retangular (b) a incerteza ux e é igual a $13a$ e a área de $x \pm u(x)$ cobre 58% dos dados. Adaptado de (MEYER, 2007).	64
Figura 58 - Variação explicada e variação não explicada pela curva de regressão.....	69
Figura 59 - Diagrama esquemático do sistema de calibração.	71
Figura 60 - Centro de Torneamento CNC do LITMec (a), dados de fabricação (b) e o bloco de equalização construído (c).	72
Figura 61 - Método de medida de resistência elétrica utilizando 4 fios.	75
Figura 62 - Diagrama de blocos do sistema supervisor destacando o fluxo de dados para leitura das medidas durante a calibração.	76
Figura 63 - Painel frontal do sistema supervisor para visualização dos registros durante a calibração dos termômetros.	76
Figura 64 - Disposição em bancada do sistema de calibração desenvolvido.	78
Figura 65 – Avaliação da estabilidade do banho em 24,488 °C.....	86
Figura 66 - Resumo dos dados brutos, valor médio e repetitividade registrados para o Termômetro 1 em cada ponto de referência.	89
Figura 67 - Variação do erro na faixa de calibração. Os sensores em calibração (direita) apresentaram um comportamento similar aos dados do fabricante (esquerda) com quase a mesma amplitude de dispersão.	90
Figura 68 – Curva de correção do Termômetro 1 e limites da incerteza expandida da calibração declarada para uma probabilidade de abrangência de 95,45%.....	93
Figura 69 - Contribuição relativa de cada fonte de incerteza em relação ao valor da incerteza combinada.za combinada.....	95
Figura 70 - Erro observado após a aplicação do ajuste de calibração em uma nova série de 60 minutos para os 11 sensores da cadeia de termômetros.	96
Figura 71 - Local onde o sistema foi instalado para testes em campo.	97
Figura 72 - Instrumentação instalada na estação maregráfica. Painéis solares e antena de transmissão no teto (a). Cadeia de termômetros se estendendo até a água pela lateral da	

estação (b). Sistema de controle e transmissão de dados junto com o transdutor de nível do mar e banco de baterias no interior da estação (c).....	98
Figura 73 - Cálculo do enlace realizado no software Radio Mobile.	99
Figura 74 – Gráfico de atenuação do nível do sinal no receptor com a distância.	100
Figura 75 - Gráfico percentual das linhas recebidas com sucesso em cada mês.....	101
Figura 76 - Série completa do monitoramento dos parâmetros de nível do mar, temperatura ambiente e perfil vertical de temperatura realizada no ano de 2018.	103
Figura 77 - Valores mensais máximos, mínimos e médios para temperatura ambiente, nível relativo do mar e temperatura da superfície e do fundo.	103
Figura 78 - Série de temperatura da coluna d'água destacando a intrusão de água fria acompanhada pela mudança da direção do vento.....	105
Figura 79 - Série de temperatura da coluna d'água destacando a intrusão de água fria acompanhada pela variação relativa do nível do mar.....	106
Figura 80 – Curva de correção do Termômetro 1.	125
Figura 81 – Curva de correção do Termômetro 2.	126
Figura 82 – Curva de correção do Termômetro 3.	126
Figura 83 – Curva de correção do Termômetro 4.	127
Figura 84 – Curva de correção do Termômetro 5.	127
Figura 85 – Curva de correção do Termômetro 6.	128
Figura 86 – Curva de correção do Termômetro 7.	128
Figura 87 – Curva de correção do Termômetro 8.	129
Figura 88 – Curva de correção do Termômetro 9.	129
Figura 89 – Curva de correção do Termômetro 10.	130
Figura 90 – Curva de correção do Termômetro 11.	130
Figura 91 - Simulação das camadas superior (a) e inferior (b).	131
Figura 92 - Modelo do circuito para a fabricação da PCB (a) e simulação 3D apresentando a	

PCB em perspectiva.	131
Figura 93 - Esquema elétrico completo do projeto final da placa de aquisição.	132

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Características de alguns microcontroladores de 8 <i>bits</i> fabricados pela Microchip (MICROCHIP, 2019).	18
Tabela 2 - Performance do painel solar em condições STC*(SOLARWORLD, 2011).	43
Tabela 3 - Coeficientes nominais para uma TIP Pt-100.....	74
Tabela 4 - Identificação dos termômetros digitais.....	78
Tabela 5 – Valores dos coeficientes encontrados no certificado de calibração da TIP (INMETRO, 2017).	80
Tabela 6 - Planilha de incerteza para a leitura de resistência da TIP em 20 °C.....	81
Tabela 7 - Planilha de incerteza para a leitura de resistência da TIP no ponto do gelo 0 °C....	83
Tabela 8 – Resultados obtidos para utW em cada temperatura de referência.	84
Tabela 9 - Incerteza declarada no certificado de calibração da TIP para um fator de abrangência $k = 2$ e probabilidade de abrangência de aproximadamente 95% (INMETRO, 2017).....	85
Tabela 10 - Resultado da estimativa de incerteza do arranjo experimental de calibração.	87
Tabela 11 - Planilha de incerteza do Termômetro 1 em 20 °C.....	90
Tabela 12 - Resultado da regressão linear para todos os termômetros em calibração.	91
Tabela 13 - Resultado da calibração do Termômetro 1 onde a incerteza expandida da medição U corresponde a uma probabilidade de abrangência de 95,45%.	94
Tabela 14 - Planilha completa para cálculo da incerteza do Termômetro 1 $t_{ref} = 20\text{ °C}$	94
Tabela 15 - Dados geográficos do rádio enlace.....	98
Tabela 16 - Parâmetros do rádio enlace.....	99
Tabela 17 - Resultado da calibração do Termômetro 1.....	125
Tabela 18 - Resultado da calibração do Termômetro 2.....	126
Tabela 19 - Resultado da calibração do Termômetro 3.....	126

Tabela 20 - Resultado da calibração do Termômetro 4.....	127
Tabela 21 - Resultado da calibração do Termômetro 5.....	127
Tabela 22 - Resultado da calibração do Termômetro 6.....	128
Tabela 23 - Resultado da calibração do Termômetro 7.....	128
Tabela 24 - Resultado da calibração do Termômetro 8.....	129
Tabela 25 - Resultado da calibração do Termômetro 9.....	129
Tabela 26 - Resultado da calibração do Termômetro 10.....	130
Tabela 27 - Resultado da calibração do Termômetro 11.....	130

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ACAS	Água Central do Atlântico Sul
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> - Conversor analógico-digital
ADCP	<i>Acoustic Doppler Current Profiler</i> - Perfilador acústico de corrente por efeito Doppler
ARGO	<i>Global Array of Profiling Floats</i>
CBPF	Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas
CMC	Capacidade de Medição e Calibração
CHM	Centro de Hidrografia da Marinha
CI	Circuitos Integrados
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
CNC	Comando Numérico Computadorizado
CPU	<i>Central Processing Unit</i> – Unidade Central de Processamento
CTD	<i>Conductivity, Temperature and Depth</i> – Sensor de Condutividade, Temperatura e Profundidade
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> – Processamento do Sinal Digital
DIP	<i>Dual in line Package</i>
ECTIMB	Estratégia de Ciência, Tecnologia e Inovação da Marinha do Brasil
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read Only Access</i>
EIA	<i>Electronic Industries Association</i>
EOV	<i>Essential Ocean Variables</i> - Variáveis Oceânicas essenciais
EUA	Estados Unidos da América
GLOSS	<i>Global Sea-Level Observing System</i> – Sistema Global de Observação do Nível

do Mar

GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
GOOS	<i>Global Ocean Observing System</i> - Sistema Global de Observação do Oceano
GUM	<i>Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement</i>
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
IEAPM	Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia
INT	Instituto Nacional de Tecnologia
IoT	Internet das Coisas
ITS-90	<i>1990's International Temperature Scale</i> - Escala Internacional de Temperatura de 1990
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LIM	Laboratório de Instrumentação e Medidas
LITMec	Laboratório de Instrumentação e Tecnologia Mecânica
LPU	<i>Law of Propagation of Uncertainty</i>
MB	Marinha do Brasil
MIPS	<i>Million Instructions Per Second</i>
MOVAR	Monitoramento da Variabilidade Regional
NBR	Norma Brasileira
NSF	<i>National Science Foundation</i> - Fundação Nacional da Ciência
ODAS	<i>Ocean Data Acquisition System</i> – Sistema de Aquisição de dados oceânicos
OMNI	<i>Ocean Moored buoy Network for the Northe Indian Ocean</i>
OOI	<i>Ocean Observatories Initiative</i>

PCI	Placa de Circuito Interno
PIRATA	<i>Prediction and Research Moored Array in the Tropical Atlantic Arrays</i>
PNBOIA	Programa Nacional de Boias
RAM	<i>Random Access Memory</i>
ROM	<i>Read-Only Memory</i>
SiMCosta	Sistema de Monitoramento da Costa Brasileira
SIODC	Sistemas de Obtenção de Dados Ambientais para Defesa
SIODOC	Sistema Integrado de Obtenção de Dados Oceanográficos
SMD	<i>Surface Mounting Device</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
TAP	<i>Test Access Port</i>
TCK	<i>Test clock</i>
TD	Termômetros Digitais
TDO	<i>Test Data Output</i>
TDI	<i>Test Data Input</i>
TIP	Termorressistência Industrial de Platina
TMS	<i>Test Mode Select</i>
TSM	Sensor de Temperatura da Superfície do Mar
TSSOP	<i>Thin Shrink Small Outline Package</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
RS232	<i>Recommended Standard 232</i>
RTC	<i>Real Time Clock</i>
SCL	<i>Serial clock</i>
SDA	<i>Serial data</i>

UART	<i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i>
ULA	Unidade Lógica e Aritmética
VIM	Vocabulário Internacional de Termos de Metrologia Legal
WSN	<i>Wireless Sensor Network</i> – Rede de sensores sem fio
XBT	<i>Expendable Bathy Thermograph</i>

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	iv
RESUMO.....	vi
ABSTRACT	vii
LISTA DE ILUSTRAÇÕES.....	viii
LISTA DE TABELAS.....	xv
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	xvii
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 REGIÃO COSTEIRA DE ARRAIAL DO CABO	8
1.2 SISTEMAS COSTEIROS DE MONITORAMENTO	11
1.2.1 Arquitetura Típica	11
1.2.2 Sistemas Embarcados.....	16
1.2.3 Interfaces para Comunicação Serial.....	19
1.3 OBJETIVOS	24
2 MATERIAIS E MÉTODOS	26
2.1 <i>HARDWARE</i> DO SISTEMA EMBARCADO	27
2.2 SENSORIAMENTO.....	32
2.2.1 Cadeia de Termômetros Digitais.....	33
2.2.2 Integração com o Marégrafo	36
2.3 TELEMETRIA	40
2.4 ALIMENTAÇÃO	42
2.5 MONTAGEM DO SISTEMA	44
2.6 PROGRAMA.....	47
2.6.1 Leitura da Cadeia de Termômetros	49
2.6.2 Sistema Supervisório.....	57
2.7 CARACTERIZAÇÃO DOS TERMÔMETROS DIGITAIS.....	59
2.7.1 Métodos de Avaliação.....	63
2.7.2 Determinação da Curva de Correção	65
2.7.3 Medidas de Dispersão	69

2.7.4	Arranjo Experimental de Calibração	70
3	RESULTADOS E DISCUSSÃO	77
3.1	CALIBRAÇÃO DOS TERMÔMETROS	77
3.1.1	Incerteza da Temperatura de Referência	79
3.1.2	Incerteza do Termômetro em Calibração	88
3.1.3	Incerteza do Modelo de Ajuste	90
3.1.4	Incerteza Final de Calibração	91
3.1.5	Validação da Calibração	95
3.2	MEDIDAS EM CAMPO	96
3.2.1	Análise do Enlace de Rádio	98
3.2.2	Observação de Indícios de Ressurgência	102
4	CONCLUSÃO	107
	BIBLIOGRAFIA	111
	APÊNDICE A – Produção Científica	121
	APÊNDICE B – Solução da Regressão por Matrizes.....	123
	APÊNDICE C – Registro de Calibração dos Termômetros	125
	APÊNDICE D – Projeto de Fabricação da Placa de Circuito Impresso	131

INTRODUÇÃO

Os oceanos desempenham um papel importante no clima global e nos padrões climáticos. Nas regiões próximas à costa ocorrem processos físicos e biológicos de forma contínua em escalas de tempo e espaço menores do que em mar aberto. Estas regiões de águas rasas (até 200 m) desempenham um papel crítico na variação climática. Dados meteorológicos e oceanográficos obtidos de forma contínua, em tempo real e com alta resolução espacial são essenciais em diversas aplicações. Dentre essas, cita-se a previsão do estado do oceano, os estudos de variabilidade climática, a previsão confiável do tempo e o desenvolvimento de modelos matemáticos para prever o comportamento das condições da água, do fundo do mar e dos seres vivos que o habitam (VENKATESAN et al., 2018b).

Uma série de alternativas para plataformas de medição tem sido propostas pela comunidade científica, contendo soluções que variam de instrumentos integrados em sistemas de observação no local a equipamentos remotos, cada um com uma finalidade específica (CALADO; C. PAULA; A MATTOS, 2012). Dentre essas plataformas destacam-se veículos autônomos de medição como *wave gliders* e perfiladores ARGO (JONES et al., 2019), veículos rebocados e plataformas a bordo de navios e satélites (AKBARI et al., 2017). Além disso, há boias de deriva, boias meteoceanográficas, cadeia de termômetros e fundeios com sensores diversos, e também sondas perfiladoras como o CTD (*Conductivity, Temperature and Depth*) e os batitermógrafos descartáveis (XBT – *Expendable Bathy Thermograph*) (VENKATESAN et al., 2018a). Instrumentos como os XBTs e os perfiladores ARGO estão entre os instrumentos mais importantes para avaliar o oceano de forma global, fornecendo informações atualizadas sobre a temperatura abaixo da superfície (ABRAHAM et al., 2013).

Estas plataformas são componentes críticos para o Sistema Global de Observação do Oceano (GOOS – *Global Ocean Observing System*). O GOOS é um sistema global permanente de observações, modelagem e análise de variáveis marinhas para apoiar os serviços

oceânicos operacionais em todo o mundo. Alguns projetos para coleta e divulgação de dados oceanográficos mundialmente conhecidos como o *Global Array of Profiling Floats* (ARGO), *Global Sea-Level Observing System* (GLOSS) e *Prediction and Research Moored Array in the Tropical Atlantic Arrays* (PIRATA) são resultantes da contribuição da comunidade científica para manter o GOOS (NOAA, 2019).

Diversos países participam em partes destes projetos, com coleta operacional de dados no mar adjacente aos seus territórios, ou gerenciam outros projetos de iniciativa própria para contribuir com o GOOS. Dentre eles podemos destacar o projeto *Ocean Observatories Initiative* (OOI), desenvolvido pela Fundação Nacional da Ciência (NSF – *National Science Foundation*), uma agência governamental dos Estados Unidos da América, para investigação científica de processos físicos, químicos, biológicos e geológicos interligados em todo o oceano, bem como na atmosfera subjacente, fornecendo um sistema integrado de coleta de dados nas escalas costeira, regional e global (TROWBRIDGE et al., 2019). A Figura 1 apresenta o esquema de uma estação de observação oceanográfica pertencente ao OOI.

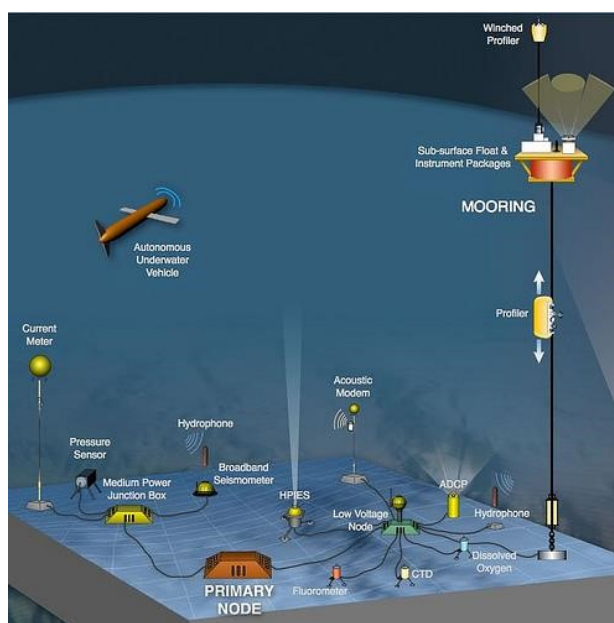


Figura 1 – Esquema de uma estação de observação oceanográfica pertencente a OOI (CRESSEY, 2009).

Neste exemplo de sistema de observação oceânica, é possível identificar instrumentos acima, abaixo e ao longo da coluna d'água como hidrofones, sismômetros, sensores de oxigênio dissolvido, perfiladores acústicos de corrente por efeito Doppler (ADCP - *Acoustic Doppler Current Profiler*), fluorímetros e câmeras. Cada um desses instrumentos é alimentado por um nó primário, conectado em terra por um cabo de alimentação e de dados.

No Brasil, o Programa GOOS-BRASIL é a componente brasileira do GOOS. O GOOS-BRASIL é um sistema nacional de observação dos oceanos visando a coleta, controle de qualidade, monitoramento oceanográfico e climatológico no Atlântico Sul e distribuição operacional de dados oceanográficos (GOOS-BRASIL, 2019). Coordenado pela Marinha do Brasil (MB) em parceria com diversas Instituições Nacionais, o programa coordena sistemas de observação como o monitoramento do nível médio do mar (GLOSS-BRASIL); rede de coleta de dados oceanográficos por meio de boias fixas e de deriva no Atlântico Sul, pertencente ao Programa Nacional de Boias (PNBOIA), e no Atlântico Tropical (PIRATA); e monitoramento da caracterização da estrutura térmica, a partir de linhas de alta densidade de perfis térmicos realizados por meio de XBT entre o Rio de Janeiro e a Ilha da Trindade, realizado pelo projeto MOVAR (Monitoramento da Variabilidade Regional do transporte de calor e volume na camada superficial do oceano Atlântico Sul).

Na Figura 2 é apresentado um esquema típico de configuração de sensores utilizados em plataformas de medidas baseadas em boias de superfícies com sensores submersos, distribuídos em suas linhas de fundeio. Na superfície é comum encontrar sensores para medir pressão atmosférica, vento (direção, intensidade e rajada), umidade relativa, temperatura do ar, temperatura do ponto de orvalho e radiação solar. Entre os sensores submersos, podemos destacar sensores para medir o perfil de correntes marinhas (ADCP), temperatura da superfície do mar (TSM), perfil de condutividade e temperatura da coluna d'água por meio de CTD e sensores para medição de ondas.

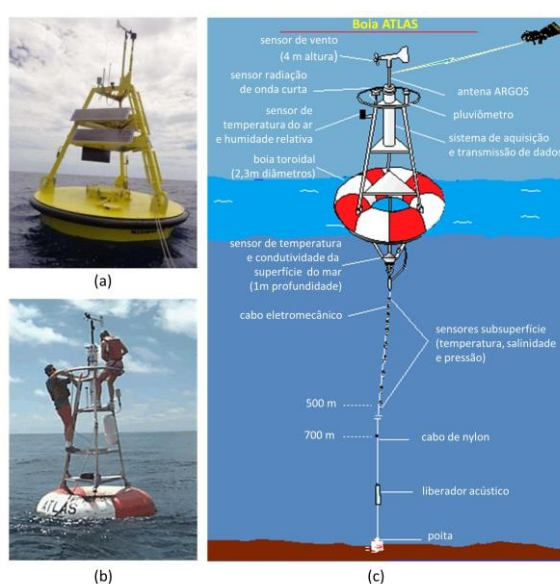


Figura 2 - Imagem das boias do projeto PNBOIA (a) e PIRATA (b). À direita da figura (c) é apresentado um esquema típico de linha de fundeio oceanográfico como o que é utilizado no projeto PIRATA. Adaptado de (NOAA, 2005).

Algumas variáveis oceânicas essenciais (EOV – *Essential Ocean Variables*) estabelecidas pelo GOOS, como o nível do mar, podem ser medidas diretamente de plataformas instaladas em regiões abrigadas. Um exemplo do uso de plataforma similares são as estações para medição do nível do mar mantidas pelo programa SiMCosta (Sistema de Monitoramento da Costa Brasileira) e operadas pelo Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE). O SiMCosta é uma iniciativa de estabelecimento de um sistema integrado de observações costeiras ao longo da costa brasileira com livre acesso aos dados por pesquisadores e entidades governamentais tomadoras de decisão em emergências. No caso do subproduto para monitoramento do nível do mar, contribui diretamente para o programa GLOSS como parte integrante da componente brasileira GLOSS-Brasil.

Na Figura 3 é apresentada a estação meteomaregráfica do projeto SiMCosta, integrando sensores meteorológicos a um marégrafo radar, operada pelo IBGE no porto de Santana-AP. Assim como ocorre nas boias, o sistema depende apenas da energia solar para o seu funcionamento e os dados podem ser acessados remotamente devido a telemetria por satélites e pela rede de telefonia celular.



Figura 3 - Estação meteomaregráfica do projeto SiMCosta. Adaptado de (IBGE, 2016).

Em regiões costeiras, fundeios equipados com instrumentos suspensos na coluna d'água são bastante valorizados por sua capacidade de hospedar uma variedade de recursos oceanográficos e sistemas meteorológicos, permitindo a coleta desses conjuntos de dados de forma contínua e em escalas de tempo e espaço apropriadas (BAILEY et al., 2019). Os dados

coletados possibilitam a melhoria da previsão climática das secas e inundações e da previsão meteorológica marinha, a determinação dos índices de precipitação pluviométrica, o monitoramento do nível médio do mar e a obtenção de dados oceanográficos e meteorológicos, para fins de pesquisas e aplicações práticas. A caracterização da temperatura ao longo da coluna d'água está sempre nesses sistemas e, em regiões onde ocorrem atividades intensas de circulação marinha, os impactos da variação de amplitude podem ser observados mais próximos a costa, com profundidades inferiores a 30 m (UNESCO, 2003).

Em alguns trabalhos é possível observar a utilização de instrumentos de medição que normalmente são utilizados em altas profundidades, onde a pequena variação da amplitude dos parâmetros demanda a utilização de equipamentos reconhecidos pela comunidade científica como de extrema exatidão, confiabilidade e precisão. Em 2011, um experimento de 9 dias foi realizado com uma cadeia de 5 termistores de alta precisão modelo *Sea-Birds Electronics SBE 39*, fundeados em profundidades de aproximadamente 28 metros no interior da Baía Shark – Austrália e as medidas contribuíram para estudos da interação baía-oceano nos seus dois principais canais de entrada: *Geographe Channel* e *Naturaliste Channel* (HETZEL; PATTIARATCHI; MIHANOVIĆ, 2018). Em 2018, foi apresentada a análise de uma série de quase 10 anos de coleta de dados do perfil de temperatura e salinidade de uma coluna d'água com aproximadamente 10 m de profundidade no interior da baía de *San Luis Obispo*, na Califórnia – Estados Unidos da América. Os parâmetros foram medidos por um CTD modelo *Sea-Birds Electronics SBE 37 SIP* instalado em um sistema automático operado por guincho. Os resultados da análise permitiram caracterizar a ressurgência costeira e dividi-la em 5 temporadas interanuais com características distintas de transição e amplitude de gradiente térmico, contribuindo para uma melhor compreensão de fenômenos dinâmicos e ecológicos daquela região (WALTER et al., 2018).

Em regiões onde ocorre grandes variações de amplitude, é possível observar na literatura a aplicação de instrumentos científicos cujos valores menores de exatidão e precisão são comparáveis a de equipamentos utilizados na indústria. Em 2006, dados coletados por registradores de temperatura com exatidão de $\pm 0,4$ °C, modelo *Stow Away Tidbits*, foram utilizados em fundeios de até 30 m de profundidade, durante a temporada de ressurgência do verão, em estudo do impacto de brisas marítimas e ocorrência de ressurgência diurna na Baía de Monterey, Califórnia – EUA. Foram observados fortes gradientes de temperatura, com diferenças de até 5 °C, decorrentes de ressurgência forçada pelas brisas marítimas durante o dia (WOODSON et al., 2007). Uma rede de sensores sem fio (WSN – *Wireless Sensor Network*)

foi empregada em 2007 para monitorar a ressurgência local em diferentes profundidades da Barreira de Corais da Austrália. Cada nodo da rede foi constituído por cadeias de termômetros digitais com exatidão de $\pm 0,5$ °C, capazes de enviar as medidas em tempo real por comunicação via rádio. As informações medidas permitiram uma oportunidade de tempo de resposta rápido para coletar os dados de plâncton sincronizado com as mudanças de temperatura e descrever o impacto da ressurgência no comportamento biológico (BONDARENKO; KININMONTH; KINGSFORD, 2007). Um estudo da influência do gradiente térmico na distribuição da concentração vertical de nutrientes e vida marinha em lagos foi realizado em 2012, no Canadá. Foram utilizados registradores de temperatura Hobo com exatidão de $\pm 0,2$ °C, distribuídos a cada 0,5m em locais com 8m de profundidade aproximada. Em duas ocasiões foram observadas uma forte estratificação térmica, com variações superiores a 0,5 °C (OUELLET JOBIN; BEISNER, 2014). Durante o período de 2013 a 2015, uma cadeia de 17 termistores, com exatidão de $\pm 0,05$ °C, foi instalada no Mar Negro, a 1 km da costa de a Gelendzhik – Russia. Os sensores foram espaçados verticalmente a cada 0,8 m entre as profundidades de 6 e 20 metros. em um ponto com profundidade total de 22 m, para o estudo de ressurgência costeira. Os resultados mostraram ciclos de ressurgência costeiras em intervalos de vários dias a quase 2 semanas de duração (SILVESTROVA; ZATSEPIN; MYSLENKOV, 2017).

Na região costeira de Cabo Frio, Estado do Rio de Janeiro, uma importante conquista para o Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira (IEAPM) em 2013 foi o lançamento de uma boia meteoceanográfica equipada para medições de diferentes parâmetros tanto na superfície quanto em diferentes profundidades. Os parâmetros de temperatura foram obtidos na superfície e em mais 7 profundidades. Os dados contribuíram para diversas áreas, como a previsão do tempo e das condições oceânicas realizadas pelo Centro de Hidrografia da Marinha (CHM), bem como no desenvolvimento de tecnologias voltadas para a propagação do som realizadas pelo próprio Instituto. Durante o período de operação foi possível observar vários eventos de ressurgência e o monitoramento contínuo da variação vertical de temperatura nessa escala de tempo foi inédito para a região (CANDELLA; PEREIRA; OLIVEIRA, 2015).

Entretanto, devido ao elevado custo para a manutenção dos sensores científicos e a própria logística de manutenção para recolhimento e lançamento da boia, o sistema ficou disponível por apenas 2 anos. Outras soluções já estavam sendo buscada em paralelo para minimizar a ausência de séries de dados na região. No período de setembro de 2012 a janeiro de 2013, um sistema de monitoramento de temperatura desenvolvido em colaboração com o Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF) foi posto em teste na estação maregráfica

mantida pelo IEAPM. Os dados foram coletados em um único ponto de profundidade por meio de um termômetro digital de fibra modelo NOMAD, com exatidão de ± 1 °C, localizado a uma profundidade de 6 metros. A análise das medidas permitiu detectar eventos de ressurgência costeira diretamente do interior da Enseada dos Anjos (CERNICCHIARO et al., 2013), tornando-se uma ferramenta alternativa para acompanhamento deste fenômeno na região.

O estabelecimento e manutenção de uma WSN baseada em sistemas costeiros de monitoramento por meio de fundeios oceanográficos permitiu uma boa representação da variabilidade temporal dos parâmetros físicos observados. Entretanto, devido a extensa área costeira, a representação espacial é problemática. Estas estações costeiras apresentam um custo muito elevado e a cobertura de uma grande área acaba dependendo da integração com dados de outras plataformas de medidas para gerar séries temporais longas e contínuas (PROJETO AZUL, 2019). Existem custos envolvidos em todos os aspectos para o estabelecimento destes sistemas. Entre esses aspectos, destacam-se o projeto e a construção de sensores físicos, manutenção, protocolos de telemetria, comunicação em tempo real, controle de qualidade, armazenamento e a recuperação dos dados.

Além disso, esses sistemas não são facilmente encontrados no mercado nacional e a dependência da importação tanto para os sensores quanto em relação aos sistemas embarcados acabam gerando um custo proibitivo. A eletrônica embarcada e a integração de instrumentos para observação das propriedades oceanográficas básicas estão se tornando cada vez mais sofisticadas. Essa sofisticação crescente complica seu uso em pesquisas de campo. Muitas vezes é necessário integrar instrumentos e sensores de maneiras não previstas pelos fabricantes (LANEY, 2017) ou utilizar periféricos comuns, como receptores GPS.

Ainda há poucas iniciativas de desenvolvimento de sistemas nacionalizados na literatura e grupos pequenos de pesquisadores não têm acesso a adequada experiência em instrumentação. Este fato limita os tipos de integração que podem ser alcançados. O desenvolvimento de plataformas de medição alternativas, com custo economicamente viável, pode se apresentar como um ponto de partida para acelerar o processo de independência tecnológica destas aplicações. Apesar destas propostas muitas vezes não oferecer observações com alta qualidade e diversidade de fenômenos a serem monitorados, aumentar a quantidade de pontos geográficos de observação, mesmo sacrificando a precisão, pode resultar em uma melhor representação de uma extensa área costeira (HUGO et al., 2011).

Ademais, os fenômenos de interesse em uma região costeira podem variar a amplitude de seus parâmetros físicos em ordens de grandeza superiores se comparados com os

fenômenos em mar aberto, evitando assim a necessidade do uso de sensores com exatidão extremamente elevada.

1.1 REGIÃO COSTEIRA DE ARRAIAL DO CABO

A motivação inicial para este trabalho surge no contexto do recorrente fenômeno de ressurgência costeira na área oceânica da cidade de Arraial do Cabo – RJ. Este fenômeno apresenta-se como a combinação dos ventos do quadrante nordeste que fluem por vários dias na mesma direção e da própria configuração desta costa, paralela a esta direção dos ventos. Conforme pode ser observado na Figura 4a, a ressurgência é caracterizada pelo afastamento das águas costeiras devido a dinâmica de Ekman e o afloramento da Água Central do Atlântico Sul (ACAS), composta por águas com temperaturas abaixo de 20°C (CALADO et al., 2010). A interação deste processo com a camada superficial da Corrente do Brasil que ocupa esta região, com temperaturas próximas à 26°C , pode desenvolver um gradiente térmico de até 10°C (RODRIGUES; LORENZZETTI, 2001). Na Figura 4b é possível observar a ressurgência de Cabo Frio induzida pela tensão de cisalhamento do vento de nordeste (setas) e a área de penetração da ACAS (em azul). O quadro no canto inferior esquerdo apresenta a seção vertical com destaque para a entrada da ACAS na plataforma, representada pelas setas.

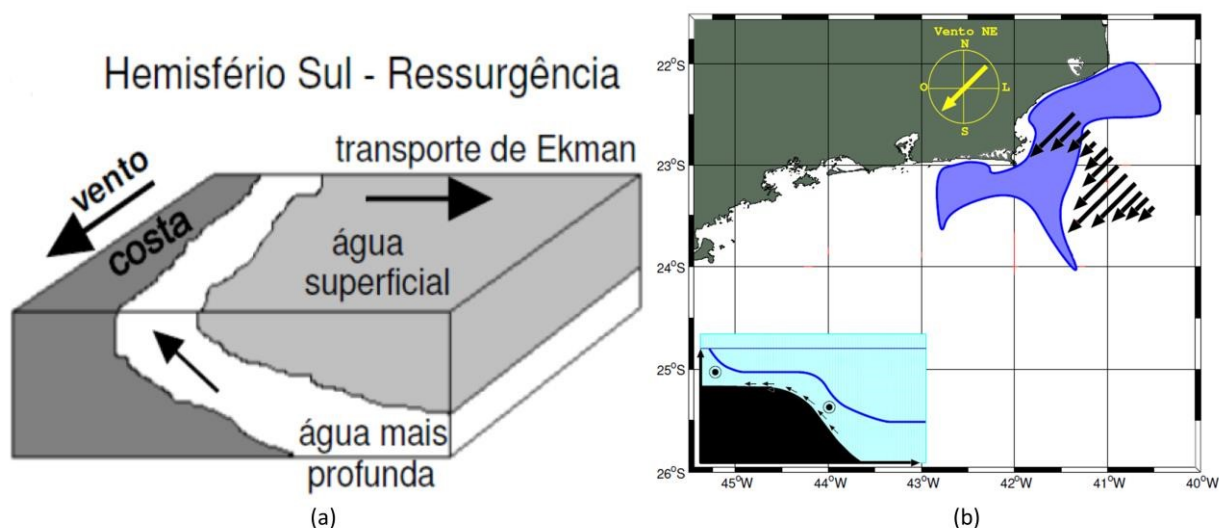


Figura 4 - Representação esquemática do fenômeno da ressurgência no hemisfério sul (a), adaptado de (RAMOS, 2011). À direita é representada a ressurgência costeira de Cabo Frio, adaptada de (CALADO, 2006).

A variação das características do ambiente marinho durante a ressurgência propicia

a investigação de processos de interesse socioeconômico e de operações militares. Esta característica única da região motivou a escolha do local onde atualmente o IEAPM é sediado. O Instituto teve sua origem no Projeto Cabo Frio, iniciado em 1971, com o objetivo de criar uma instituição de pesquisa destinada apoiar e executar estudos do mar e de seus recursos marinhos, visando o máximo aproveitamento das condições ambientais existentes na região. Idealizado pelo então Diretor do Instituto de Pesquisas da Marinha, o Vice-Almirante Paulo de Castro Moreira da Silva (1919-1983), a quem o IEAPM homenageia com seu nome, o Projeto Cabo Frio teve seu local escolhido em função do resultado de um estudo de reconhecimento de condições de fertilização das águas ao largo da costa do Brasil, que identificou a região fronteira ao Cabo Frio como uma área propícia para a produção de proteínas a partir da riqueza natural dessas águas (IEAPM, [s.d.]).

Instalado efetivamente em Arraial do Cabo em 1974, o IEAPM se beneficia da proximidade de uma região marinha influenciada pelo fenômeno do afloramento frequente de águas profundas, frias e ricas em nutrientes, decorrente das condições meteorológicas, oceanográficas e da feição da costa desta região. Na Figura 5 é possível identificar a localização do IEAPM na Enseada dos Anjos. A facilidade de acesso do Instituto ao interior da enseada pela Praia dos Anjos possibilita a utilização da região como um verdadeiro campo de provas. A profundidade chega a passar de 10 metros próximo ao Porto do Forno.

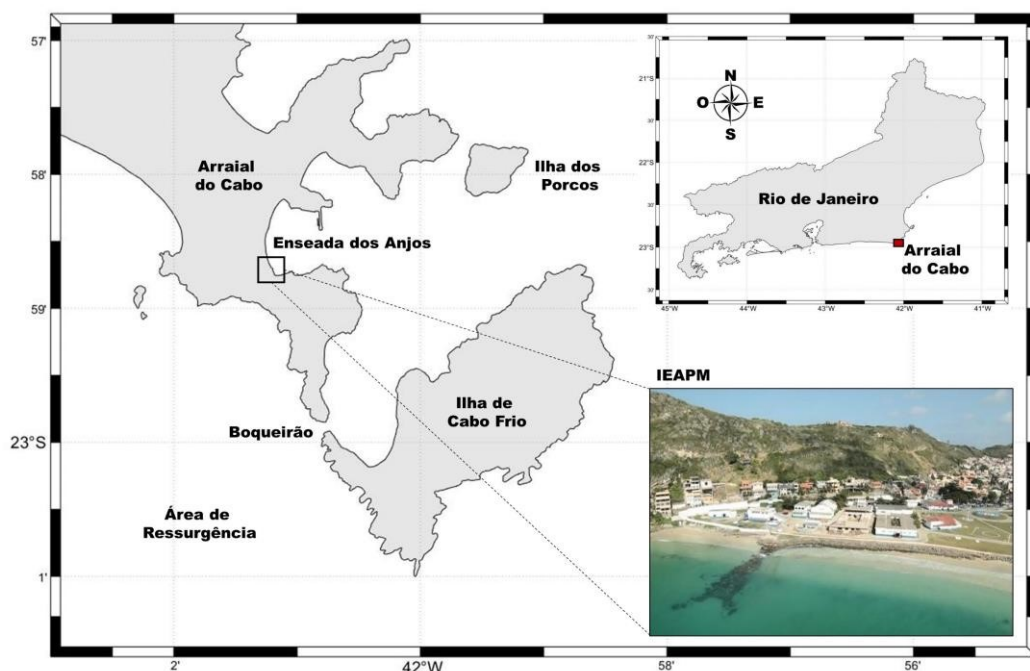


Figura 5 - Área marinha de testes e desenvolvimento tecnológico do IEAPM.

A caracterização deste mar tem impacto significativo na realização dos diversos experimentos realizados pelo Instituto e no desenvolvimento de tecnologias aplicadas à instrumentação oceanográfica. A dinâmica de circulação marinha no interior da enseada é bastante influenciada pela proximidade da área focal do fenômeno da ressurgência, ao sul da Ilha de Cabo Frio. Intensificada pela recorrente atividade turística e comercial na proximidade do Porto do Forno, o local propicia também a possibilidade de estudos de poluição sonora e o seu impacto na paisagem acústica da região.

A resultante estratificação de densidade da coluna d'água contribui para a formação de um ecossistema único que se beneficia da riqueza nutricional destas águas profundas que afloram até superfície. Esta estratificação também resulta em uma variação do perfil da velocidade do som na água, gerando impacto nos estudos de propagação acústica, previsão do alcance sonar e comunicações submarinas (CALAZAN et al., 2019; F.B.LOUZA et al., 2019; MAIA et al., 2019). A investigação científica desses processos marinhos resulta em uma demanda crescente de monitoramento contínuo dos parâmetros físicos e químicos dos oceanos que influenciam as características da região.

Atualmente o IEAPM possui a missão de *“pesquisar, desenvolver, inovar e prestar serviços tecnológicos na área de Ciências do Mar, a fim de contribuir para a ampliação do conhecimento e a eficaz utilização do meio ambiente marinho, no interesse da MB e do desenvolvimento socioeconômico do país”*. Em atendimento ao subprojeto Sistema Integrado de Obtenção de Dados Oceanográficos (SIODOC), que está inserido no projeto Sistemas de Obtenção de Dados Ambientais para Defesa (SIODC), o IEAPM uniu esforços com o Laboratório de Instrumentação e Medidas (LIM) do CBPF com o objetivo de desenvolver sistemas integrados de obtenção, processamento e apresentação de dados da coluna d'água da região de Arraial do Cabo – RJ. Esta parceria interinstitucional visou, portanto, atender a demanda crescente do IEAPM no desenvolvimento de tecnologia de instrumentação para coleta de dados oceanográficos em tempo real e aplicação destes dados em suas linhas de pesquisas. Norteadas pela Estratégia de Ciência, Tecnologia e Inovação da Marinha do Brasil (ECTIMB), essas linhas de pesquisas abrangem áreas como modelagem e detecção de feições oceanográficas, desenvolvimento de biotecnologia marinha, propagação da energia acústica nos oceanos, monitoramento de parâmetros oceanográficos e áreas aplicadas diretamente às operações militares no mar como a previsão do ambiente acústico para o alcance sonar e o domínio nacional de tecnologias aplicadas à comunicações submarinas.

1.2 SISTEMAS COSTEIROS DE MONITORAMENTO

Sistemas convencionais de monitoramento do ambiente marinho, como navios de pesquisa oceanográfica e hidrográfica, são muito caros e seus processos de coleta e análise de dados são demorados. Além disso, possuem baixa resolução espacial e temporal. Nas duas últimas décadas, tecnologias de comunicação foram aplicadas ao desenvolvimento de vários sistemas de monitoramento marinho. Entre estas tecnologias, a WSN tem se tornado popular e vem desempenhando um papel importante no conceito tecnológico da Internet das Coisas (IoT) (XU et al., 2019).

Uma WSN aplicada à oceanografia é constituída de sensores distribuídos, interconectados através de links rádio, com propósito de monitoramento ambiental. Esses sensores são integrados em dispositivos inteligentes, conhecidos como nodos, que podem variar em quantidade de algumas centenas até milhares, dependendo do tipo de aplicação da WSN. Os nodos normalmente possuem tamanho reduzido e baixa potência de consumo, o que facilita implantá-los em grandes quantidades (WATT et al., 2019).

1.2.1 Arquitetura Típica

Os sistemas de fundeios costeiros possuem a arquitetura básica de um nodo e muitas vezes são empregados dentro de uma WSN. Assim como os nodos, estes sistemas de monitoramento executam tarefas básicas como a coleta, processamento e transmissão de dados relacionados a aspectos físicos ou condições ambientais como, por exemplo, pressão ou temperatura. Os dados são normalmente enviados para um computador onde podem ser analisados. A Figura 6 apresenta a arquitetura típica de um nó de uma WSN onde é possível identificar quatro componentes principais: um subsistema de sensoriamento (b) incluindo um ou mais sensores e seus respectivos conversores analógicos digitais, um subsistema de processamento (c) incluindo um microcontrolador e memória local, um sistema de rádio (d) para comunicação sem fio e um subsistema de alimentação (a). Com exceção dos sensores para monitoramento da coluna d'água, que normalmente são instalados na linha de funeio e ficam submersos, os demais subsistemas eletrônicos são instalados de forma protegida em uma boia de superfície. Dependendo da especificidade da aplicação componentes adicionais podem ser incluídos como um sistema de localização GPS, sistemas mecânicos para movimentação das antenas, câmeras de vigilância e diferentes tipos de telemetria (FULLERTON et al., 2004).

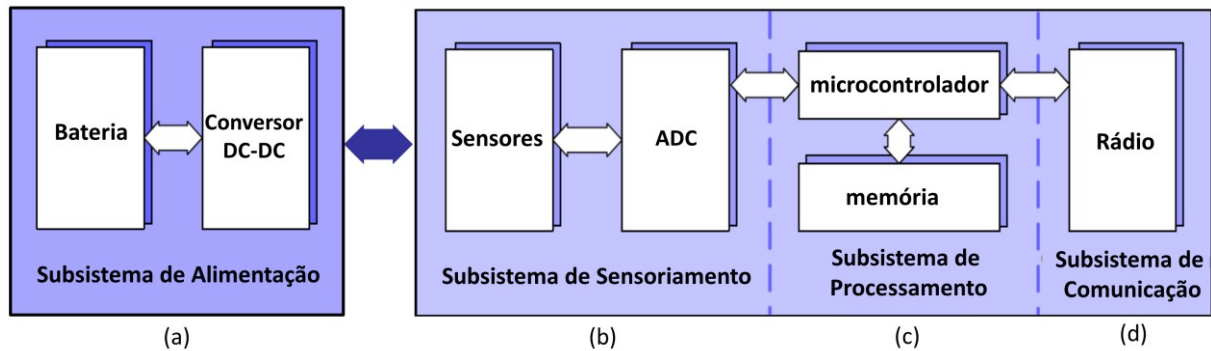


Figura 6 - Arquitetura típica de um nó de uma rede de sensores sem fio. Adaptado de (ANASTASI et al., 2009).

Plataformas costeiras como o sistema de monitoramento do nível do mar utilizado no programa SiMCosta também apresenta todos esses subsistemas. Na Figura 7 é possível observar o acondicionamento da eletrônica em uma caixa estanque, um compartimento para as baterias e controlador de carga e a instrumentação distribuída pela estrutura que suporta a plataforma. O sistema permite ainda uma duplicidade de telemetria utilizando a rede de satélites e cobertura da rede telefônica. Esta arquitetura apresentada é praticamente a mesma utilizada em sistemas de fundeios costeiros e em mar aberto.

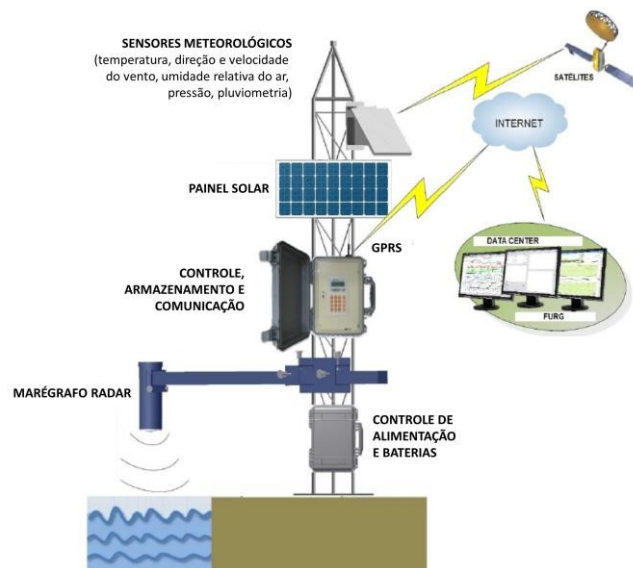


Figura 7 - Diagrama esquemático dos subsistemas da estação meteomaregráfica utilizada no projeto SiMCosta. Adaptado de (GARCIA; CIRANO, 2011).

Em todo o mundo uma extensa rede boias marinhas têm sido usadas para coletar e monitorar dados oceanográficos e meteorológicos no oceano e em águas costeiras. Essas boias são geralmente referidas como boia ODAS (*Ocean Data Acquisition System*). Uma boia ODAS

convencional é equipada com vários sensores, como anemômetros, sensor de temperatura do ar, sensor de temperatura da água, barômetro, sensor de salinidade e sensor de umidade (DIN et al., 2015). Um exemplo é rede de boias sob responsabilidade da Índia (OMNI - *Ocean Moored buoy Network for the North Indian Ocean*). A Figura 8 apresenta sua arquitetura comum um exemplo de configuração utilizada em sistema monitoramento costeiro baseados em boia.

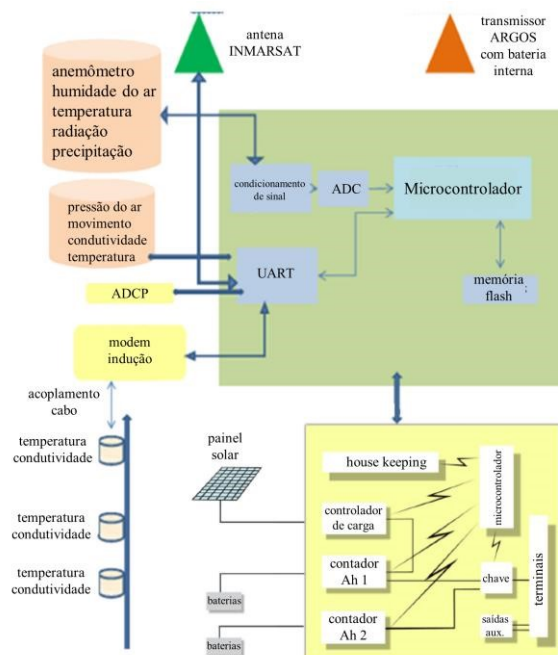


Figura 8 - Diagrama do sistema de monitoramento da boia OMNI. Adaptado de (VENKATESAN et al., 2018b).

Um sistema de painel solar é utilizado para carregar as baterias e alimentar todo o sistema. A boia possui sensores de superfície, que medem a direção e a velocidade do vento, a humidade do ar, radiação, precipitação, pressão atmosférica, a movimentação da boia nos três eixos e a condutividade e temperatura da superfície do mar. Os sensores submersos medem a corrente marinha por meio dos ADCP e a condutividade e temperatura da coluna d'água em diversas profundidades. Os sensores de condutividade e temperatura se comunicam com o subsistema de processamento por meio de indução eletromagnética. Para a telemetria dos dados o sistema de comunicação selecionado irá depender da distância da boia em relação à costa e da quantidade de dados a serem transmitidos. Em plataformas oceânicas que operam longe da costa as únicas opções são a comunicação via satélite usando serviços como o INMASAT e ARGOS. Já em sistemas costeiros é possível usar interfaces seriais (RS-232/RS-485) ou protocolos de rede ethernet (802.11a, 802.11b, 802.11g) para transmissões sem fio via rádio

frequência. As comunicações seriais normalmente têm um limite máximo de taxa de transmissão em torno de 0,1 Mb por s e utilizam a frequência de 900 MHz, o que é suficiente para a maioria dos dados. Por outro lado, as comunicações Ethernet suportam velocidades que variam de 2 a mais de 100 Mb por s, utilizando as bandas de frequência de 2,4 GHz e 5,8 GHz (PORTER et al., 2005). O microcontrolador é essencialmente o cérebro da boia. Uma vez ativado, o microcontrolador inicializa todos os objetos do sistema, faz as leituras dos sensores seja pela porta serial via UART (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*) ou diretamente da saída dos conversores analógico-digitais (ADC – *Analog-to-Digital Converter*), transmite as leituras e em seguida fica inativo até o próximo ciclo de medidas (VENKATESAN et al., 2018b).

No trabalho apresentado por VENKATESAN et al. (2018a), a arquitetura de outro tipo de boia costeira utilizada da rede de observação indiana é descrita. Toda a eletrônica dos subsistemas de processamento, alimentação e comunicação são encapsulados em uma caixa estanque posicionada no meio da boia. O sistema de aquisição de dados é conectado aos sensores instalados no mastro para medir parâmetros meteorológicos e aos sensores submersos para medição de parâmetros oceanográficos como intensidade e direção de correntes e temperatura e salinidade. Conforme apresentado na Figura 9 os sensores digitais são lidos diretamente pelo microcontrolador enquanto os sensores com saída analógica têm suas informações digitalizadas por ADC. O microcontrolador AT32UC3A3256 monitora e executa tarefas principais como o intervalo de amostragem, sincronização por meio de um relógio em tempo real, aquisição de dados dos sensores, backup das informações e transmissão de dados.

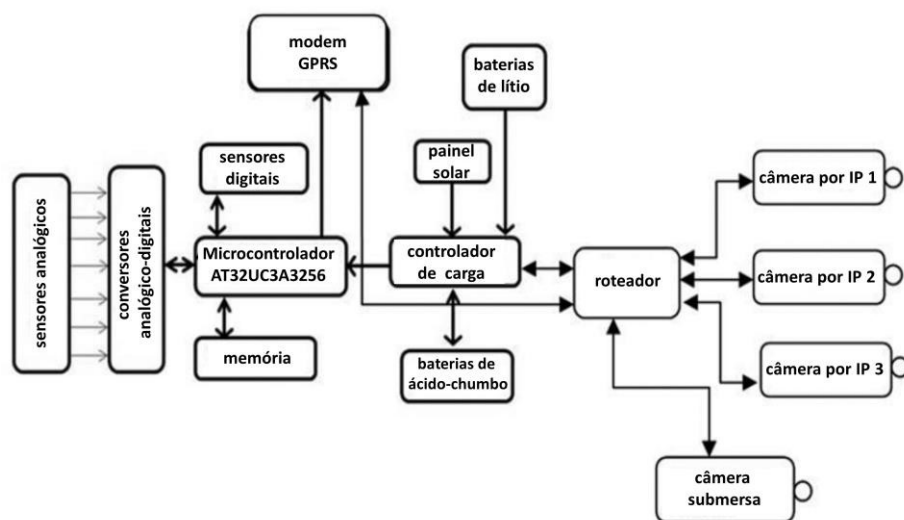


Figura 9 - Diagrama eletrônico da boia costeira utilizada na rede de observação oceanográfica da Índia. Adaptado de (VENKATESAN et al., 2018a)

As transmissões são realizadas utilizando a cobertura de redes celulares, que permite uma banda maior de transferência de dados. Neste sistema, vale destacar a utilização de sistemas de vigilância por câmeras para ajudar a combater as ações de vandalismo e câmeras submersas que ajudam na identificação de criaturas marinhas e no estudo comportamental de organismos marinhos. Todas as câmeras são conectadas ao modem GPRS (*General Packet Radio Service*) por meio de um roteador, utilizando protocolos de rede.

A utilização de câmeras submersas também é descrita por FULLERTON et al. (2004). Nesse tipo de boia, o comportamento alimentar de peixes é monitorado ao vivo a partir de duas câmeras colocadas no interior de uma gaiola. O fluxo de vídeo é transmitido por um sistema de rádio de 2,4 GHz 802.11b totalmente dedicado. Como pode ser observado na Figura 10 é possível destacar uma segunda fonte de energia natural baseada em tecnologia eólica para alimentação de toda eletrônica da boia. A boia também possui outro sistema de rádio serial de 900 MHz (RS-232) que permite o monitoramento e controle do microcontrolador. Esse sistema também permite que o firmware possa ser atualizado diretamente de terra, evitando viagens desnecessárias até o sítio de estudo.

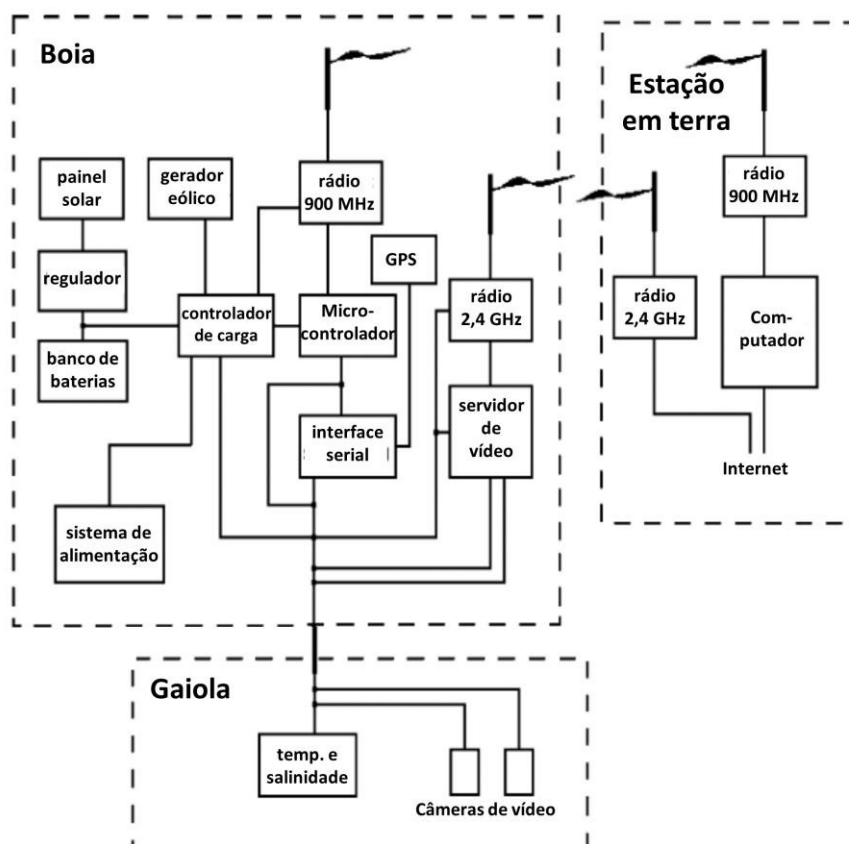


Figura 10 - Diagrama esquemático da instrumentação da boia utilizada em estudo comportamental de peixes. Adaptado de (FULLERTON et al., 2004).

1.2.2 Sistemas Embarcados

Em plataformas costeiras de monitoramento, o sistema embarcado (*embedded system*) ou sistema embutido é o subsistema de processamento ou computação (*hardware + software*) que possui funções dedicadas como controle do funcionamento dos sensores, gerenciamento das interfaces de comunicação serial para leitura das medidas realizadas, processamento destes dados e gerenciamento do envio destes dados para uma estação em terra em intervalos configurados (DIN et al., 2015).

Os sistemas embarcados são normalmente constituídos de um sistema microcontrolado dedicado ao dispositivo ou ao sistema que ele controla. Diferente de computadores de propósito geral, como um *notebook*, um sistema embarcado é a combinação de *hardware e software* projetada para realizar um conjunto de tarefas predefinidas, geralmente com requisitos específicos (NOERGAARD, 2005).

O *software* escrito para um sistema embarcado é muitas vezes chamado de *firmware* e armazenado em uma memória somente de leitura ou ROM (*Read-Only Memory*). Por vezes, o sistema é executado com recursos computacionais limitados: sem teclado, sem tela e com pouca memória. Este fato permite que o projeto possa ser otimizado, reduzindo tamanho, recursos computacionais e custos do produto, o que tornam estes sistemas populares e extremamente utilizados (TANENBAUM; AUSTIN, 2013).

O *hardware* é baseado principalmente em microcontroladores, apesar de alguns sistemas utilizarem microprocessadores mais complexos e circuitos integrados (CI) para processamento dedicado de sinais, como DSP (*Digital Signal Processing*). Um microcontrolador é um circuito integrado que contém praticamente um computador completo, incluindo núcleo de processamento, memórias, periféricos de entrada e saída, geradores de *clock*, temporizadores, conversores analógico digitais e interfaces como portas de comunicação serial. Na Figura 11 é possível observar a unidade central de processamento ou CPU (*Central Processing Unit*), parte de um sistema computacional responsável por interpretar as instruções do programa, tomar decisões, realizar cálculos, controlar a entrada e saída de dados e a dinâmica de funcionamento de todos os periféricos. Além do interpretador de instruções que irá decodificar cada linha de programa e realizar as ações necessárias a CPU também possui uma Unidade Lógica e Aritmética (ULA) onde são realizados as operações de aritmética básica e lógica programadas (PECKOL, 2019).

Para controlar todos os circuitos presentes no microcontrolador, a CPU conta com

três tipos de barramentos: controle, endereço e dados. O barramento de controle é responsável por gerenciar como e quando cada parte de cada circuito do microcontrolador deve ser ativada ou desativada executando exatamente o que cada instrução pede. O barramento de endereço permite acessar a posição de memória solicitada pela instrução, seja a memória de dados ou a memória onde está gravado o programa. Finalmente, uma vez acessado o endereço da memória, a leitura ou escrita de um dado nesta posição de memória é feita pelo microcontrolador por meio do barramento de dados. O tamanho do barramento de dados é que caracteriza o microcontrolador como e 8, 16 ou 32 *bits*. Este tamanho define a taxa em que os dados são escritos ou lidos por vez na memória e a quantidade de dados que cada posição de memória possui. A base de tempo para as operações da CPU e demais periféricos presentes no microcontrolador é estabelecida pela frequência de *clock* do oscilador. Cada pulso de *clock* determina um ciclo de trabalho do microcontrolador. Utilizar um oscilador de 8 MHz, por exemplo, permitirá ao microcontrolador operar internamente a 8 MIPS (milhões de instruções por segundo) (BOLTON, 2006).

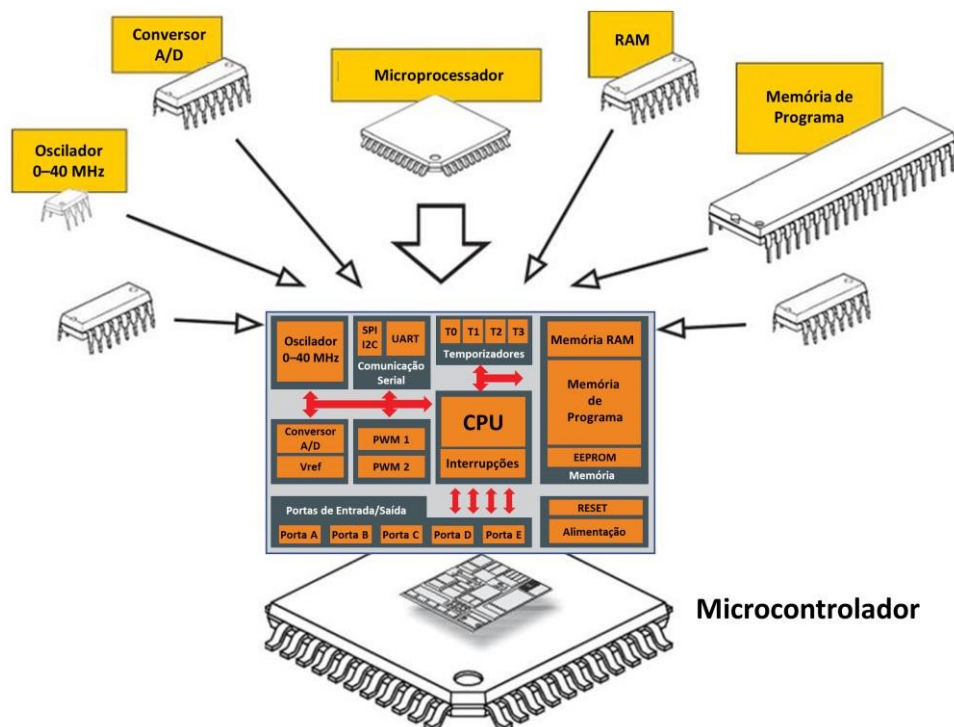


Figura 11 - Arquitetura básica de um microcontrolador. Adaptado de (EFY, 2019).

As memórias para instruções e para armazenamento de dados são separadas e podem ser acessadas simultaneamente pelos seus respectivos barramentos, conforme especifica

arquitetura Harvard, tipicamente aplicada em projetos de microcontroladores (FRANCILLON; CASTELLUCCIA, 2008). Neste tipo de configuração as memórias de dados como a memória de acesso aleatório ou RAM (*Random Access Memory*) são temporárias e permitem ações de leitura e escrita enquanto memórias de programa (instruções) como a memória do tipo ROM, permitem somente operações de leitura, o que dificulta a modificação de um programa pelo próprio programa em si. Apesar da grande maioria das memórias do tipo ROM possuírem tecnologia *flash*, o que permite a sua regravação, a sua escrita é feita somente no desenvolvimento. Outro tipo de memória presente nos microcontroladores é uma memória do tipo ROM que pode ser escrita também durante a execução. Trata-se da memória do tipo EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read Only Access*), utilizada normalmente quando se faz necessário guardar algum tipo de dado que não poderá ser perdido durante uma possível falta de energia e que pode ser alterado em outro momento do período de execução (IBRAHIM, 2008).

Os microcontroladores possuem vários pinos conhecidos como pinos de entrada/saída (E/S) de uso geral, conhecidos como GPIO (*General Purpose Input/Output*). Esses pinos são agrupados em portas controladas pelos seus próprios conjuntos de registradores. Os registradores funcionam exatamente como os locais da memória e a combinação de dados escritos nessas memórias permite que os pinos sejam configurados como entradas ou saídas. Cada pino pode ser configurado individualmente como pino de saída, para conduzir uma carga para ascender um LED por exemplo, ou como pino de entrada para ler um nível lógico colocado no pino. Além disso, esses pinos têm uma função alternativa, pois podem ser configurados para conectar um dispositivo de *Hardware* interno, como o ADC para ler valores analógicos ou como as interfaces para comunicação serial como a porta UART ou a porta I²C (SMITH, 2016).

A Tabela 1 apresenta as principais características de alguns microcontroladores populares fabricados pela Microchip, como capacidade máxima de processamento em MIPS (*Million Instructions Per Second*), número de pinos GPIO, tamanhos das memórias e quantidade de portas UART.

Tabela 1 - Características de alguns microcontroladores de 8 bits fabricados pela Microchip (MICROCHIP, 2019).

<i>Microcontrolador</i>	<i>MIPS</i>	<i>Pinos GPIO</i>	<i>Portas UART</i>	<i>Flash (ROM)</i>	<i>SRAM (RAM)</i>	<i>EEPROM</i>
<i>ATmega328P</i>	<i>16</i>	<i>23</i>	<i>1</i>	<i>32k Bytes</i>	<i>2k Bytes</i>	<i>1k Bytes</i>
<i>ATmega1284P</i>	<i>20</i>	<i>32</i>	<i>2</i>	<i>128k Bytes</i>	<i>16k Bytes</i>	<i>4k Bytes</i>
<i>ATmega2560</i>	<i>16</i>	<i>86</i>	<i>4</i>	<i>256k Bytes</i>	<i>8k Bytes</i>	<i>4k Bytes</i>

1.2.3 Interfaces para Comunicação Serial

A atividade essencial em qualquer sistema de monitoramento é a transferência de dados, seja entre a CPU e os periféricos do sistema embarcado, como os dispositivos de memória, ou entre o subsistema de processamento e os subsistemas de sensoriamento e de telemetria. Os dados são formatados em paralelo e organizados em blocos de *bits*, geralmente no tamanho de 1 *byte* (8 *bits*), formando palavras. Em seguida as palavras são enviadas de forma ordenada pelos barramentos que interconectam o dispositivo de origem até o dispositivo de destino. De um modo geral, existem duas maneiras de transferir os dados. Na transferência paralela, todos os *bits* da palavra são transmitidos ao mesmo tempo, cada *bit* através de sua própria conexão. Neste tipo de transferência de dados são necessários mais caminhos de conexão, sendo uma para cada *bit* da palavra. Porém a velocidade de transmissão tende a ser mais rápida do que na comunicação serial. Para uma transferência serial funcionar, cada *byte* do dado precisa ser convertido em uma série de *bits* antes da transmissão e o receptor deve ser capaz de receber esta série de *bits* e converter novamente para um formato em paralelo. Os *bits* das palavras são enviados cada *bit* por vez, de forma sequencial, do *bit* que ocupa a posição mais significativa da palavra para o que ocupa a posição menos significativa ou vice-versa dependendo da configuração programada. Apesar da comunicação serial ser mais lenta, são necessários menos fios e conexões, diminuindo o tamanho físico do sistema embarcado ou o número de condutores necessários para conectar dispositivos posicionados em longas distâncias entre si. Desta forma a comunicação serial se tornou muito importante e grandes esforços continuam sendo aplicados para superar suas principais desvantagens aparentes – a baixa velocidade de transferência e a complexidade do *hardware* necessário para sua implantação (WILMSHURST, 2007).

Na comunicação serial tanto o dispositivo transmissor quanto o dispositivo receptor precisam estar sincronizados. Para fazer a amostragem da linha de dados no momento correto de leitura do *bit* enviado e evitar a perda de dados o receptor deve ser capaz de reconhecer o início e o fim de um bloco de medidas e o tempo necessário para transmitir cada *bit*. Existem duas abordagens para resolver o problema da sincronização: transmissão síncrona e transmissão assíncrona. Com a transmissão síncrona, os dados são organizados em blocos e transmitidos em um fluxo contínuo. O receptor é capaz de prever a hora de chegada de cada bloco por meio de um circuito de temporização separado ou incorporando nas informações de temporização do próprio sinal. Isto permite a sincronização dos relógios do transmissor com o do receptor. Para

grandes blocos de dados, a transmissão síncrona exige menos interrupções e a precisão do tempo permite uma taxa de transmissão de dados mais alta se comparada com a transmissão assíncrona. Na abordagem da transmissão assíncrona, a sincronização precisa ser mantida apenas dentro de cada caractere, uma vez que os dados são transmitidos em um *byte* por vez. Entretanto muitos dos *bits* transmitidos são *bits* de controle e cada caractere é enquadrado em uma unidade independente de dados. Apesar de também permitir um fluxo contínuo de dados, este fato a torna mais adequada para taxas mais baixas (até 115200 *bits* por segundo) (MAZIDI; NAIMI; NAIMI, 2011).

A seguir são descritas as principais características das interfaces de comunicação serial implementadas no desenvolvimento do sistema apresentado neste trabalho.

1.2.3.1 JTAG (*Joint Test Action Group*)

Atualmente, além de ser usado para depuração em tempo real do programa embarcado, o protocolo JTAG (*Joint Test Action Group*) é uma das principais ferramentas para gravação do código e dados nas memórias flash dos microcontroladores. O protocolo JTAG foi projetado inicialmente para testar CI pertencentes a uma placa eletrônica. Ele foi desenvolvido em 1985 por um consórcio entre os maiores fabricantes mundiais de CI, conhecido como *The Joint Test Action Group* e o seu conceito foi padronizado em 1990 pela IEEE, resultando na criação da norma 1149.1 *IEEE Standard Test Access Port and Boundary Scan Architecture* (TEXAS INSTRUMENTS, 1997).

A sua arquitetura permite que, por apenas uma porta de acesso, seja possível testar todos os CI presentes na placa. Esta vantagem se deve ao fato de que cada CI está conectado ao CI seguinte em uma topologia de rede encadeada (*daisy-chain*). Na Figura 12 é possível observar que o protocolo é composto basicamente por quatro fios: um fio para o sinal de *clock*, dois para envio e recebimento de dados e um fio de controle. Caso seja necessário também pode ser adicionado um pino para *reset*. O pino TCK (*Test clock*) é responsável pela sincronia da máquina de estados do protocolo e não depende do *clock* do sistema. No entanto, a frequência do TCK deve ser suportada pelo circuito alvo o qual se deseja trocar informações. O pino TMS (*Test Mode Select*) é utilizado para controlar a máquina de estados do protocolo, determinando o próximo estado. As transições da máquina de estado do protocolo, chamada de TAP (*Test Access Port*) ocorrem baseadas no valor de TMS durante a bora de subida do TCK. O comportamento do protocolo é, portanto, síncrono e, por meio dos pinos TDO (*Test Data*

Output) e TDI (*Test Data Input*), os dados são lidos ou inseridos serialmente no sistema embarcado alvo o qual a ferramenta de programação JTAG está conectada (FERRARINI; TONDO; LACERDA, 2011).

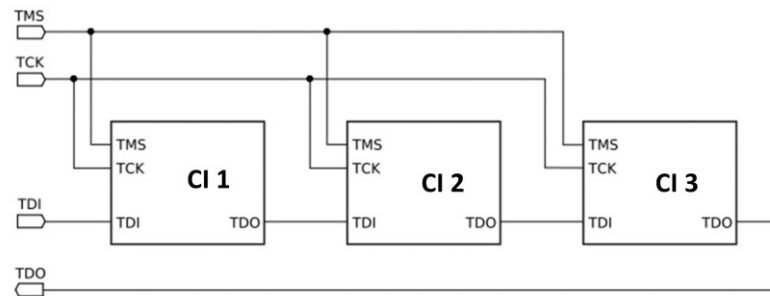


Figura 12 - Diagrama de conexão do protocolo JTAG. Adaptado de (WIKIPEDIA, 2019).

1.2.3.2 I²C (*Inter-Integrated Circuit*)

O protocolo I²C é outro exemplo de comunicação serial síncrona. Foi originalmente desenvolvido pela Philips, mas nos últimos anos se tornou um padrão amplamente utilizado, adaptado por muitas empresas de CI semicondutores (NXP, 2014). Esta interface está incorporada em muitos dispositivos, como microcontroladores, sensores, ADC, RTC e memórias e é ideal para conectar periféricos de baixa velocidade a placa mãe de um sistema embarcado ou a qualquer sistema em que uma comunicação confiável a curta distância seja necessária (BLUM, 2016).

Em um barramento I²C o relacionamento entre os dispositivos é baseado em mestre-escravo e receptor-transmissor. Neste tipo de protocolo um dos dispositivos necessariamente é o mestre da transmissão e vários dispositivos podem partilhar a mesma linha de dados distinguidos por endereços fixos, desde que somente um dispositivo escravo esteja ativo por vez enquanto os demais, com exceção do mestre, permaneçam em alta impedância. Na Figura 13 é possível observar um exemplo típico de barramento baseado neste protocolo. Todos os dispositivos compartilham apenas duas linhas de comunicação. Essa configuração de pinos reduzida resulta na diminuição do tamanho final do dispositivo e de seu consumo, tornando-o ideal para muitas aplicações nas quais o espaço é uma grande. O dispositivo mestre é sempre responsável pela geração dos sinais de *clock* para sincronização da transferência de dados no barramento. O pino responsável pelo sinal de *clock* é o SCL (*Serial Clock*). Os dados são transmitidos em ambos os sentidos pelo pino de dados SDA (*Serial Data*) (CONSENTINO,

2013).

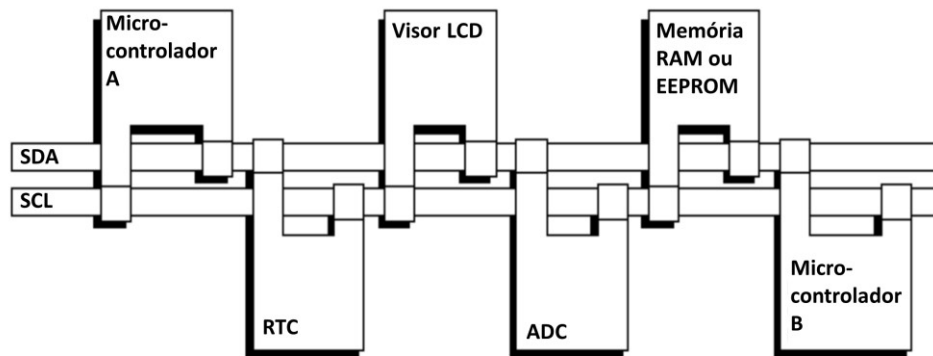


Figura 13 - Exemplo de um barramento I²C conectando vários dispositivos. Adaptado de (NXP, 2014).

Todos os dispositivos no barramento compartilham ambas as linhas SCL e SDA por meio de transistores na configuração coletor aberto. Através de resistores de *pull-up* as linhas são conectadas ao nível lógico alto e, portanto, os dispositivos só podem conectar a linha ao nível baixo ou desconectar-se dela, permanecendo em alta impedância. A transferência de dados segue a seguinte ordem de procedimentos: o dispositivo mestre, na qualidade de transmissor, endereça o dispositivo escravo no barramento; envia dados para o receptor escravo; e finaliza a transferência. Se a informação enviada exigir uma resposta, o dispositivo mestre, agora na qualidade de receptor, endereça o dispositivo escravo; recebe dados do transmissor escravo e finaliza novamente a transferência (MAZIDI; NAIMI; NAIMI, 2011).

1.2.3.3 UART (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*)

Um dos circuitos integrados especiais para comunicação serial que estão presentes na maioria dos sistemas embarcados e nos dispositivos periféricos é o UART (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*) (PECKOL, 2019). Diferentemente da interface de comunicação I²C, o UART não é um protocolo de comunicação e sim apenas um circuito físico com o propósito de transmitir e receber dados de forma serial assíncrona. Uma grande vantagem aparente é que esta interface só precisa de 2 fios para realizar a comunicação serial entre dois dispositivos. Os dispositivos são conectados de tal forma que o pino Tx do transmissor é conectado no pino Rx do receptor e seu pino Tx é conectado no pino Rx do transmissor (IBRAHIM, 2019).

A Figura 14 apresenta um diagrama básico de conexão ente dois dispositivos via

UART. O UART atua essencialmente como um circuito intermediário entre as interfaces paralelas e seriais. Um transmissor UART precisa aceitar dados em formato paralelo para transmiti-los em série e um receptor UART precisa ser capaz de fazer o contrário (WILMSHURST, 2007). Os UART são responsáveis tanto pelo envio como pelo recebimento de dados. No lado da transmissão, um UART deve criar o pacote de dados, anexando *bits* de sincronização (*start bit* e *stop bit*) e paridade, e enviar esse pacote pelo pino Tx com tempo preciso (de acordo com a taxa de transmissão definida). Na extremidade de recebimento, o UART precisa amostrar a linha Rx de acordo com a taxa de transmissão esperada, selecionar os *bits* de sincronização e disponibilizar novamente os dados em formato paralelo. Nos microcontroladores os dados recebidos podem ser armazenados em registradores de memória temporários (*buffers*) até que a CPU interprete uma instrução para obtenção destes dados (IBRAHIM, 2008).

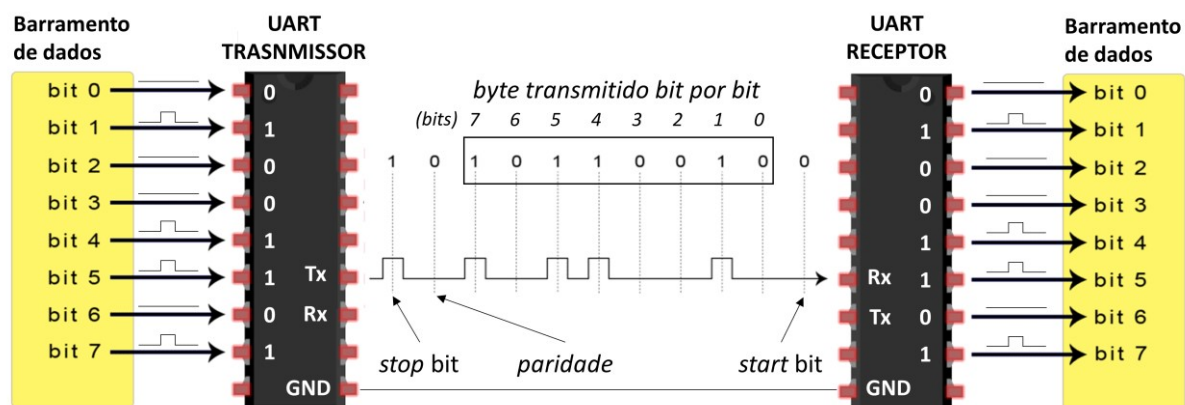


Figura 14 - Diagrama de transmissão serial da interface UART. Adaptado de (BASICS, 2019).

Os sinais seriais transmitidos pelo UART do microcontrolador são semelhantes ao padrão de interface chamado de RS232 (*Recommended Standard 232*), na medida em que transmitem um *bit* de cada vez a uma taxa de transmissão específica, com ou sem *bits* de paridade e/ou de parada. O padrão RS232 foi estabelecido pela *Electronic Industries Association* (EIA) em 1960 para permitir a compatibilidade entre equipamentos de comunicação de dados fabricados por diversas empresas e, atualmente, é um dos padrões de interface de entrada/saída serial mais amplamente utilizados (MAZIDI; NAIMI; NAIMI, 2011). Entretanto esse padrão foi definido muito antes do advento da família de CIs que utilizam níveis de tensão compatíveis com a lógica TTL (*Transistor-Transistor Logic*), como o caso do UART. Por esse motivo, seus níveis de tensão de entrada e saída não são compatíveis com a lógica

TTL. A Figura 15 apresenta a comparação entre os dois níveis lógicos de tensões. No modo TTL o nível de tensão estará sempre ente 0 V e o nível de alimentação V_{CC} , o que para a maioria dos microcontroladores corresponde a $3,3\text{ V}$ ou $5,5\text{ V}$. Já para o padrão RS232, o nível lógico alto é definido como -12 V e o nível lógico baixo como $+12\text{ V}$. Em ambos os casos a linha de dados é normalmente inativa em nível lógico alto e a transmissão se inicia com o *start bit* por meio da transição do nível lógico alto para o nível baixo (IBRAHIM, 2019). Para conectar qualquer dispositivo RS232 a um sistema de microcontrolador, é necessário utilizar CIs próprios para converter os níveis lógicos TTL em níveis de tensão RS232 e vice-versa.

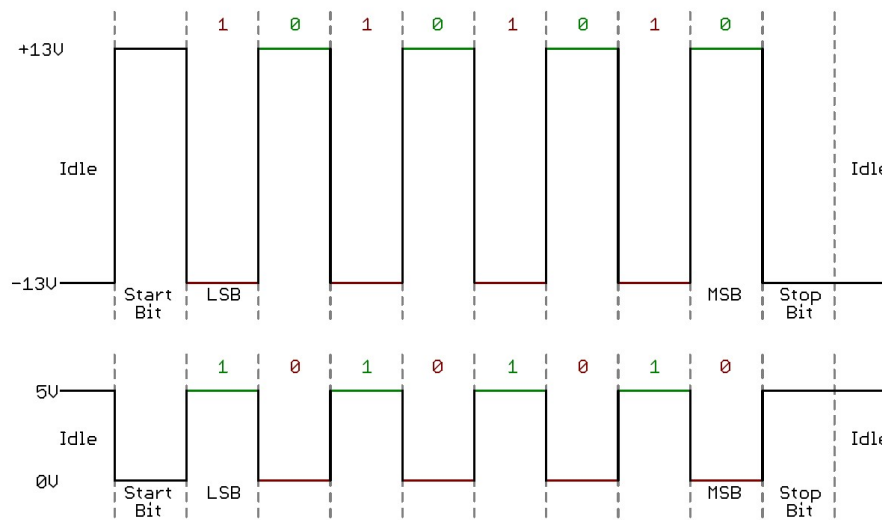


Figura 15 – Diagrama temporal de transmissão serial para envio do *byte* 0b01010101 comparando os níveis lógicos entre o padrão RS232 (acima) e a lógica TTL (abaixo) (SPARKFUN, 2010).

1.3 OBJETIVOS

Considerando o conteúdo apresentado sobre a arquitetura típica, os sistemas embarcados e as interfaces para comunicação serial que podem ser aplicadas à sistemas de monitoramento costeiro, o presente trabalho visou desenvolver um sistema remoto próprio baseado em sensores industriais capaz de monitorar em tempo real e de forma economicamente viável o ambiente marinho da Enseada dos Anjos, Arraial do Cabo-RJ, em apoio as atividades ciência e tecnologia desenvolvidas pelo IEAPM.

Para alcançar este objetivo geral, os seguintes objetivos específicos foram estabelecidos:

1. Desenvolver um subsistema embarcado em um microcontrolador capaz de realizar a interface para sensores variados, controlar a frequência de aquisição, processar as

-
- medidas e enviar os dados em tempo real para um subsistema de telemetria por rádio frequência;
2. Implementar o monitoramento de parâmetros físicos de interesse, iniciando pelo perfil vertical de temperatura;
 3. Construir uma cadeia de termômetros digitais utilizando sensores industriais;
 4. Desenvolver um arranjo experimental para calibração dos sensores de temperatura e estimar a sua incerteza final;
 5. Integrar o sensor de nível do mar operado na estação maregráfica;
 6. Converter a alimentação de todo sistema para o uso de baterias carregadas por painéis solares; e
 7. Desenvolver um sistema supervisor a ser operado na estação em terra, capaz de enviar comandos para o subsistema remoto, visualizar os dados obtidos e armazenar as informações em arquivo de texto.

MATERIAIS E MÉTODOS

A topologia do sistema costeiro para monitoramento oceanográfico proposta neste trabalho foi projetada visando implementar alguns requisitos comuns a um nodo de uma Rede WSN. WSN aplicadas à oceanografia são compostas por sensores que medem parâmetros físicos do mar integrados a nodos que recebem e processam essa medida. Devido à pouca memória e limitações de energia, estes nodos não podem acumular uma grande quantidade de dados, sendo necessário o envio dessas informações para estações centrais, normalmente localizadas em terra (BRI et al., 2009).

Neste contexto, foi desenvolvido um sistema baseado em sensores industriais para monitoramento em tempo real de parâmetros físicos do ambiente marinho em águas rasas (Figura 16). A plataforma de medidas é constituída basicamente por quatro subsistemas principais: um subsistema embarcado em microcontrolador para processamento das medidas; um subsistema de sensoriamento constituído por uma cadeia de termômetros digitais e um sensor de nível do mar industrial; um subsistema para telemetria em tempo real; e um subsistema de alimentação baseado em fonte energia de solar para carregamento das baterias.

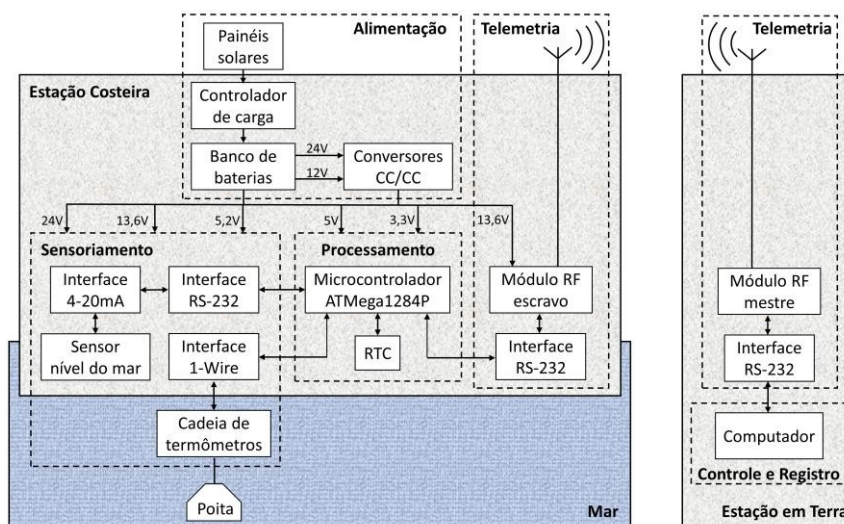


Figura 16 - Diagrama do sistema costeiro de monitoramento desenvolvido.

2.1 HARDWARE DO SISTEMA EMBARCADO

O *hardware* do sistema embarcado foi baseado em uma placa mãe desenvolvida para o projeto Caipora, em parceria entre o Instituto Nacional de Tecnologia (INT) e o CBPF (HERBET, 2009). Trata-se de uma placa de circuito impresso fabricada por empresa especializada que alia os recursos de acesso aos pinos dos microcontroladores de 40 pinos em formato DIP (*dual in line package*) da família AVR à máscara de solda para montagem em superfície de componentes do tipo SMD (*surface mounting device*) como *drivers* de linha, reguladores de tensão e componentes passivos tais quais resistores e capacitores. Na Figura 17 é possível observar a arquitetura de integração entre os barramentos do microcontrolador e os componentes que foram populados na placa e/ou adaptados provisoriamente durante o projeto. A placa foi parcialmente populada para atender uma arquitetura que, em sua configuração mínima, fosse capaz se comunicar com os subsistemas de sensoriamento e telemetria, além de receber energia do subsistema de alimentação. Além do subsistema de processamento ela abriga as interfaces para comunicação serial e parte dos componentes do subsistema de alimentação (reguladores de tensão dedicados da placa).

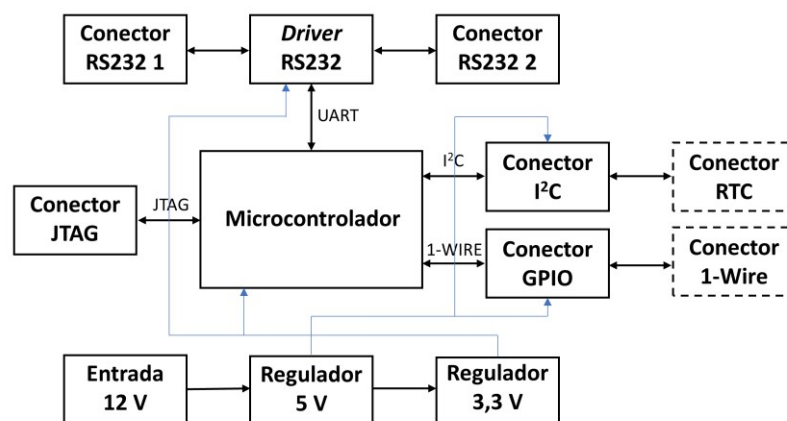


Figura 17 - *Hardware* do sistema embarcado. Detalhe para os componentes populados (linha cheia) e os componentes adaptados (linha tracejada).

O subsistema de processamento foi configurado para operar remotamente e de forma automatizada, controlar a frequência de aquisição dos sensores, organizar as medidas e enviá-las para o subsistema de telemetria em tempo real. O principal componente do sistema é o microcontrolador ATmega1284P-PU, comercializado atualmente pela empresa Microchip. Uma vez ativado, o microcontrolador monitora e executa as tarefas principais de forma

ininterrupta como o intervalo de amostragem, registro das informações de data e hora das medidas, a aquisição dos sensores, armazenamento de dados de configuração na memória e transmissão desses dados.

Para execução dessas e outras tarefas que venham a ser implementadas no futuro o microcontrolador conta com diversos periféricos como duas interfaces UART, uma interface I²C e 16 KB de memória RAM para formação e movimentação de blocos extensos de medidas. Conforme apresentado na Figura 18, o microcontrolador é baseado na arquitetura *Harvard*, com barramentos de dados e de instruções separados. A memória FLASH de 128 KB foi utilizada para armazenamento das instruções de execução do *firmware*. A CPU acessa essa memória pelo barramento de instruções no modo somente leitura. Os dados gravados não podem ser modificados pelo programa durante a operação. A memória RAM estática (SRAM – *Static* RAM) de 16 KB foi utilizada para armazenar dados temporariamente nas variáveis previamente endereçadas pelo *firmware*. Por se tratar de uma memória volátil, os dados são perdidos caso a alimentação do microcontrolador seja interrompida ou ele seja reiniciado. O microcontrolador possui ainda uma memória EEPROM de 4 KB que foi utilizada para armazenar os endereços dos termômetros utilizados no projeto. Como este tipo de memória pode ser reescrita durante a execução do programa e os seus dados permanecem armazenados independentemente da alimentação do microcontrolador, novos sensores podem ser cadastrados sem a necessidade de alterar o *firmware*.

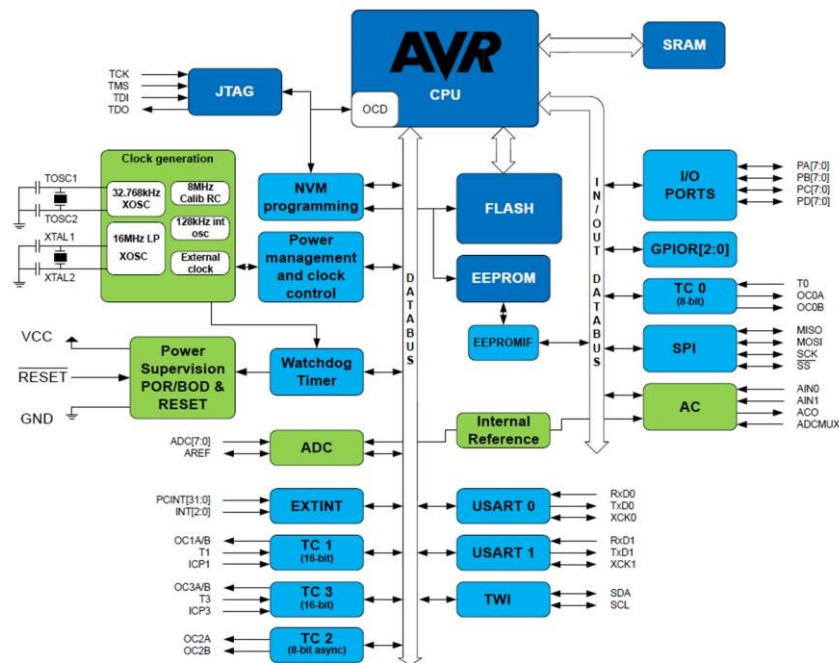


Figura 18 - Diagrama de blocos completo do microcontrolador ATmega1284P-PU (ATMEL, 2016).

Na Figura 18 também é possível identificar outros recursos utilizados pelo microcontrolador. A base de tempo para as operações da CPU e os demais periféricos internos foi estabelecida pela frequência de *clock* do oscilador interno de 8 MHz. O temporizador de 16 *bits* foi utilizado para contagem de tempo no controle de execução do *loop* principal de aquisição de medidas configurado no *firmware*. O temporizador *watchdog* foi utilizado para garantir que o microcontrolador retorne a uma condição de funcionamento conhecida em caso de algum erro ou situação inesperada.

Os demais recursos do microcontrolador utilizados no projeto estão relacionados ao acesso externo. Para esse tipo de acesso o microcontrolador dispõe de 32 registradores de propósito geral designados como pinos GPIO, agrupados em 4 portas de 8 *bits* cada, designadas como PORTA, PORTB, PORTC e PORTD. Cada pino GPIO pode ser manipulado tanto para leitura quanto para escrita. Estes pinos também podem ser programados para funções alternativas como ADC e interfaces de comunicação serial.

A Figura 19 apresenta a posição de cada pino do microcontrolador, divididos em duas linhas de 20 pinos, identificando o tipo de aplicação e respectivas funções alternativas. O pino PA0 (posição 40) da PORTA A foi configurado como o canal de dados utilizado pelo protocolo 1-*Wire* para comunicação com o barramento de termômetros digitais do subsistema de sensoramento. O protocolo 1-*Wire* foi implementado totalmente no *firmware* utilizando apenas a função de entrada/saída digital do GPIO. Foi necessário adaptar um novo conector 1-*Wire* ao conector GPIO da placa mãe para utilizar um resistor externo de *pull-up*.

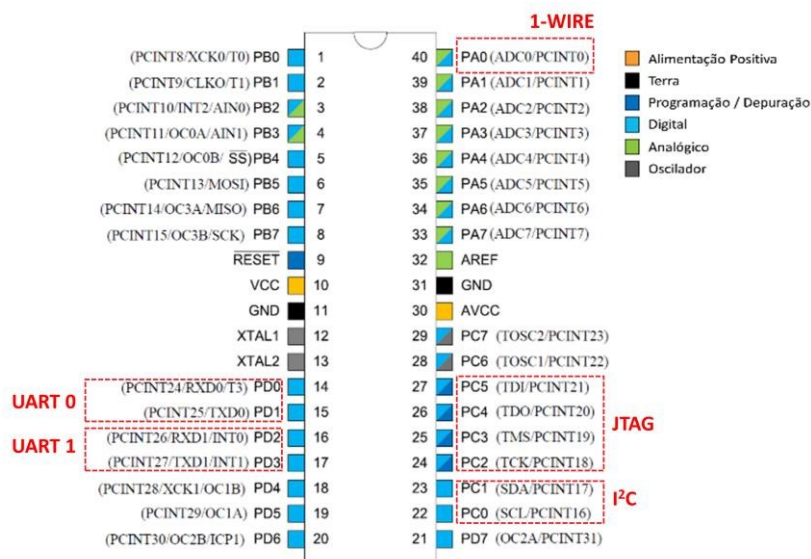


Figura 19 - Pinagem do microcontrolador ATmega1284P-PU com encapsulamento DIP de 40 pinos. Detalhe em vermelho para os pinos referentes às funções alternativas utilizadas no projeto. Adaptado de (ATMEL, 2016).

Os pinos PC2-PC5 da PORTA C foram utilizados para a interface de programação e depuração padrão JTAG. O conector JTAG da placa mãe permite o acesso direto aos pinos TCK, TMS, TDI e TDO do microcontrolador, necessários para o funcionamento do protocolo. O *firmware* foi gravado na memória FLASH do microcontrolador por meio de um *flat cable* conectado a um gravador modelo AVR JTAGICE mkII.

Os pinos VCC, AVCC e os dois pinos GND foram utilizados para alimentação do microcontrolador. A placa mãe do sistema embarcado prevê alimentação de 3,3 V para o microcontrolador e para o *driver* de linha da interface RS232 e de 5 V para as interfaces 1-Wire e I²C. Para isso, foram utilizados dois reguladores de tensão: o regulador L7805ACV da STMicroelectronics, que disponibiliza 5 V para uma tensão de entrada na faixa de 7,5 – 18V e o LT1121-3.3 da Analog Devices que disponibiliza os 3,3 V a partir da saída de 5 V do primeiro regulador. Conforme pode ser observado na Figura 20 os reguladores de tensão foram interligados em série.

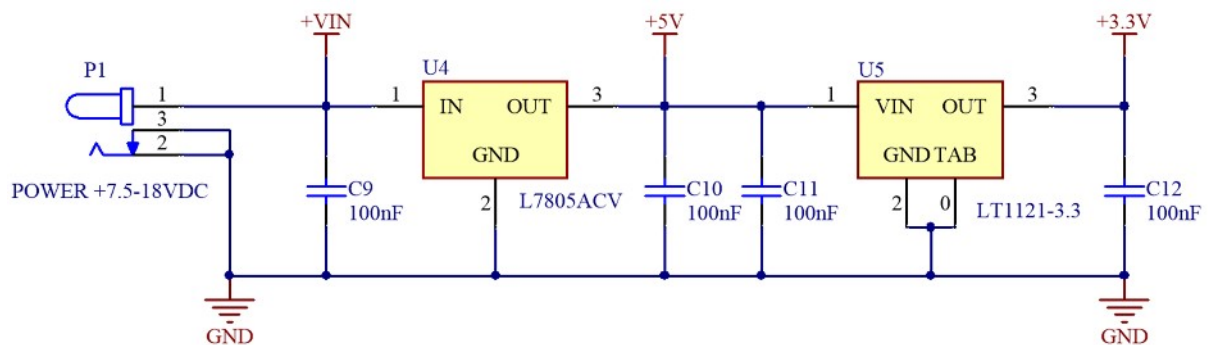


Figura 20 - Esquema elétrico da alimentação de 5 V e 3,3 V da placa eletrônica do sistema embarcado.

Os pinos PD0-PD3 da PORTA D foram programados para permitir o acesso às interfaces de comunicação serial UART 0 e UART 1. A UART 0 foi utilizada para comunicação com o subsistema de telemetria e a UART 1 para comunicação com o sensor de nível do mar do subsistema de sensoriamento. Para a implementação desses protocolos seriais de comunicação foi necessária a conversão dos níveis de tensão para atender aos padrões RS232. A conversão do nível de tensão foi realizada por meio do *driver* de linha MAX3223CUP+ da Maxim Integrated. Esse componente é do tipo SMD, com encapsulamento TSSOP (*Thin Shrink Small Outline Package*) de 20 pinos. Conforme é possível observar na Figura 21, o *driver* necessita de vários capacitores para operar os seus dois canais independentes. A utilização e apenas um componente para implementar os dois canais RS232 e a possibilidade de utilizar componentes do tipo SMD permitiram uma distribuição mais organizada dos componentes e

uma redução do tamanho da placa mãe. Os sinais convertidos para o padrão RS232 foram disponibilizados em conectores de 9 pinos do tipo DB9.

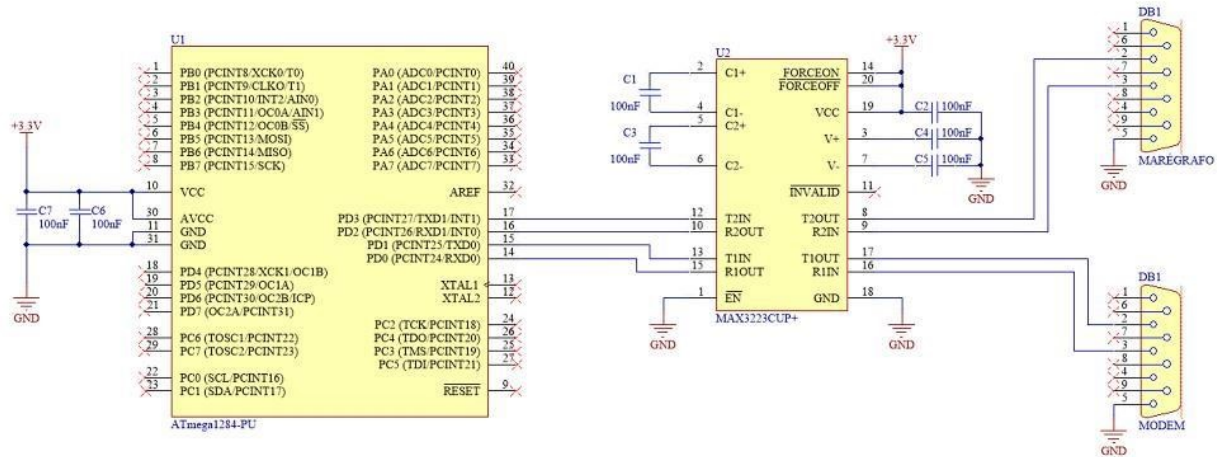


Figura 21 - Esquema elétrico de interligação entre o driver RS-232 e o microcontrolador ATmega1284P. Os sinais são de comunicação são disponibilizados em dois conectores DB9 (modem e marégrafo).

Os pinos PC0 e PC1 da PORTA C foram programados para permitir acesso à interface de comunicação serial síncrona I²C. A interface I²C foi utilizada para comunicação com o relógio de tempo real (RTC - *Real Time Clock*) modelo DS3231, da empresa Maxim Integrated. O RTC fornece uma maneira de acompanhar o tempo (formato de 24 horas ou 12 horas) e adicionar o registro de data e hora ao bloco de medidas. O dispositivo funciona independentemente do microcontrolador e, uma vez acionado, basta que o *firmware* do microcontrolador envie o horário atual para que o circuito continue registrando a variação de cada segundo em seus registradores internos. O RTC já fornece informações de horas, minutos, segundos, dia, data, mês, ano e correções automáticas dos meses que possuem menos de 31 dias e anos bissextos sem a necessidade de que essas rotinas sejam incluídas no *firmware* do microcontrolador, simplificando o código final. A base de tempo é fornecida internamente por um cristal de precisão na frequência de 37,768 kHz, associado a um circuito de compensação das variações de frequência do cristal com a temperatura, também integrado ao componente. Além de consumir menos de 500 nA possui a capacidade de detectar falhas de energia e acionar uma bateria, garantindo que o horário atual permaneça armazenado e que o tempo continue sendo registrado durante a falta de energia. A placa do RTC contém uma bateria de célula tipo moeda CR2032, capaz de manter o dispositivo funcionamento sem energia por até 5 anos consecutivos. Para facilitar a prototipagem foi utilizada uma placa comercial que já vem com este CI soldado e disponibiliza o acesso à interface I²C por meio de um barramento de pinos.

Como é possível observar na Figura 22 os pinos SDA e SCL da placa comercial foram conectados de forma adaptada aos respectivos pinos SDA e SCL do microcontrolador.



Figura 22 - Adaptação do módulo RTC DS3231 na placa eletrônica do sistema embarcado.

Aproveitando a experiência satisfatória com os componentes utilizados, desenvolvemos, finalmente, um projeto de fabricação (Apêndice D) de uma nova placa que integra todos os componentes que foram adaptados nas versões anteriores. A Figura 93 apresenta o esquema elétrico completo da placa projetada. Para melhor análise de como ficaria a disposição dos componentes foi desenvolvido no programa *Altium Design* um modelo 3D que simula do layout das camadas superior (Figura 91a) e inferior (Figura 91b) da placa de circuito impresso (PCI). Na Figura 92 é apresentado o modelo 3D PCI totalmente populada em perspectiva e o modelo de fabricação. Foram utilizadas duas camadas de circuito no projeto. As linhas vermelhas representam as trilhas na camada superior da placa e as azuis as trilhas da camada inferior.

2.2 SENSORIAMENTO

O subsistema de sensoriamento foi desenvolvido inicialmente para fazer a interface com uma cadeia de termômetros digitais construída para monitorar o perfil vertical de temperatura da coluna d'água. Além do monitoramento da temperatura, a variação relativa do nível do mar também foi integrada ao sistema desenvolvido neste trabalho. A informação da

maré é proveniente do sensor que se encontrava em operação no local onde o sistema foi instalado para testes. A aquisição de ambos os parâmetros foi automatizada e disponibilizada em tempo real para acesso remoto no IEAPM.

2.2.1 Cadeia de Termômetros Digitais

O arranjo de sensores é constituído por uma cadeia de termômetros que reagem às alterações de temperatura da coluna d'água, convertendo o sinal elétrico proporcional a essa variação em uma informação digital. Esses sensores são integrados com circuitos de processamento inteligentes para formar termômetros digitais baseados em circuitos integrados (PERTIJS; HUIJSING, 2006). A medição de temperatura por si só não é suficiente, a sua leitura deve ser interpretada corretamente e processada para que possa ser acessada pelo sistema embarcado. Para atingir esse objetivo, o circuito analógico que constitui seu elemento sensor é construído de forma integrada a outros componentes utilizando a tecnologia CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) de fabricação para CI. Esses sensores integrados contém normalmente elementos para condicionamento do sinal, ADC, elementos de lógica digital, memórias permanentes e voláteis, além de interface para comunicação serial com o sistema embarcado (SOURI, 2016).

Os transdutores de temperatura utilizados no arranjo de sensores são os termômetros digitais modelo DS18B20, desenvolvidos pela empresa *Maxim Integrated*. Este tipo de termômetro possui uma resolução selecionável de até 0,0625 °C, uma exatidão garantida pelo fabricante de $\pm 0,5$ °C para a faixa de operação entre 0 e 70 °C e um tempo de conversão de 750 ms (MAXIM INTEGRATED, 2015). O sensor integrado conta com elementos de controle, lógica, memória e interface serial para digitalizar o sinal elétrico proporcional à variação da temperatura e disponibilizar esta informação para o sistema embarcado (Figura 23). Os elementos de memória são constituídos por uma memória ROM de 64 *bits* que contém o código de identificação único para cada sensor, uma memória EEPROM de 24 *bits*, utilizada para configuração e limites de temperatura para fins de alarme, e uma memória volátil SRAM de 72 *bits* multipropósito que contém os registradores onde são gravados temporariamente o valor da temperatura medida. A interface de controle e lógica é responsável pela comunicação com o sistema embarcado, interpretar os comandos enviados pelo *firmware*, executar as respectivas funções e controlar o funcionamento do elemento sensor.

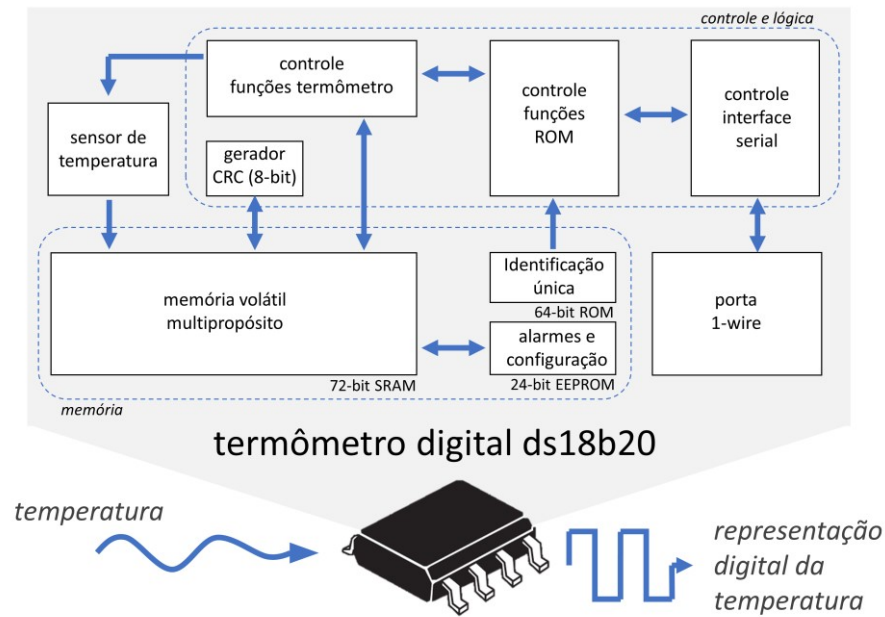


Figura 23 - Diagrama de blocos do termômetro digital DS18B20.

A principal vantagem na utilização deste tipo de termômetro está na sua interface de comunicação serial. Ela se baseia na tecnologia *1-Wire* desenvolvida pela empresa Dallas Semiconductor. Trata-se de uma rede de transmissão de dados onde um único dispositivo mestre pode ser conectado a múltiplos dispositivos escravos utilizando apenas um único condutor de canal de dados para todos os sensores conectados ao barramento (Figura 24).

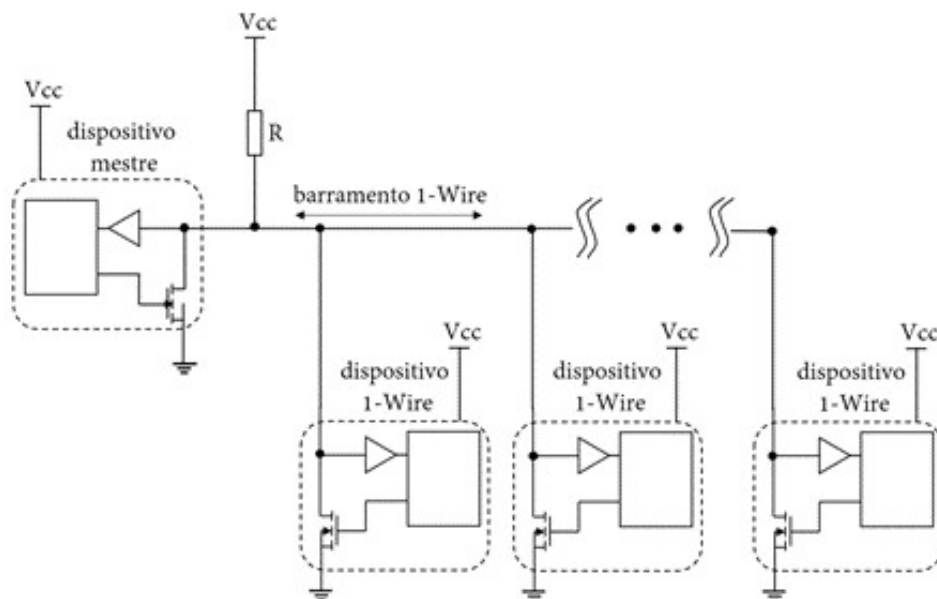


Figura 24 - Diagrama de blocos do protocolo de comunicação 1-Wire.

Cada sensor possui um identificador individual de 64 *bits* que permite o seu endereçamento no barramento. Todos os dispositivos no barramento são configurados como transceptores (transmissores-receptores) permitindo que os dados possam ser transmitidos de forma sequencial em ambas as direções, sendo uma direção de cada vez (*half-duplex*). A aquisição dos dados é síncrona, porém a transmissão das informações para o sistema embarcado é assíncrona. O dispositivo mestre e os escravos dependem de um controle rígido de tempo, uma vez que cada um dos pulsos digitais que compõe o protocolo de comunicação deve ser transmitidos e lidos em intervalos de tempo distintos. O protocolo utiliza a lógica binária baseada nos níveis lógicos convencionais CMOS/TTL, no qual o valor lógico zero é representado por uma tensão máxima de 0,8 V e o nível lógico um por uma tensão mínima de 2,2 V.

A quantidade de sensores e a distância máxima de comunicação está limitada às contribuições de impedância do comprimento do cabo somadas às contribuições de impedância de cada sensor. O protocolo 1-*Wire* foi desenvolvido inicialmente para permitir a comunicação entre componentes próximos. Contudo, distâncias de até 200m são possíveis utilizando *drivers* especiais em conjunto com a porta digital do microcontrolador configurado como dispositivo mestre (MAXIM INTEGRATED, 2008).

Antes de montar a cadeia de termômetros cada sensor foi lido individualmente para registro do seu respectivo código de identificação única que é utilizado para endereçá-lo no barramento. Os sensores foram soldados ao longo um cabo elétrico multipolar composto por 3 condutores isolados modelo TSS DRAKA. Trata-se um cabo próprio para uso no mar, revestido de neoprene e fabricado especificamente para utilização em sistemas acústicos submersos (Figura 25a).

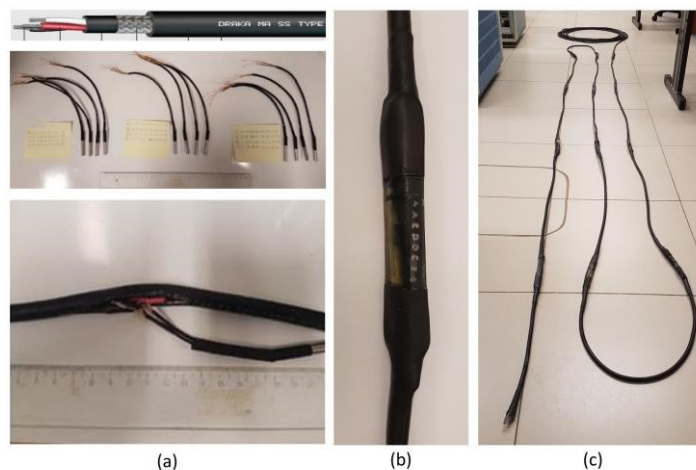


Figura 25 - Preparação e conexão dos condutores de cada termômetro ao barramento principal (a), resultado da impermeabilização com resina epóxi (b) e a cadeia de termômetros montada (c).

Os terminais de cada termômetro foram emendados com solda aos condutores por meio de pequenas aberturas feitas na cobertura do cabo multipolar. Para garantir a impermeabilidade do cabo e dos sensores, eles foram cobertos com composto adesivo do tipo epóxi em moldes formados por espaguete termo retrátil, normalmente utilizados em emendas de cabos elétricos (Figura 25b). Na Figura 25c é possível observar o arranjo final, constituído de 11 termômetros espaçados a cada 1 metro.

2.2.2 Integração com o Marégrafo

O principal dispositivo do sistema utilizado para monitorar o nível do mar é o transmissor compacto de nível por ultrassom modelo EasyTREK SP-300 fabricado pela empresa Nivelco (Figura 26b). Este transmissor possui um transdutor que utiliza um princípio de medição baseado no tempo necessário para o pulso de ultrassom percorrer a distância de ida e volta do sensor até a superfície do líquido. O valor relativo do nível em relação ao sensor pode ser estimado com uma exatidão de 0,2% da distância medida (NIVELCO, 2011). Como pode ser observado na Figura 26 o parâmetro de distância medido pelo transdutor é convertido em um sinal proporcional de corrente que varia linearmente de 4 a 20 mA e corresponde de 0 a 100% da faixa de medição configurada. Na malha de corrente (4 – 20mA) do sistema de medição do nível do mar, o indicador de nível alimenta a malha com 24 V_{CC}, o transmissor de nível envia o sinal de corrente proporcional ao nível medido pelo transdutor ultrassônico e o registrador grava os dados na memória para posterior visualização e análise.

O indicador de nível universal série 487 da empresa Nivitec (Figura 26a) é responsável por alimentar a malha de corrente (4 – 20mA) com 24 V, corrente contínua, e digitalizar o sinal de corrente transmitido pelo sensor de nível. A visualização da informação digitalizada é feita localmente por meio de um *display* de 7 segmentos e algumas funções como alarmes e limites de medição podem ser configuradas por meio de botões disponíveis abaixo do *display*. O indicado não possui memória interna para ser utilizado como registrador, porém disponibiliza uma saída de 4 – 20mA para que um registrador possa ser instalado externamente. Esta porta analógica cria outra malha de corrente em que o indicador funciona como transmissor e replica as medições digitalizadas para outros utilizadores compatíveis com

este padrão ($4 - 20mA$).

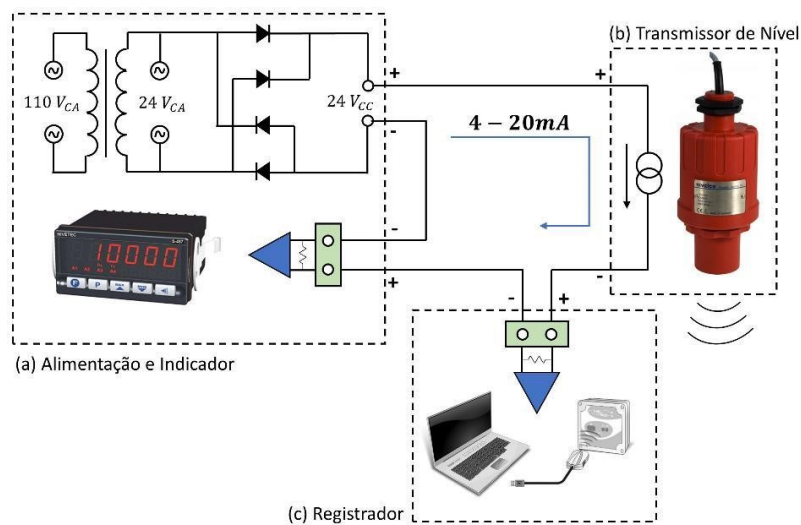


Figura 26 - Malha de corrente ($4 - 20mA$) do sistema de medição do nível do mar constituída pelo indicador de nível (a), o transmissor de nível ultrassônico (b) e registrador das medidas (c).

Para a geração de registros da variação temporal do nível do mar, e informações de data-hora associadas à estas medições, é utilizado um registrador de dados série 585 da empresa Nivitec (Figura 26c). Este registrador é compatível com o padrão $4 - 20mA$ e pode ser instalado em série com o indicador, operando como mais um utilizador na malha de corrente. A alimentação de energia do registrador é fornecida por uma bateria de lítio de $3,6 V$ ($1/2 AA$) capaz de fornecer uma autonomia típica de 200 dias considerando que os dados sejam baixados apenas uma vez por semana e que o intervalo de aquisição seja de 5 minutos. Para baixar os dados é necessário utilizar um adaptador infravermelho (IrDA – *Infrared Data Association*) para USB e um *software* gratuito instalado em computador.

A integração do sistema de medição do nível do mar com o sistema embarcado de processamento foi realizada por meio de algumas alterações físicas na configuração do indicador de nível universal. Uma das alterações é relativa à alimentação dos equipamentos e da malha de corrente e a outra alteração diz respeito às formas de acesso aos dados digitalizados pelo indicador.

Em sua configuração original (Figura 26a), o indicador de nível precisava ser alimentado com corrente alternada provida pela rede de energia elétrica fornecida pelo Porto do Forno. O local de instalação da estação maregráfica é de acesso limitado e sofre com intermitência do fornecimento de energia, resultado em vários períodos sem registros. Para solucionar este problema a placa eletrônica interna do indicador, que é responsável pela

retificação da tensão fornecida pela rede elétrica e alimentação de todos os circuitos internos, foi alterada. O circuito interno de transformação, retificação e regulação para alimentação dos componentes do indicador (Figura 27a, parte de baixo) foi mantido e os espaços não populadados (Figura 27a, parte de cima) foram utilizados para ligar fontes externas de tensão retificada diretamente ao barramento de pinos que interconecta a placa de alimentação aos demais circuitos do indicador universal. Os componentes não populadados se destinam a instalação de alarmes de controle que, atualmente, não são necessários ao projeto e/ou não acompanham esta versão do indicador. Eles possuem conexão elétrica com as áreas de contato da borneira traseira não utilizadas, identificadas como “não conectadas” (NC) na Figura 27b. As trilhas elétricas que interligam os contatos NC da borneira traseira às máscaras de solda destinadas aos primeiros pinos de cada componente não populado ficam isoladas dos demais circuitos. Este fato permitiu utilizar os quatros contatos NC como entradas para a referência de 0 V (GND), tensão de 24 V proveniente diretamente das baterias e as tensões de 13,6 V e 5,2 V que são reguladas por circuitos externos adicionados ao subsistema de alimentação. Finalmente, segmentos de fios condutores foram soldados para interligar as referidas máscaras de solda aos pinos de saída da placa de alimentação. Desta forma a placa de alimentação passou a permitir duas configurações de alimentação excludentes entre si: alimentação de 110V/60Hz nas áreas de contato 1 e 2 da borneira traseira ou alimentação independente da rede elétrica com corrente contínua nas tensões de 24 V, 13,2 V, 5,2 V e 0 V (GND) nas áreas de contato 3, 4, 5 e 6 respectivamente.

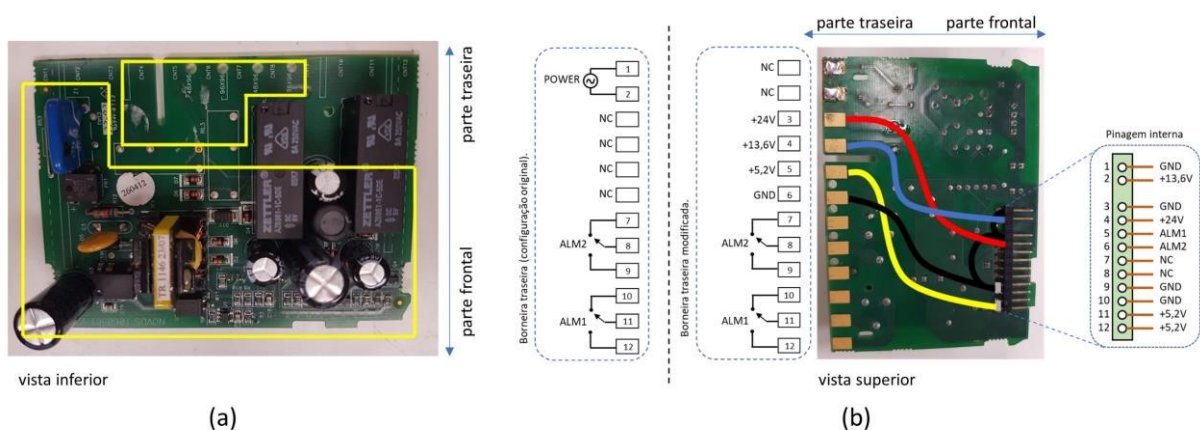


Figura 27 – Vistas inferior (a) e superior (b) da placa eletrônica de alimentação do indicador de nível série 487.

Apesar do equipamento não possuir memória local ele dispõe de uma placa eletrônica auxiliar para transmitir estes dados analogicamente, via padrão 4 – 20 mA, até outro

equipamento utilizador desta malha de corrente auxiliar que possua capacidade de registro, como o caso do registrador de dados série 585 utilizado na malha de corrente principal. Entretanto, este modelo de registrador não permite o monitoramento em tempo real fora do alcance máximo de seu terminal infravermelho. A outra solução para a transmissão de dados pelo indicador é a utilização de uma placa de eletrônica auxiliar para transmissão serial utilizando o protocolo de dados MODBUS-RTU no padrão elétrico RS-485. Infelizmente essa placa é opcional e não acompanha a versão deste indicador.

Neste trabalho optamos por fazer uma placa personalizada que fosse capaz de ser instalada fisicamente no interior do indicador e que permitisse o acesso a porta UART de seu microcontrolador. Durante os testes em bancada observamos que o *firmware* do indicador já vinha configurado de fábrica para responder aos comandos do protocolo MODBUS utilizando diretamente os pinos de sua porta UART, mesmo na ausência de seu módulo RS-485 opcional. Como o protocolo de comunicação também é compatível com o padrão elétrico RS-232, optamos por utilizar o mesmo tipo do *driver* de linha instalado na placa eletrônica do sistema embarcado, simplificando o projeto como um todo. O *driver* para RS-232 modelo MAX3223CUP+ permite ser alimentado pela faixa de tensão compreendida entre 3 a 5,5 V e, portanto, não foi necessária nenhuma conversão CC-CC para utilizar a tensão regulada de 5,2 V disponibilizada pelo circuito interno do indicador. A Figura 28 apresenta a simulação 3D e o respectivo esquema elétrico do módulo de comunicação serial desenvolvido para o indicador do marégrafo. O projeto da placa auxiliar e os arquivos de fabricação foram desenvolvidos no programa *Altium Design*. A placa principal do indicador possui um barramento de 5 pinos para a expansão da funcionalidade de comunicação serial que interliga a porta UART de seu microcontrolador diretamente aos pinos 2 e 3 da placa auxiliar desenvolvida. Os pinos 4 e 5 ficam responsáveis pela alimentação do módulo de expansão e o pino 1 não foi utilizado.

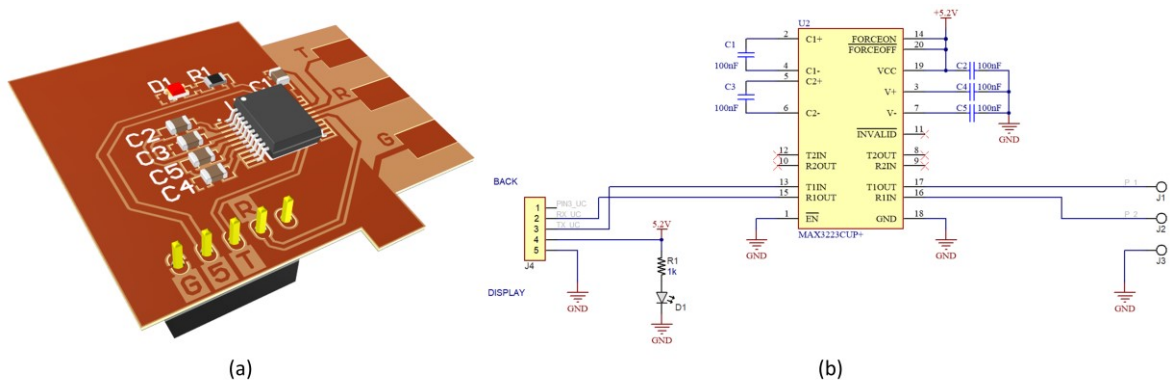


Figura 28 – Projeto do módulo de comunicação serial desenvolvido para o indicador de nível série 487. À esquerda a simulação 3D da placa eletrônica (a) e à direita o esquema elétrico (b).

No projeto da placa auxiliar foram criadas áreas de contato elétrico para permitir o acesso por meio da borneira traseira aos pinos de transmissão (Tx), recepção (Rx) e tensão de referência 0 V (GND) do *driver* RS-232, identificados na Figura 28b como J1, J2 e J3, respectivamente. Os arquivos de fabricação criados no Altium foram exportados para a confecção da placa utilizando uma fresadora CNC (Comando Numérico Computadorizado) controlada por computador modelo ProtoMat C60 fabricada pela empresa LPKF, disponível no CBPF. A Figura 29 a instalação final do módulo de comunicação serial no interior do indicador do marégrafo e como a borneira traseira é acessada externamente.

Todo o circuito interno coube dentro da caixa de proteção e a borneira permitiu a conexão da interface de comunicação e os terminais de alimentação aos subsistemas de processamento e de alimentação, respectivamente, por meio de terminais de contato parafusáveis.

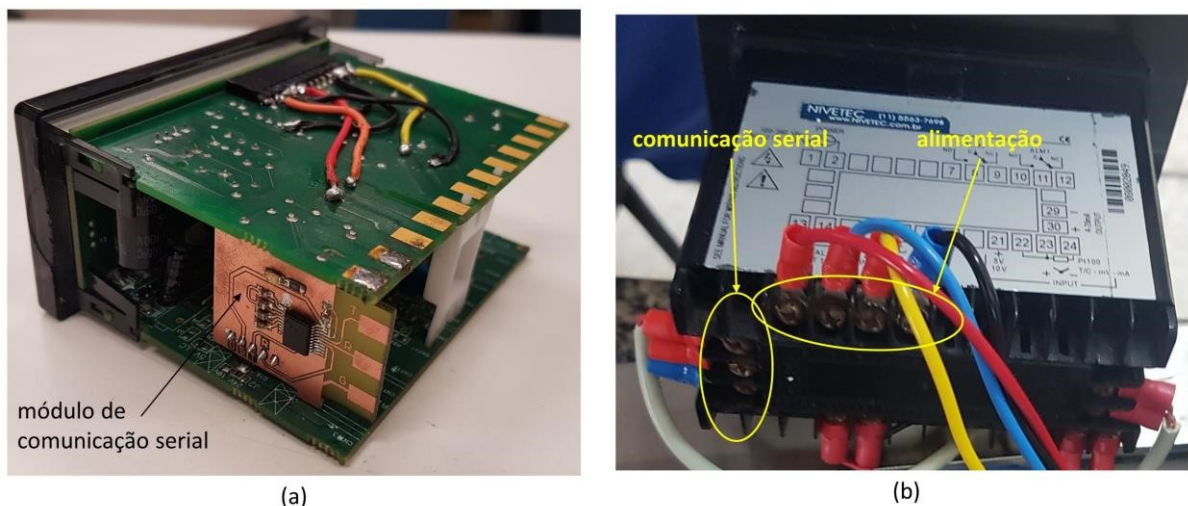


Figura 29 – Instalação final do módulo de comunicação serial desenvolvido (a) e o acesso externo aos terminais de comunicação e alimentação (b).

2.3 TELEMETRIA

O subsistema de telemetria foi desenvolvido para permitir acesso em tempo real aos dados medidos no Porto do Forno a partir da estação em terra localizada no interior do IEAPM. O sistema de monitoramento se comunica com a estação em terra por um módulo de comunicação sem fio ponto a ponto utilizando rádio frequência. Como pode ser observado na Figura 30 o enlace rádio é estabelecido por meio de duas unidades do rádio modelo FRG2-CE-U, fabricado pela *Freewave*. Cada unidade é conectada a uma antena móvel marítima modelo

CXMM900, fabricada nacionalmente pela empresa Electril para resistir a ventos de até 100 km/h . A unidade de rádio instalada na estação costeira é utilizada como interface de comunicação remota para acesso aos dados e controle de do sistema a partir da outra unidade principal, instalada na estação de terra, que se comunica com um sistema supervisorio. A unidade de terra pode ser configurada como mestre e o subsistema de telemetria pode ser expandido de ponto-a-ponto para ponto-multiponto a fim de se estabelecer uma WSN com várias unidades escravas. Os rádios FGR2 utilizam a frequência licenciada pela Anatel de 900 MHz e, de acordo com o fabricante, permitem o estabelecimento de comunicação em longas distâncias com alta imunidade a interferência e seletividade de canal, podendo alcançar até 97 km de distância com auxílio de repetidores. Além disso possuem baixo consumo de energia (330 mA durante a transmissão e 32 mA quando inativo considerando a alimentação de $12 V_{CC}$), sendo indicados para operação com bateria e painel solar (FREEWAVE, 2019).

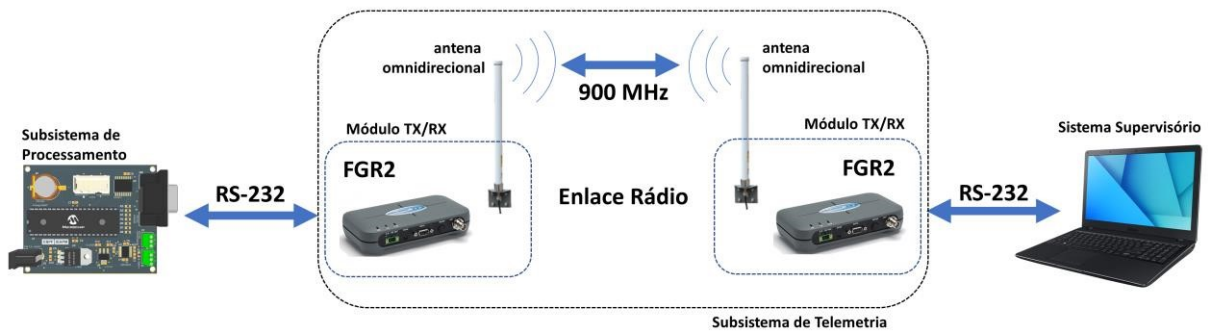


Figura 30 - Representação esquemática do enlace rádio que compõe subsistema de telemetria.

A comunicação com os instrumentos e/ou computadores podem ser feitas pela interface serial nos padrões RS-232, RS-422 e RS-485. Neste projeto foi utilizado o padrão RS-232 com taxa de transmissão de $9,6 \text{ kbps}$ tanto na estação costeira quanto em terra. A transmissão sem fio é realizada a uma taxa de transmissão de até 80 kbps considerando uma sensibilidade máxima de recepção de -108 dBm . Para garantir essa taxa máxima a configuração do enlace rádio deve levar em conta a potência de transmissão de 1 W (30 dBm) e o ganho da irradiação omnidirecional da antena de $5,14 \text{ dBi}$ (ELECTRIL, 2019) para o cálculo da distância entre as unidades. O valor da intensidade do sinal recebido foi estimado pela Fórmula de Friss:

$$R_X = T_X + G_{T_X} - A_o + G_{R_X} \quad (2.1)$$

onde,

R_X é o sinal recebido (dBm);

T_X é a potência de saída do rádio transmissor (dB);

G_{T_X} é o ganho na antena transmissora (dB);

A_o é a atenuação no espaço livre (dB); e

G_{R_X} é o ganho na antena receptora (dB).

E a atenuação no espaço livre, representada na Figura 31, é calculada considerando que tanto a unidade transmissora quanto a unidade receptora estão localizadas de tal forma que o volume contido no elipsoide formado no caminho direto entre elas está livre de qualquer obstrução (PIAU; CARRIJO, 2014). A sua fórmula é dada por:

$$A_o = 32,40 + 20 \log(f_{MHz} \cdot d_{km}) \quad (2.2)$$



Figura 31 - Representação esquemática dos termos utilizados no cálculo de viabilidade do enlace rádio.

2.4 ALIMENTAÇÃO

O subsistema de alimentação foi desenvolvido em aproveitamento do conjunto de painéis solares adquiridos inicialmente para a estação maregráfica. Este subsistema combina a energia solar fotovoltaica à dispositivos de armazenamento energético a fim de fornecer alimentação para todos os equipamentos de forma totalmente independente do recebimento de energia elétrica da concessionária local. Responsável por gerar os 24 V requeridos para o funcionamento do sensor do nível do mar e consequente alimentação dos demais módulos e sensores existentes, o sistema fotovoltaico é constituído, além dos painéis solares, de um controlador de cargas e um banco de baterias.

Cada painel solar é composto por um conjunto de 36 células fotovoltaicas de silício policristalino capazes de gerar uma potência máxima de 50 W. Trata-se dos painéis solares modelo *Sunmodule* SW 50 poly RGA, projetados pela empresa Solar World para trabalhar com uma tensão nominal de 12 V cada um. A Tabela 2 apresenta os dados de performance dos painéis obtidos nas condições padronizadas (STC - *Standard Test Conditions*) de irradiância igual a 1000 W/m^2 , temperatura da célula de 25 °C e massa de ar igual a 1,5 AM. O controlador de carga é responsável por distribuir a energia evitando sobrecargas ou descargas excessivas. O seu desempenho resulta na otimização e prolongamento da vida útil das baterias. O controlador de carga utilizado neste sistema é o *SunSaver Solar Controller* SS-20L-24V da empresa *Morningstar*. Este controlador é próprio para configurações de painéis e baterias em 24 V e suporta uma corrente máxima de 20 A (MORNINGSTAR, 2012). O sistema de armazenamento energético é representado por um banco de baterias constituídos por duas baterias estacionárias modelo DF4001 250 Ah Freedom da empresa *JohnsonControls*. Cada bateria possui capacidade de fornecer 2,4 A durante 100 horas a 25 °C (JOHNSON CONTROLS, 2008).

Tabela 2 - Performance do painel solar em condições STC*(SOLARWORLD, 2011).

<i>Parâmetro</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
<i>potência máxima</i>	P_M	50 Wp
<i>tensão de circuito aberto</i>	V_{OC}	22,1 V
<i>tensão de máxima potência</i>	V_{mp}	18,1 V
<i>corrente de curto-circuito</i>	I_{SC}	3,02 A
<i>corrente de máxima potência</i>	I_{mp}	2,75 A

*STC: 1000 W/m^2 , 25 °C, AM 1,5.

Como pode ser observado na Figura 32, o controlador de carga faz a interface entre os dois painéis (ligados em série) e as duas baterias (também ligadas em série) formando um sistema de alimentação isolado de 24 V_{CC}. Para distribuir as alimentações de 24 V e 12 V até os equipamentos que são alimentados pelo sistema fotovoltaico foi construído um quadro elétrico com 6 terminais elétricos parafusáveis para cada potencial. Também foi disponibilizado um terminal extra de 12 V, sem passar pelo controlador de carga. Além dos voltímetros digitais que monitoram os dois níveis de tensão, o quadro elétrico conta com a proteção de fusíveis dimensionados para 3 A em cada terminal. Dois terminais de 24 V estão reservados para o sensor de nível do mar e um inversor de 24 V_{CC} para 110 VCA que se encontra atualmente

avariado. O terceiro terminal encontra-se disponível para utilização. Com exceção do terminal de 12 V utilizado para alimentar o sistema embarcado os demais terminais derivados deste potencial também estão disponíveis. O quadro elétrico possui ainda um bloco terminal referenciado ao potencial de uma barra de cobre que fica submersa. Este referencial foi instalado vislumbrando futuros experimentos com hidrofones e está disponível em uma das vias do conector circular que leva a alimentação até a caixa de aço inox onde a eletrônica do sistema de monitoramento foi acondicionada.

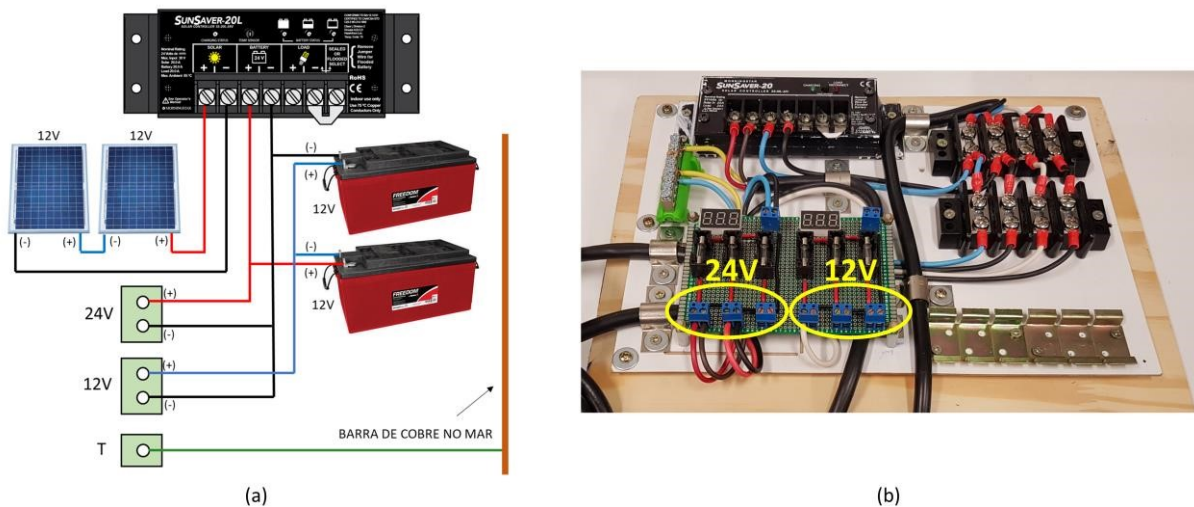


Figura 32 – Diagrama do sistema fotovoltaico (a) e o quadro elétrico para interconexão dos componentes (b).

2.5 MONTAGEM DO SISTEMA

Toda a eletrônica dos subsistemas de processamento, sensoriamento e telemetria foi acondicionada em uma caixa de aço inox. A primeira fase da montagem foi destinada à distribuição dos fios de alimentação. As tensões de 12 V e 24 V entregues pelas baterias ainda passam por dois módulos comerciais para os reguladores de tensão ajustáveis modelo LM2596. O primeiro regulador foi configurado para fornecer a tensão de 13,6 V para alimentação do indicador do marégrafo e do rádio FGR2 a partir da tensão de 24 V. Já o segundo regulador foi utilizado para fornecer a tensão de 5,2 V para o indicador do marégrafo a partir da tensão de 12 V. Conforme apresentado na Figura 33, ambos os reguladores foram acomodados no interior de uma caixa plástica e ligados internamente ao terminal de parafusos adaptado na parte externa desta caixa. Essa medida foi tomada visando contribuir para o isolamento elétrico no interior da caixa inox.

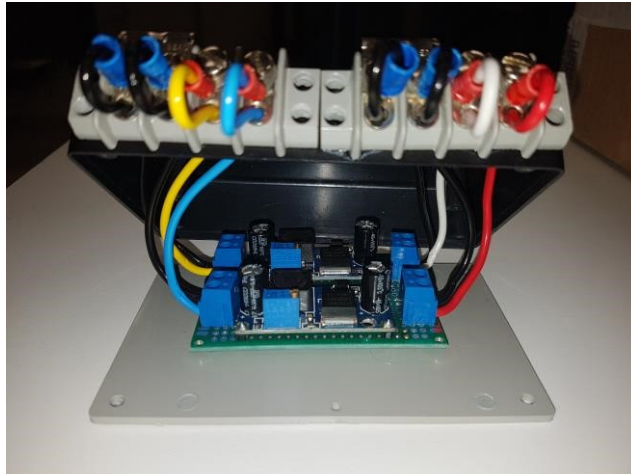


Figura 33 - Caixa plástica adaptada acomodar os módulos reguladores de tensão.

Na Figura 34 é possível observar o projeto de distribuição e organização dos cabos de alimentação antes e após serem instalados no interior da caixa inox. As cores vermelho e branco foram destinadas para as tensões de 24 V e 12 V , respectivamente, fornecidas diretamente pela bateria. As cores azul e amarelo foram utilizadas para as tensões reguladas de $13,6\text{ V}$ e $5,2\text{ V}$ respectivamente.

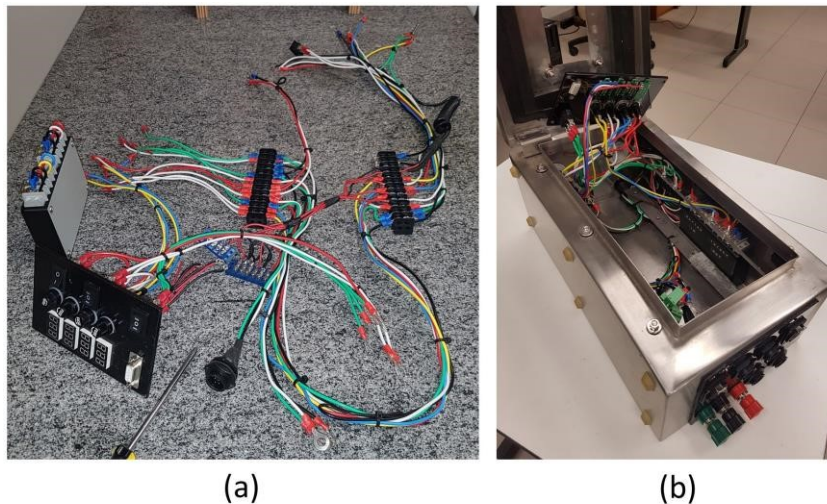


Figura 34 - Projeto de organização e distribuição dos cabos de alimentação antes (a) e após a instalação no interior da caixa inox (b).

Antes de chegar nos equipamentos, cada cabo de alimentação principal passa por um fusível de 3 A , um interruptor e por um multímetro digital. Esses componentes foram adaptados em um painel de acrílico. Da mesma forma que foi feito para a alimentação, outros dois módulos de acrílico compõe o painel do sistema sendo um para o indicador do marégrafo

e o outro para os conectores DB9 da placa eletrônica do sistema embarcado. Na Figura 35 é possível observar o projeto de fixação dos módulos do painel. Foram utilizadas duas barras de acrílico transparente, parafusadas à caixa inox, para fornecer o suporte necessário.

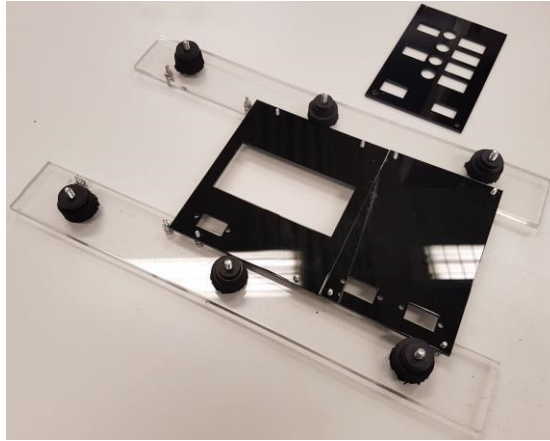


Figura 35 - Projeto para fixação dos painéis construídos em acrílico.

Nas laterais foram adaptados outros painéis de acrílico para distribuição dos conectores e/ou cabos que precisam acessar a parte externa da caixa. No lado esquerdo ficaram as passagens para os cabos de antenas de transmissão, o conector de alimentação principal que é ligado diretamente ao quadro elétrico do sistema fotovoltaico e terminais extras para alimentação direta de bateria visando testes ou operação fora da estação maregráfica. No lado direito ficaram os conectores para a comunicação com os sensores. Além do conector para o barramento 1-Wire e os equipamentos do sistema medição do nível do mar, o painel também conta com conectores de alimentação e transmissão de dados para futura expansão visando a utilização de hidrofones.

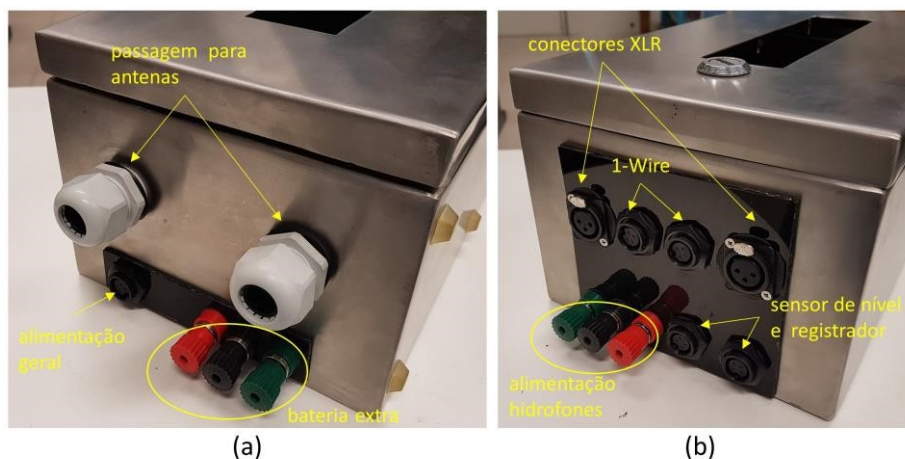


Figura 36 - Painéis laterais: lado esquerdo (a) e lado direito (b).

A Figura 37 apresenta a caixa totalmente montada. Além dos reguladores de tensão, também foram instaladas internamente o módulo do rádio FGR2 (abaixo dos multímetros), o indicador do marégrafo (ao meio) e a placa eletrônica do sistema embarcado (a direita). Foram utilizadas borrachas em todas as furações e na tampa para proteger o sistema contra maresia.



Figura 37 - Caixa de aço inox onde foi acondicionada toda a eletrônica do sistema.

2.6 PROGRAMA

O *software* para o microcontrolador foi desenvolvido em linguagem C, na plataforma de desenvolvimento Atmel Studio 6.2. Optou-se por programar em C tendo em conta a portabilidade do código para a utilização de outros microcontroladores. A Figura 38 apresenta o fluxograma do *looping* principal. Toda vez que o microcontrolador é reinicializado o *firmware* inicia a rotina pela criação das variáveis globais. Os módulos periféricos do microcontrolador executam suas rotinas de inicialização, o temporizador *watchdog* e os demais temporizadores entram em funcionamento e os endereços de cada termômetro são lidos da memória EEPROM. Ao entrar no *looping* principal, a rotina verifica o *buffer* de entrada da interface UART em busca de comandos enviados pelo usuário. Caso receba um comando válido a respectiva função é executada. Caso contrário uma mensagem de erro é exibida e fluxo de de instruções continua. Esta operação se repete enquanto o temporizador principal realiza a iteração de uma variável destinada para o controle de tempo. Uma vez que esta variável atinja um valor maior ou igual ao valor do intervalo de medida configurado, a rotina de leitura dos sensores se inicia. A data e a hora do registro são obtidas por meio do módulo RTC, o valor da temperatura de cada sensor é armazenado e o microcontrolador se comunica com o sensor de nível do mar pela segunda interface UART. O bloco e medidas é organizado em uma linha de

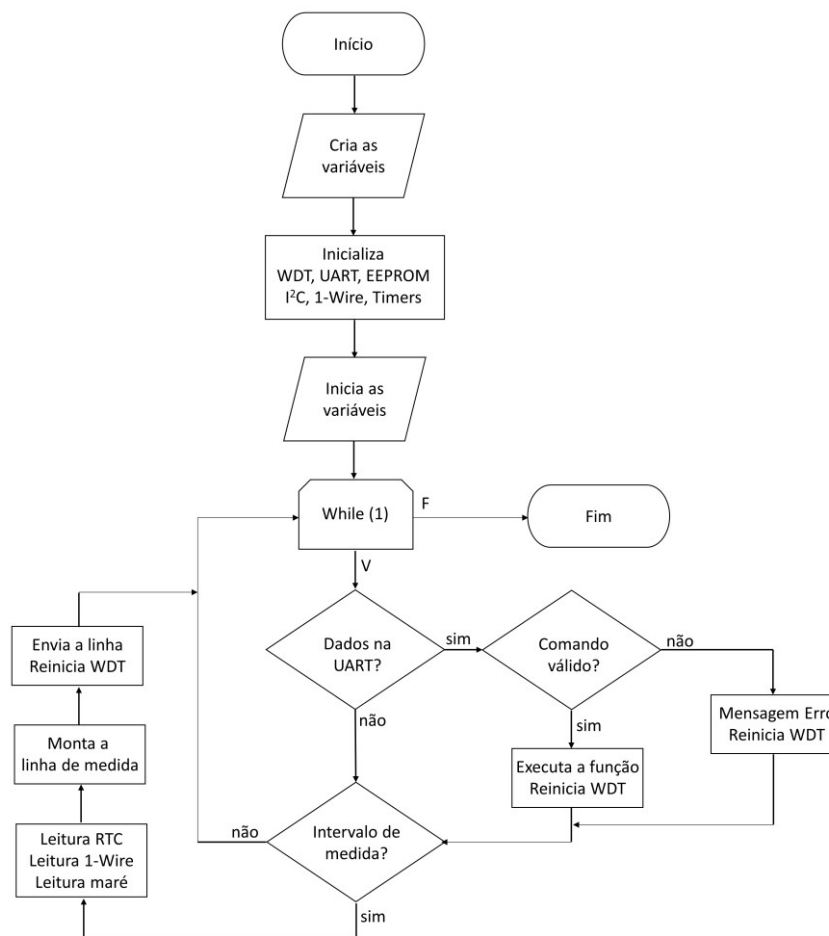


Figura 38 - Fluxograma do *looping* principal.

registro e essa linha é enviada pela interface UART principal. Finalmente o *firmware* retorna ao início do *looping*. Para garantir que o microcontrolador não fique travado em algum *looping* secundário, toda instrução importante é seguida de uma reinicialização do temporizador *watchdog*. Caso essa reinicialização do temporizador não ocorra dentro do intervalo de tempo previsto, a rotina força a reinicialização completa do microcontrolador.

A Figura 39 apresenta as principais funções que podem ser realizadas por meio de um comando enviado pelo usuário. Entre elas podemos destacar a configuração do intervalo de medidas, o cadastro dos termômetros e o comando de reinicialização do sistema. O *firmware* sempre é iniciado com uma configuração de intervalo de tempo de 60 segundos. Cada vez que o comando "t" é executado, o algoritmo implementado muda o intervalo de forma seguida para 30, 10, 5, 1, 600, 300 e finalmente 60 novamente. O comando "n" grava o que for digitado em seguida na memória EEPROM. Este comando deve ser usado somente para cadastrar os endereços de uma nova cadeia de termômetros. O comando "r" altera o intervalo de tempo do temporizador *watchdog* para um valor inferior ao tempo necessário para o *looping* principal

encontrar uma instrução para reinício da contagem de tempo do *watchdog*, resultado em uma reinicialização forçada do sistema.

```
1  =====
2  HELP
3  =====
4  h - mostra as opcoes
5  t - altera o intervalo de medida
6  n - cadastra novos termometros de forma ordenada
7  N - limpa a memoria de cadastro dos termometros
8  i - descobre o endereco do unico termometro conectado
9  l - faz a leitura do unico termometro conectado
10 a - aquisicao do termometro enderecado individualmente
11 m - aquisicao de todos os sensores
12 v - aquisicao do nivel do mar
13 d - faz a leitura do data-hora
14 D - ajusta o data-hora \"19/06/17 14:47:55\"
15 r - reset do sistema
16 =====
```

Figura 39 - Principais opções de comando implementadas.

2.6.1 Leitura da Cadeia de Termômetros

A rotina para a leitura de todos os dispositivos que pertencem a cadeia de termômetros integrados foi toda desenvolvida via *software* utilizando apenas um resistor de *pull-up* externo. Ela depende da implementação de várias sub-rotinas necessárias ao endereçamento, decodificação de comandos e execução das funções comandadas. Estas sub-rotinas permitem controlar a operação dos dispositivos do barramento 1-*Wire* e acessar os dados escritos nos registradores de suas memórias voláteis. Existem comandos comuns a diversos dispositivos que se comunicam por este protocolo e outros específicos de cada dispositivo. Os comandos comuns normalmente estão associados a funções de endereçamento que se relacionam com identificação única gravada de forma permanente na memória ROM. Uma vez reconhecida a sua identificação por meio de um comando ROM enviado pelo mestre, o dispositivo escravo se prepara para receber um comando específico, relacionado ao propósito para o qual o mesmo foi projetado. Toda vez que o microcontrolador acessa o termômetro DS18B20 é necessário seguir a seguinte sequência de transferência de dados:

- Inicialização/Detecção de Presença;
- Comandos comuns relacionados à ROM (seguido por qualquer troca de dados necessária); e

- Comandos específicos relacionados à SRAM (também seguido por qualquer troca de dados necessária).

O funcionamento do protocolo depende da implementação de 4 sub-rotinas básicas: uma sub-rotina de inicialização para informar aos dispositivos escravos que será iniciada uma nova transmissão e detectar a presença de pelo menos um dispositivo escravo no barramento (*Reset/Presence*); e três sub-rotinas relacionadas a transferência de um *bit*: uma para escrever um *bit* de valor lógico “1” (*WriteBit1*), outra para escrever um *bit* de valor lógico “0” (*WriteBit0*) e finalmente uma sub-rotina capaz de ler a transmissão de um *bit* feita pelos dispositivos escravos, seja de valor lógico “0” ou “1” (*ReadBit*) (MAXIM, 2002). Todas as rotinas básicas são dependentes de intervalos de tempo precisos e precisam ser executadas sem interrupção para evitar erros. Durante a execução destas rotinas o microcontrolador necessita ser instruído para desabilitar as rotinas de interrupção.

Uma vez implementadas as rotinas para transferência de um *bit*, é possível implementar as rotinas para transferência de *byte*, sendo uma para o dispositivo mestre escrever um *byte* no barramento e outra para ler um *byte* enviado por um dispositivo escravo. Estas rotinas se destinam ao envio de comandos codificados em sequência de 8 *bits* e a leitura sequencial dos registradores dividida também em pacotes de 8 *bits*. O protocolo 1-*Wire* permite a transferência contínua de diversos *bytes*. Cada *byte* é transferido *bit* a *bit* ao chamar seguidamente as rotinas de transferência de um *bit*.

2.6.1.1 Rotinas para Transferência de Bit

A rotina de *Reset/Presence* possui um diagrama de tempo diferenciado das demais rotinas. O pulso de *Reset* se inicia quando o dispositivo mestre ocupa o barramento de dados e o circuito lógico interno de sua porta GPIO chaveia a saída para 0 V (GND). O barramento é mantido no nível lógico “0” por 480 μ s até ser liberado novamente pelo dispositivo mestre. Neste momento a porta retorna à situação de “coletor aberto” e o barramento de dados passa para o nível lógico “1” que é proporcionado pelo resistor de polarização ligado à alimentação de +5 V. Caso exista algum dispositivo escravo instalado no barramento, o protocolo 1-*Wire* prevê que este dispositivo seja capaz de enviar um pulso de presença entre 15 e 60 μ s após detectar a liberação do barramento pelo mestre ao final do pulso de *Reset*. Durante o pulso de presença o dispositivo escravo mantém o barramento de dados em nível lógico “0” por um período de 60 a 240 μ s até liberar o mesmo. O microcontrolador foi configurado para ler a

tensão na porta GPIO 70 μs após enviar o pulso de *Reset*. Se não for detectado nível lógico “0” durante a leitura o microcontrolador assume que nenhum dispositivo 1-*Wire* está presente no barramento. A Figura 40 apresenta o diagrama de tempo para o início da comunicação no protocolo 1-*Wire* e a Figura 41 a rotina de programação em Linguagem C implementada.

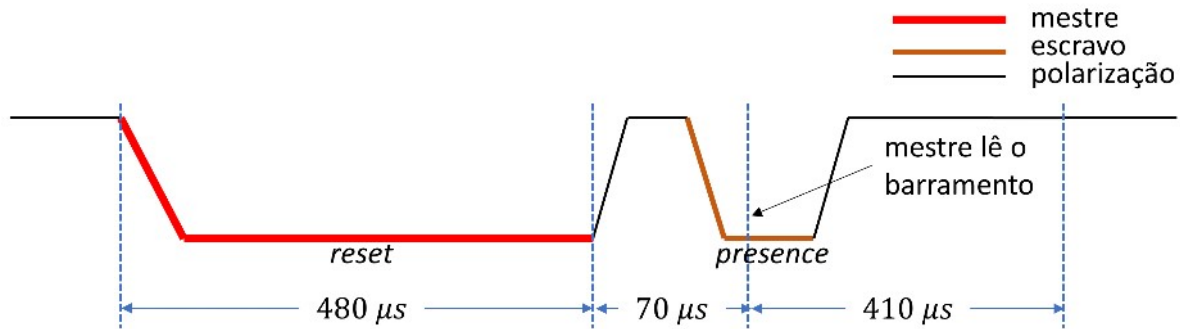


Figura 40 - Diagrama de tempo da rotina de *Reset/Presence*. O pulso de *reset* dura 480 μs e o dispositivo master verifica a presença de dispositivos escravos no barramento de dados 70 μs depois.

```

1  // Rotina de Reset/Presence
2  int ow_reset(void) {
3      int presence = 0;
4
5      cli(); // macro para bloquear todas as interrupções do microcontrolador
6
7      // mestre ocupa o barramento
8      DDRA=(1<<DDA0); // pino PA0 é configurado como saída
9      PORTA=(0<<PORTA0); // disponibiliza nível lógico "0" na saída do pino PA0
10     _delay_us(480); // mantém o nível lógico "0" por 480us
11
12     // mestre libera o barramento
13     DDRA=(0<<DDA0); // pino PA0 é configurado como entrada
14     _delay_us(70); // mantém o barramento polarizado em nível lógico "1" por 70us
15
16     // mestre lê o barramento
17     presence = (PINA&(1<<0)); // escreve o valor "0" na variável "presence" se
18                               // for detectado nível lógico "0" no barramento
19     _delay_us(410); // aguarda 410us para finalizar a rotina
20
21     sei(); // macro para habilitar todas as interrupções do microcontrolador
22
23     // retorna o valor atual da variável "presence"
24     return(presence); // 0=dispositivo escravo detectado
25 }

```

Figura 41 - Código em Linguagem C para a rotina de *Reset/Presence*.

As demais rotinas são configuradas para intervalos de tempo similares, com 60 μs de duração e tempo de espera de 10 μs entre a transferência de cada *bit*. A duração do pulso determina o valor lógico do *bit* a ser transferido. Todas as rotinas

Durante a rotina de escrita para um *bit* 1, o dispositivo mestre ocupa o barramento de dados e mantém o nível lógico “0” por 6 μs . Logo após, o barramento é liberado para retornar à condição de nível lógico “1”, permanecendo assim por 54 μs . O microcontrolador é configurado para aguardar mais 10 μs até iniciar a próxima rotina de transferência. A Figura

42 apresenta o diagrama de tempo para a rotina *WriteBit1* e o código implementado em Linguagem C é apresentado na Figura 43.

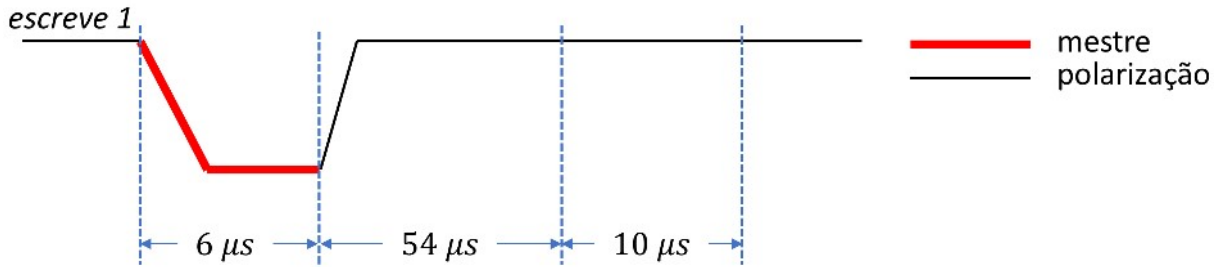


Figura 42 - Diagrama de tempo para a rotina *WriteBit1*. O dispositivo mestre envia um pulso de nível lógico "0" por 6 μ s e libera o barramento em condição de nível lógico "1" durante 64 μ s até a próxima transferência de *bit*.

```

1 // Rotina WriteBit1
2 void ow_write_bit1(void) {
3     cli(); // macro para bloquear todas as interrupções do microcontrolador
4
5     // mestre ocupa o barramento
6     DDRA=(1<<DDA0); // pino PA0 é configurado como saída
7     PORTA=(0<<<PORTA0); // disponibiliza nível lógico "0" na saída do pino PA0
8     _delay_us(6); // mantém o nível lógico "0" por 6us
9
10    // mestre libera o barramento
11    DDRA=(0<<<DDA0); // pino PA0 é configurado como entrada
12    _delay_us(64); // mantém o barramento polarizado em nível lógico "1" por 64us
13
14    sei(); // macro para habilitar todas as interrupções do microcontrolador
15 }

```

Figura 43 - Código em Linguagem C para a rotina *WriteBit1*.

Para a rotina *WriteBit0* o dispositivo mestre precisa manter o barramento em nível lógico "0" durante toda a rotina. Após o período de 60 μ s o barramento de dados é finalmente liberado, permanecendo em nível lógico "1" durante 10 μ s antes de iniciar uma nova transferência de *bit*. A Figura 44 apresenta o diagrama de tempo para a rotina *WriteBit0* e o código implementado em Linguagem C é apresentado na Figura 45.

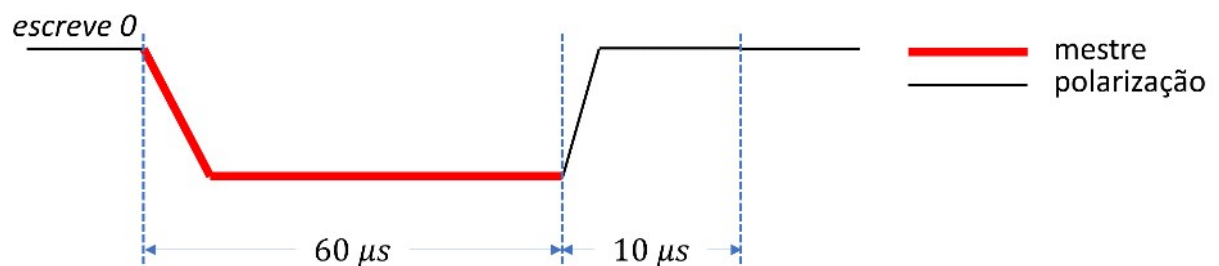


Figura 44 - Diagrama de tempo para a rotina *WriteBit0*. O dispositivo mestre envia um pulso de nível lógico "0" com duração de 60 μ s. Após liberar o barramento de dados em condição de nível lógico "1", aguarda 10 μ s até a próxima transferência de *bit*.

```

1 // Rotina WriteBit0
2 void ow_write_bit0(void) {
3     cli(); // macro para bloquear todas as interrupções do microcontrolador
4
5     // mestre ocupa o barramento
6     DDRA=(1<<DDA0); // pino PA0 é configurado como saída
7     PORTA=(0<<PORTA0); // disponibiliza nível lógico "0" na saída do pino PA0
8     _delay_us(60); // mantém o nível lógico "0" por 60us
9
10    // mestre libera o barramento
11    DDRA=(0<<DDA0); // pino PA0 é configurado como entrada
12    _delay_us(10); // mantém o barramento polarizado em nível lógico "1" por 10us
13
14    sei(); // macro para habilitar todas as interrupções do microcontrolador
15 }

```

Figura 45 - Código em Linguagem C para a rotina *WriteBit0*.

A última rotina básica implementada se destina à leitura dos *bits* transferidos pelos dispositivos escravos. A sequência de transferência de cada *bit* é iniciada sempre pelo dispositivo mestre quando ele envia um pulso de nível lógico “0” por 6 μ s. Após detectar a liberação do barramento de dados, o dispositivo escravo aguarda de 15 a 60 μ s para baixar novamente o nível lógico para “0” se for transferir um *bit* 0. Para a transferência de um *bit* 1, o dispositivo escravo simplesmente deixa o barramento permanecer em nível lógico “1” até o final da rotina. A leitura do *bit* transferido é feita pelo dispositivo mestre 9 μ s após ter liberado o barramento. A Figura 46 apresenta o diagrama de tempo para a rotina *ReadBit* do protocolo 1-Wire e a Figura 47 apresenta o referido código de programação implementado em Linguagem C.

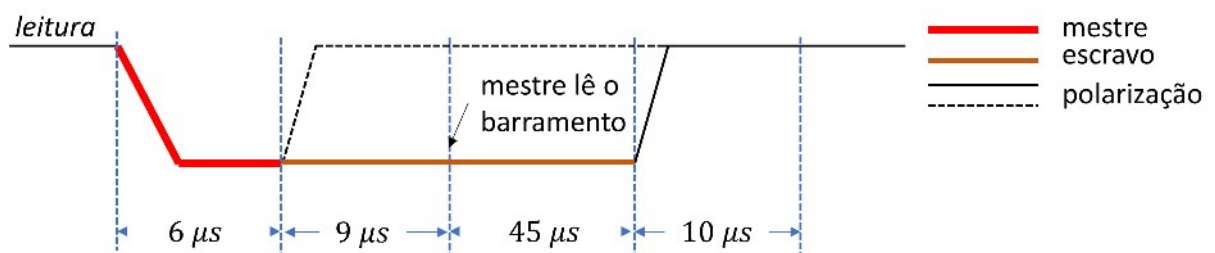


Figura 46 - Diagrama de tempo para a rotina *ReadBit*. O dispositivo mestre envia um pulso de nível lógico "0" com duração de 6 μ s. Após liberar o barramento de dados em condição de nível lógico "1", aguarda 9 μ s para fazer a leitura do *bit* e mais 55 μ s até a próxima transferência de *bit*. Para transferir um *bit* 0, o dispositivo escravo retorna o nível lógico para "0" após detectar a liberação do barramento. O microcontrolador assume que foi transferido um *bit* 1 se detectar que o barramento permaneceu inalterado.

```

1  // Rotina ReadBit
2  int ow_read_bit(void) {
3      int bitval = 0;
4
5      cli(); // macro para bloquear todas as interrupções do microcontrolador
6
7      // mestre ocupa o barramento
8      DDRA=(1<<DDA0); // pino PA0 é configurado como saída
9      PORTA=(0<<PORTA0); // disponibiliza nível lógico "0" na saída do pino PA0
10     _delay_us(6); // mantém o nível lógico "0" por 6us
11
12     // mestre libera o barramento
13     DDRA=(0<<DDA0); // pino PA0 é configurado como entrada
14     _delay_us(9); // mantém o barramento polarizado em nível lógico "1" por 9us
15
16     // mestre lê o barramento
17     bitval = (PINA&(1<<0)); // escreve o valor "0" na variável "bitval" se
18                             // for detectado nível lógico "0" no barramento
19     _delay_us(55); // aguarda 55us para finalizar a rotina
20
21     sei(); // macro para habilitar todas as interrupções do microcontrolador
22
23     // retorna o valor atual da variável "bitval"
24     return(bitval);
25 }

```

Figura 47 - Código em Linguagem C para a rotina *ReadBit*.

2.6.1.2 Rotinas para Transferência de Byte

As rotinas para transferência de *byte* foram implementadas para o envio de comandos destinados a execução de funções comuns ao protocolo 1-*Wire* e funções específicas de um determinado dispositivo que se comunica por este protocolo. O protocolo permite a transferência contínua de diversos *bytes*. Cada *byte* é transferido ao chamar seguidamente as rotinas de transferência de *bits*. A Figura 48 apresenta o fluxograma para o envio de 1 *byte* e a Figura 49 o referido código de programação implementado em Linguagem C.

Cada um dos 8 *bits*, um a um, são separados e uma rotina verifica se o seu valor é “0” ou “1”. Em seguida executa a rotina básica para escrever um *bit*. O procedimento se repete até o último *bit*. Da mesma forma, foi necessário implementar uma rotina para ler um único *byte*. O protocolo 1-*Wire* permite a leitura de vários *bytes* seguidos. Este procedimento é realizado, por exemplo, quando desejamos ler toda a memória volátil do termômetro DS18B20. A memória volátil é composta por 9 registradores de 1 *byte* de tamanho cada um. Os 72 *bits* da memória podem ser recebidos ao executar a rotina *ReadByte* 9 vezes seguidas. E para cada registrador de 1 *byte* a rotina *ReadBit* é repetida 8 vezes. A Figura 50 apresenta o fluxograma para a leitura de cada *byte* e a Figura 51 o código de programação implementado na Linguagem C.

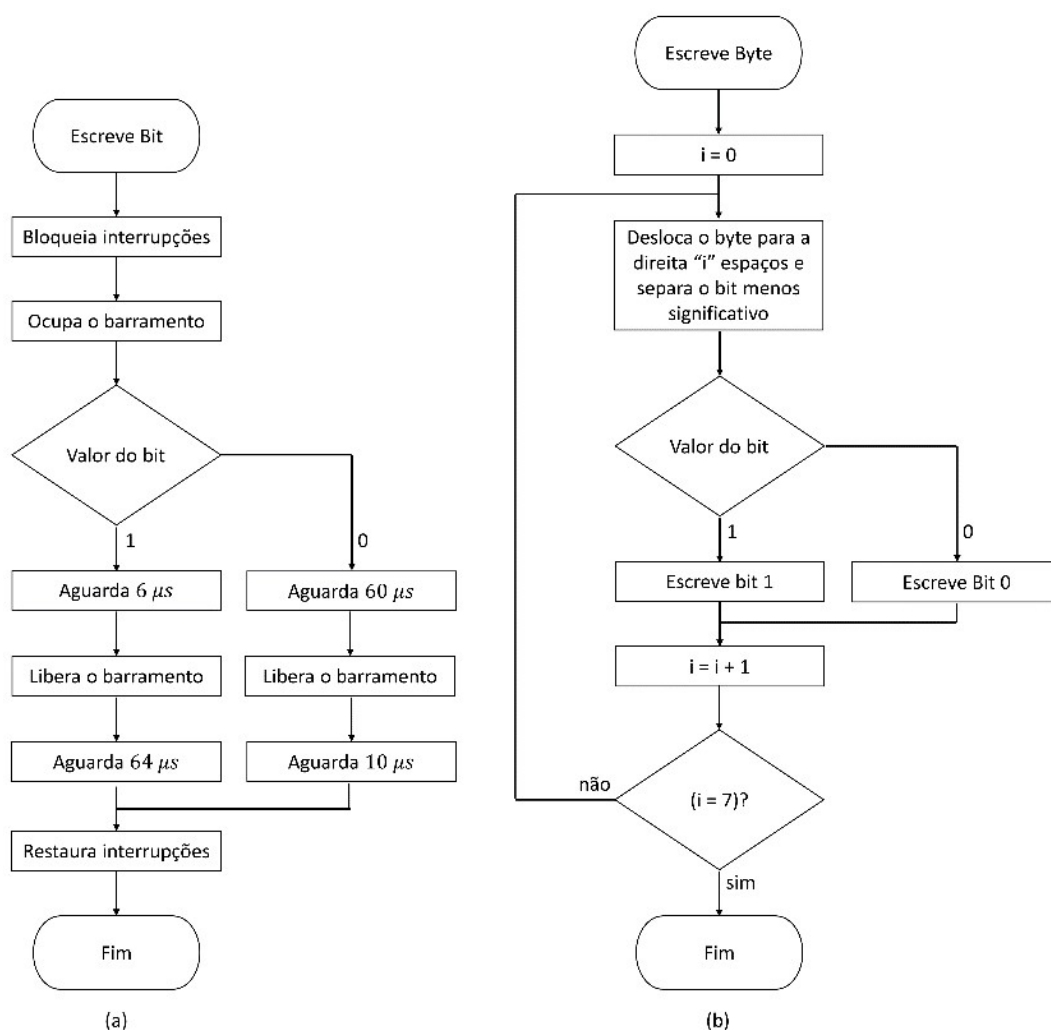


Figura 48 - Fluxograma da rotina para enviar um *byte* pelo protocolo 1-Wire. A rotina para escrever um *byte* (b) chama a função para escrever um *bit* (a) a cada *bit*.

```

1  // Rotina WriteByte
2  void ow_write_byte(unsigned char val){
3      unsigned char i;
4      unsigned char temp;
5
6      // escreve um byte, um bit de cada vez
7      for (i=0; i<8; i++){
8          // separa o bit menos significativo
9          temp = val>>i;      /* escreve na variável "temp" o valor da variável "val"
10                             deslocado "i" espaços para a direita*/
11          temp &= 0x01;      /* atualiza o valor da variável "temp" para o seu bit
12                             menos significativo*/
13
14          // determina se o bit é "0" ou "1" e envia para o barramento
15          if (temp){
16              ow_write_bit1(); // envia o bit "1"
17          } else {
18              ow_write_bit0(); // envia o bit "0"
19          }
20      }
21  }
  
```

Figura 49 - Código em Linguagem C para a rotina *WriteByte*.

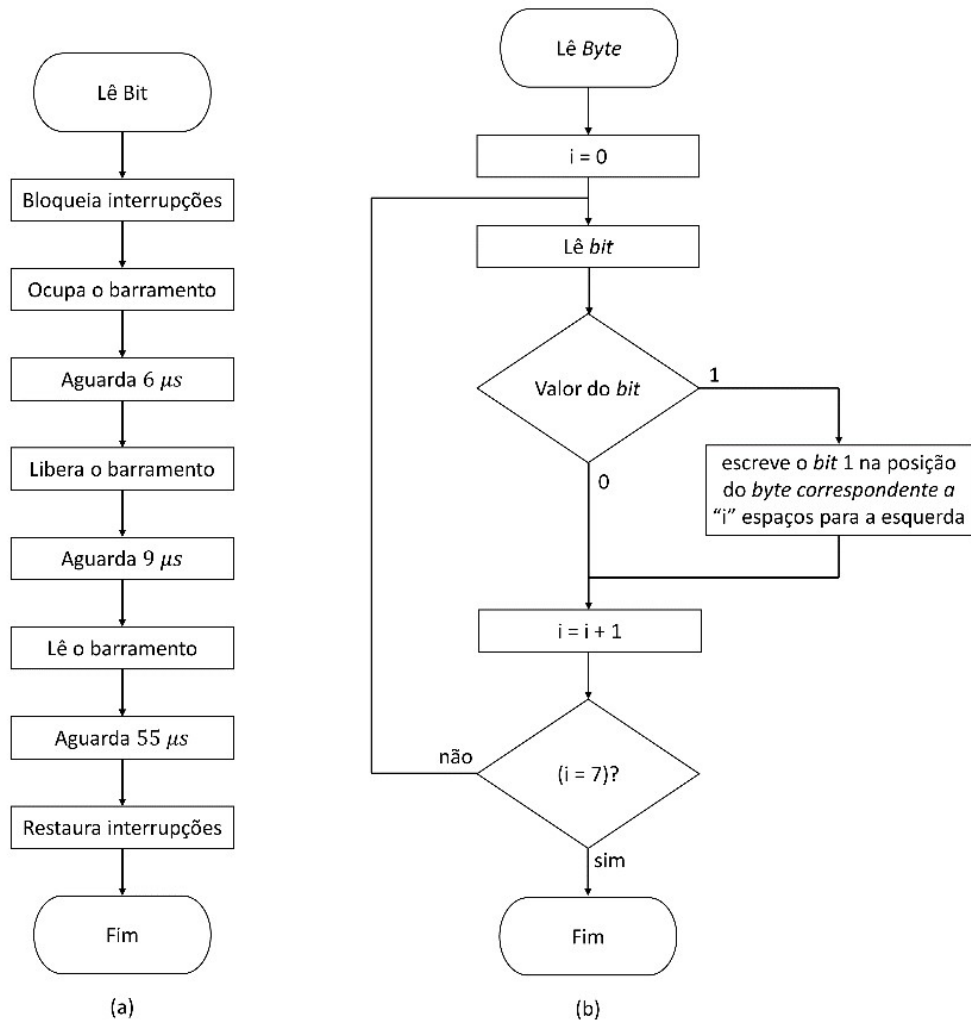


Figura 50 - Fluxograma da rotina para receber um *byte* pelo protocolo 1-Wire. A rotina para ler um *byte* (b) chama a função para ler um *bit* (a) a cada *bit*.

```

1  // Rotina ReadByte
2  unsigned char ow_read_byte(void){
3      unsigned char i;
4      unsigned char val;
5
6      // limpa a variável "val"
7      val = 0x00;
8
9      // lê um byte, um bit de cada vez
10     for (i=0;i<8;i++){
11         // determina se a rotina de leitura de bit retornou bit "1" ou "0"
12         if (ow_read_bit()){
13             val |= 0x01<<i; /* atauliza o valor da variável "val" ao escrever
14                             o bit "1" na posição correspondente a "i" espaços
15                             para a esquerda */
16         } else {
17             // se o bit for "0" não faz nada
18         }
19     }
20 }
21
22 // retorna o valor atual da variável "val"
23 return(val);
24 }
  
```

Figura 51 - Código em Linguagem C para a rotina *ReadByte*.

2.6.2 Sistema Supervisório

O sistema supervisorio foi programado para ser operado a partir da estação em terra. Na configuração atual, ele é capaz de interagir com o sistema costeiro enviando comandos destinados aos sensores e receber as respectivas leituras em tempo real. Os dados recebidos podem ser visualizados em gráficos e são gravados em arquivos de texto.

O programa do sistema supervisorio foi desenvolvido totalmente em LabVIEW. O LabVIEW é um ambiente de desenvolvimento criado pela empresa *National Instruments* para possibilitar o desenvolvimento rápido de sistemas voltados principalmente para as áreas de medição e automação. No LabView, a programação de um sistema é feita através de uma linguagem gráfica que utiliza ícones para representar funções e fios para determinar o fluxo dos dados. Em contraste às linguagens de programação baseadas em texto, como o caso da programação do *firmware* do sistema embarcado, em que instruções determinam a execução do programa, o LabVIEW utiliza programação baseada em fluxo de dados, onde este fluxo é que determina a execução.

Os programas em LabVIEW são construídos através de duas interfaces: O Painel Frontal e o Diagrama de Blocos. Nas Figura 52 e Figura 53 é possível destacar as principais rotinas necessárias ao funcionamento do sistema: a interface serial e processo de gravação das medidas em arquivo de texto. Esses códigos são adicionados ao Diagrama de Blocos utilizando representações gráficas das funções necessárias para o controle de objetos do painel frontal, resultando em um instrumento virtual.

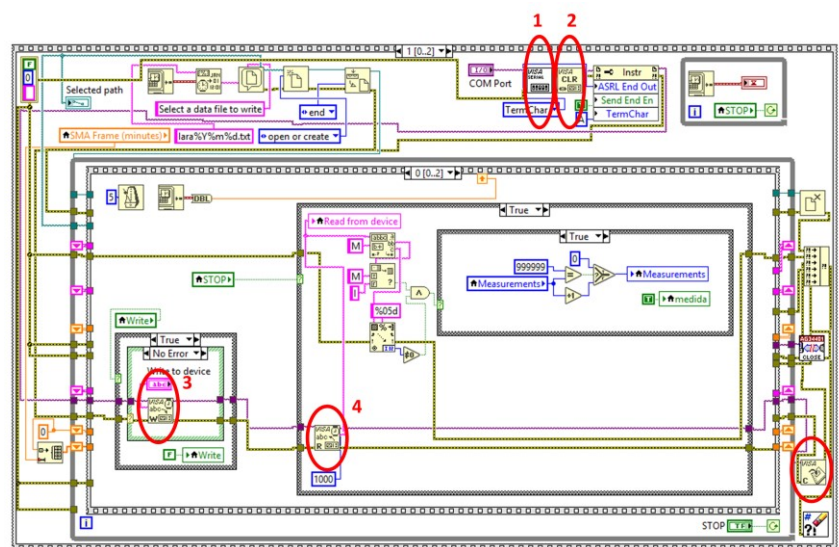


Figura 52 - Diagrama de blocos do sistema supervisorio destacando o fluxo de dados para comunicação serial.

Na Figura 52 é possível observar os blocos da interface de comunicação serial: o primeiro bloco, chamado de *VISA Configure Serial Port*, inicia a configuração da interface serial como número da porta e taxa de transmissão. O bloco 2 (*VISA Clear*) limpa os *buffers* de entrada e saída. Em seguida o bloco 3 (*VISA Write*) envia os dados que estiverem escritos no *buffer* de saída e o bloco 4 (*VISA Read*) carrega os dados que chegarem no *buffer* de entrada. No final do *looping* principal do programa a porta de comunicação serial é fechada por meio do bloco 5 (*VISA Close*) encerrando a sessão de comunicação. A Figura 53 destaca o fluxo de dados para o registro das medidas em arquivo de texto. O bloco 1 (*File Dialog*) carrega uma janela para o usuário escolher o nome e o local onde o arquivo será gravado. O bloco 2 (*Open/Create/Replace File*) é responsável por abrir o arquivo, caso ele exista, ou criar um. O bloco 3 (*Set File Position*) foi configurado para direcionar a gravação sempre no final do arquivo, evitando que alguma informação seja perdida. No bloco 4 (*Write to Text File*) é que realmente o novo dado é escrito e gravado no arquivo e, também no final do *looping* principal do programa, o bloco 5 (*Close File*) fecha o arquivo e encerra o registro dos dados.

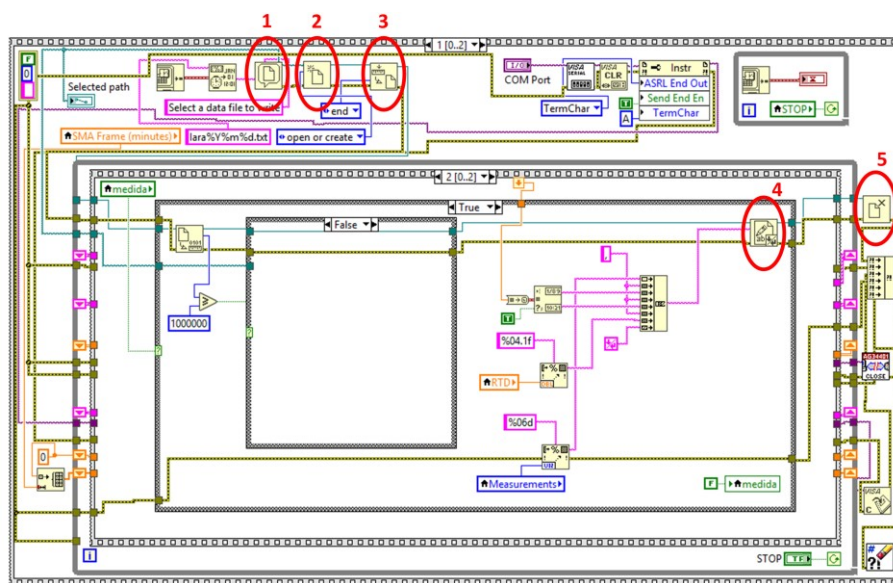


Figura 53 - Diagrama de blocos do sistema supervisório destacando o fluxo de dados para gravação das medidas.

No Painel Frontal foi construída uma interface de usuário utilizando objetos como botões, gráficos e campos de texto. Esses objetos são utilizados para configuração do sistema, envio de comandos e recebimento de informações do sistema remoto. Os gráficos de temperatura e nível do mar foram separados em duas abas diferentes. Na Figura 54 é apresentada aba de temperatura onde é possível visualizar em tempo real a evolução da

temperatura ambiente e a formação dos gradientes térmicos na coluna d'água. A aba para monitoramento da variação relativa do mar é apresentada na Figura 55. Além dos dados brutos também é possível configurar um tamanho de intervalo para visualização da média móvel.

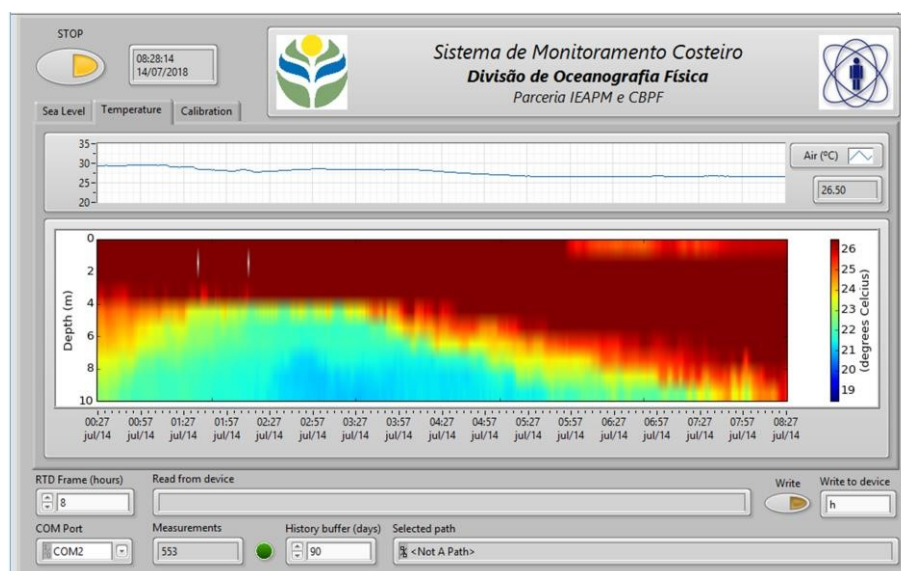


Figura 54 - Painel frontal do sistema supervisorio para monitoramento da temperatura.

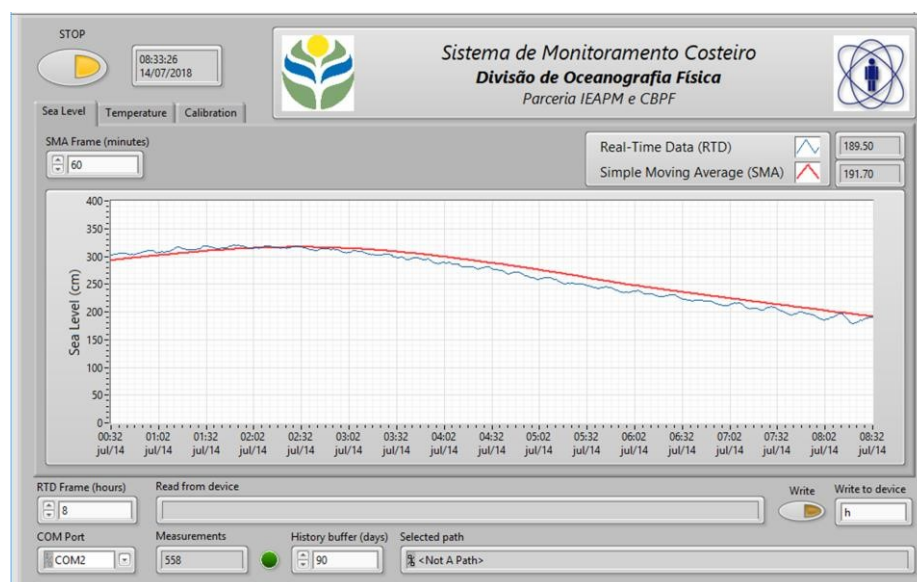


Figura 55 - Painel frontal do sistema supervisorio para monitoramento do nível relativo do mar.

2.7 CARACTERIZAÇÃO DOS TERMÔMETROS DIGITAIS

O valor verdadeiro da temperatura do mar em um determinado instante é um valor de grandeza compatível com a definição desta propriedade física que, por definição, é

impossível de ser conhecido (INMETRO, 2005). A sua melhor estimativa é acordada internacionalmente por um valor referenciado à Escala Internacional de Temperatura de 1990 (ITS-90), associado à uma incerteza de medição convenientemente pequena. Desta forma, a qualidade do resultado T para a medida de temperatura pode ser mais bem avaliada quando a estimativa t do resultado, tem o seu valor centrado em uma faixa de dispersão U conhecida, que contenha o valor de referência (V_R) do mensurando. Para assegurar a ocorrência desta condição é preciso levantar todos os fatores que possam ser corrigidos e estimar o efeito dos erros desconhecidos e dos erros aleatórios. O estudo destes fatores pode ser realizado em bancada por meio de ensaios de calibração dos sistema de medidas utilizado.

O resultado da medição de um termômetro devidamente calibrado é expresso por:

$$t_{90/^{\circ}\text{C}} = \underbrace{t_{ind} + C}_t \pm U \quad (2.3)$$

onde t_{ind} representa a média das indicações do termômetro e C representa o fator de correção aplicado para obtenção do valor de t . Desta forma, a estimativa t de um valor de temperatura referenciado à ITS-90 é resultado da correção do efeito dos erros sistemáticos conhecidos aplicada a um valor médio das medidas realizadas pelo sensor. A faixa de dispersão U representa a contribuição das fontes de incertezas. Estas incertezas são oriundas tanto da correção dos erros sistemáticos conhecidos como também do efeito dos erros sistemáticos desconhecidos e dos erros aleatórios remanescentes após a aplicação de C . O valor de U é denominado tecnicamente pelo Vocabulário Internacional de Termos de Metrologia Legal (VIM) (INMETRO, 2005) como incerteza de medição.

Durante o processo de calibração, são levantadas as possíveis fontes de erro e realizadas medidas repetidas para tentar descrever qualitativamente a veracidade e a precisão. Estes termos são utilizados para descrever uma característica de desempenho do instrumento denominada de exatidão. A Figura 56 representa de forma esquemática a correspondência entre esses termos utilizados para descrever a metodologia de calibração e estimativa de incerteza. A veracidade é quantificada pelo valor da tendência e a precisão pelo desvio padrão. A tendência é expressa pela diferença entre a média dos valores indicados pelo instrumento e o valor de referência. Ela representa as componentes de incerteza que permanecem constantes ou variam de maneira previsível enquanto o desvio padrão representa as componentes que variam de maneira imprevisível.

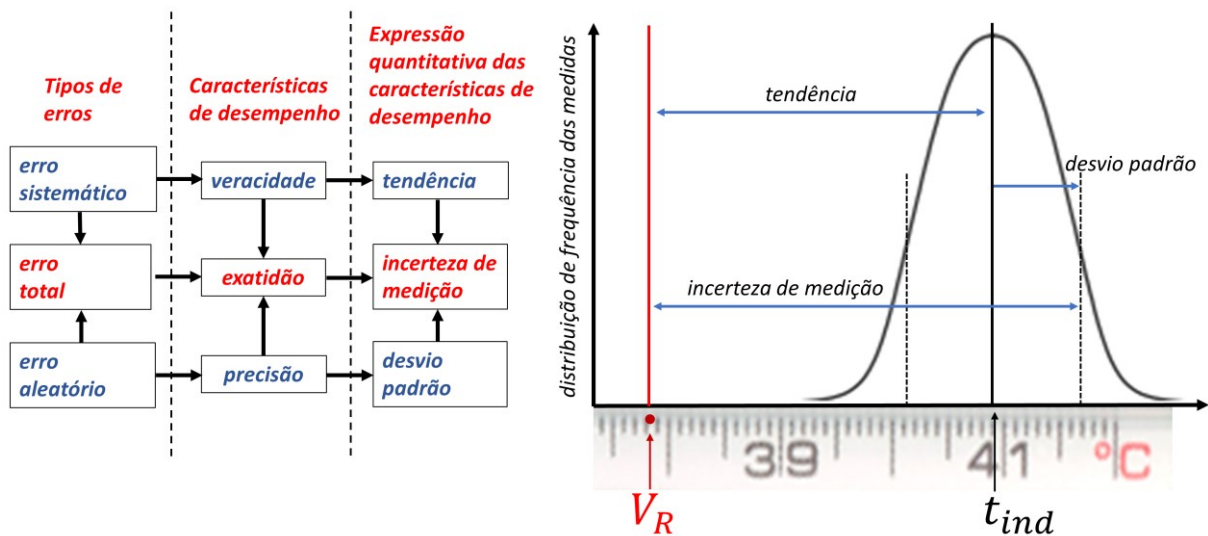


Figura 56 – Representação esquemática da interação entre as terminologias recomendadas pelo VIM para descrição dos processos de estimativa da incerteza de medição. Adaptado de (MENDITTO; PATRIARCA; MAGNUSSON, 2007).

O estudo destes efeitos foi realizado por meio de um processo de calibração dos termômetros digitais. A calibração foi realizada com auxílio de um arranjo experimental montado partir de equipamentos disponíveis no LIM e de rotinas de programação desenvolvidas para automatizar o processo. A metodologia escolhida buscou atender a maioria dos requisitos exigidos pela Norma Brasileira NBR 14610 (ABNT, 2000) criada pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT). A NBR 14610 especifica o método de calibração para um indicador de temperatura com sensor, por comparação com instrumento padrão rastreável à ITS-90. De acordo com o método, ambos os instrumentos devem ser submetidos a um meio térmico com temperatura controlada, onde são tomadas N medições consecutivas e independentes para cada temperatura t_{90} . A temperatura do meio térmico é variada dentro da faixa de interesse e na quantidade de pontos desejados. Os valores dos instrumentos são comparados em cada ponto para a determinação da curva de calibração e a avaliação das componentes de incerteza envolvidas no processo de medição.

Ao final do procedimento a incerteza estimada do ajuste é combinada com as fontes de incerteza levantadas para avaliação da incerteza total do termômetro em cada temperatura de referência. A qualidade do resultado da calibração também depende das condições de estabilidade do equilíbrio térmico entre os termômetros. Para estimar a incerteza associada ao equilíbrio térmico e o tempo necessário para atingi-lo foram levantados os tempos de resposta de cada termômetro e avaliada a estabilidade do banho térmico.

A estimativa da incerteza é, portanto, o indicador de qualidade da medição mais

robusto. Ela se propõe a considerar todas as potenciais fontes significativas de erro, incluindo a contribuição de efeitos que seriam difíceis de ser quantificados em experimentos de medição direta (OLIVEIRA, 2014). O procedimento para avaliação das incertezas seguiu as orientações contidas no Guia para Expressão de Incerteza de Medição (INMETRO, 2008), conhecido na literatura como método GUM (*Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*) ou método clássico (GONÇALVES; REQUIÃO; KALID, 2011). O método GUM utiliza a expansão em série de Taylor truncada no termo de primeira ordem da função de medição para expressar a melhor estimativa do mensurando e sua respectiva incerteza padrão. Esta abordagem é baseada na propagação de variâncias e covariâncias, conhecida como lei de propagação de incertezas (LPU - *Law of Propagation of Uncertainty*). As contribuições de cada fonte de incerteza $x_i (i = 1, 2, \dots, n)$ para um mensurando são relacionadas em um modelo de medição na forma de:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (2.4)$$

Após cada fonte de incerteza ser estimada o método indica que as mesmas devam ser propagadas para uma incerteza-padrão combinada $u_c(y)$, estimada a partir de:

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} \text{cov}(x_i, x_j) = \underbrace{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i)}_{1^\circ \text{ termo}} + 2 \underbrace{\sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} \text{cov}(x_i, x_j)}_{2^\circ \text{ termo}} \quad (2.5)$$

onde,

para variáveis correlacionadas, o 2º termo da equação é diferente de zero e $\text{cov}(x_i, x_j) = \text{cov}(x_j, x_i)$ é a covariância estimada associada com x_i e x_j ; e

$\frac{\partial f}{\partial x_i}, \frac{\partial f}{\partial x_j}$ são os coeficientes de sensibilidade do mensurando relacionados a cada grandeza de entrada.

O procedimento completo para a estimativa das incertezas pode então ser resumido por meio dos seguintes passos principais:

- Determinação da curva de correção;
- Identificação das componentes de incerteza;

- Estimativa da incerteza padrão de cada componente;
- Cálculo dos coeficientes de sensibilidade;
- Avaliação da existência de correlação entre as componentes;
- Estimativa a incerteza combinada;
- Determinação do fator de abrangência; e
- Estimativa da incerteza expandida.

Este método clássico é suficiente para caracterizar a incerteza padrão em muitos casos práticos, inclusive em modelos de medição fracamente não lineares (MARTINS; REQUIÃO; KALID, 2011).

2.7.1 Métodos de Avaliação

As incertezas de medição foram estimadas de acordo com os métodos de avaliação do Tipo A e do Tipo B e a descrição dos cálculos foi realizada conforme as orientações contidas em (ABNT, 2013). Para a avaliação do Tipo A da incerteza padrão, uma série de observações foram realizadas para determinar o desvio padrão experimental da média. O seu valor foi calculado pela parte positiva da raiz quadrada da variância experimental da média, definida por:

$$s^2(\bar{x}) = \frac{s^2(x)}{n} \quad (2.6)$$

onde, $s^2(x)$ é a variância experimental dos valores de $x_i (i = 1, 2, \dots, n)$ de n observações, calculada por:

$$s^2(x) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \quad (2.7)$$

e $\bar{x}$ é a média dos valores individuais observados, expressa por:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (2.8)$$

O desvio padrão experimental da média, dado pela equação (2.6), é uma estimativa

válida para medidas repetidas que apresentem características de uma distribuição normal de probabilidade. Nestes casos, a incerteza padrão assim estimada descreve uma distribuição dos resultados que cobrem aproximadamente 68% dos dados entre $\bar{x} \pm 1s$ e 95% entre $\bar{x} \pm 2s$ (Figura 57a). Para avaliação do Tipo B da incerteza padrão, onde não é possível fazer uma análise estatística de uma série de observações, admite-se que somente é conhecido um único valor para estimar a grandeza. Este valor determina os limites superior e inferior, centrados em um ponto médio definido por:

$$\bar{x} = \frac{1}{2}(a_+ - a_-) \quad (2.9)$$

Neste caso os resultados obedecem a uma distribuição de probabilidade uniforme onde um mesmo valor de probabilidade é atribuído para 100% das amostras entre esses limites. A incerteza padrão é obtida pelo valor positivo da raiz quadrada da variância desta distribuição, dada por:

$$u^2(x) = \frac{1}{12}(a_+ - a_-)^2 \quad (2.10)$$

e o seu valor cobre aproximadamente 58% dos dados para $\bar{x} \pm u(x)$ (Figura 57b).

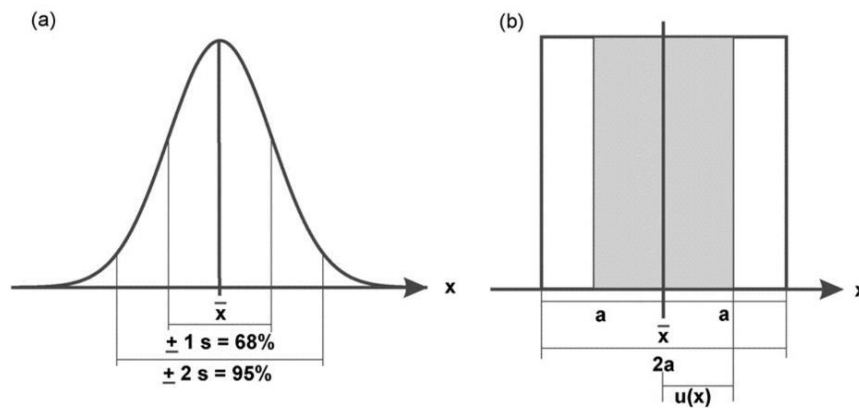


Figura 57 – Funções de distribuição de probabilidade. Na distribuição normal (a) a incerteza $u(x)$ é igual ao desvio padrão $s(x)$ e a área de $\bar{x} \pm 1s$ cobre 68% dos dados. Na distribuição retangular (b) a incerteza $u(x)$ é igual a $(1/\sqrt{3})a$ e a área de $\bar{x} \pm u(x)$ cobre 58% dos dados. Adaptado de (MEYER, 2007).

Uma vez calculadas as incertezas, o resultado da medição deve ser informado como um intervalo de abrangência, ou seja, um intervalo onde o valor verdadeiro do mensurando pode estar contido. A metade deste intervalo é denominada incerteza expandida e o seu valor é

calculado por:

$$U = k \cdot u_c \quad (2.11)$$

onde k é o fator de abrangência, calculado em função de uma probabilidade p e dos graus de liberdade, e u_c representa a incerteza combinada do mensurando. Quando usado o modelo probabilístico da distribuição normal, o fator $k = 2$ expressa uma probabilidade de abrangência de 95,45 %. Porém, ao se trabalhar com amostras durante a calibração, não é possível conhecer o valor exato da variância. Este problema pode ser resolvido ao utilizar a distribuição t -Student para determinação de k em função dos graus de liberdade disponíveis. Esta distribuição se aproxima da distribuição normal para graus de liberdade considerados significativamente grandes. Na avaliação da incerteza do Tipo A os graus de liberdade representam a quantidade de observações n utilizadas para estimar os valores populacionais diminuída da quantidade de parâmetros p calculados no modelo, resultando na fórmula $n - p$. Na avaliação do tipo B, como não se sabe o valor de n , os graus de liberdade são considerados infinito. No caso da incerteza combinada, que é calculada pela soma de duas ou mais incertezas padrão do tipo A e do tipo B, a norma ISO GUM (INMETRO, 2008) recomenda a utilização da equação de *Welch-Satterwaite* para calcular o grau de liberdade efetivo v_{eff} , baseado nos graus de liberdade v_i de cada fonte de incerteza. Desta forma, o fator de abrangência passa a ser obtido em função do valor de t para uma distribuição t -Student com $(v_{eff} - 1)$ graus de liberdade. A equação de v_{eff} é expressa por:

$$v_{eff} = \frac{u_c^4(y)}{\sum_{i=1}^n \left\{ \frac{\left[\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) u(x_i) \right]^4}{v_i} \right\}} \quad (2.12)$$

onde os valores de v_i considerados infinito das fontes de incerteza do tipo B zeram os respectivos termos do somatório do denominador.

2.7.2 Determinação da Curva de Correção

Os termômetros utilizados neste trabalho apresentam um erro característico que

pode ser compensado por meio de um processo de calibração (MAXIM INTEGRATED, 2002). Este erro apresenta um comportamento não linear ao longo de sua faixa de operação e a sua correção em função da temperatura $c(t)$ pode ser expressa por um polinômio de segunda ordem na forma de:

$$c = a_1 + a_2 t + a_3 t^2 + \varepsilon \quad (2.13)$$

onde os coeficientes a_1 , a_2 e a_3 são os parâmetros independentes e ε é o erro, ou resíduo, entre o valor observado e o valor calculado pelo modelo. Rearranjando os termos da equação (2.13), o resíduo ε pode ser representado como:

$$\varepsilon = c - (a_1 + a_2 t + a_3 t^2) \quad (2.14)$$

2.7.2.1 Coeficientes de Regressão

Para estimar o valor dos coeficientes da equação (2.13) em cada ponto i de calibração o i -ésimo termo c_i foi preenchido com a diferença entre o valor de referência t_{ref_i} e o valor t_{ind_i} . O termo t_{ref} representa a temperatura atribuída ao meio térmico e t_{ind} o valor calculado da indicação do sensor em calibração. Cada termo t_i foi preenchido com a respectiva temperatura t_{ind_i} . Em posse do conjunto de dados observados (t_{ind_1}, c_1) , (t_{ind_2}, c_2) , ..., (t_{ind_n}, c_n) , os coeficientes podem ser calculados pelo método dos mínimos quadrados. A estratégia sugerida pelo método é atribuir aos os coeficientes a_1 , a_2 e a_3 valores que minimizam a soma E_r dos quadrados dos erros residuais para todos os dados experimentais disponíveis (OGURI, 2017). A soma E_r é calculada por:

$$E_r = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 = \sum_{i=1}^n [c_i - (a_1 + a_2 t_i + a_3 t_i^2)]^2 \quad (2.15)$$

A condição para que a equação (2.15) possa ser minimizada é de que, para cada parâmetro a_j , o mínimo de E_r ocorra de maneira independente dos demais parâmetros. Portanto, os coeficientes a_1 , a_2 e a_3 que minimizam essa expressão são aqueles que anulam as derivadas parciais:

$$\begin{cases} \frac{\partial E_r}{\partial a_1} = -2 \sum_{i=1}^n (c_i - a_1 + a_2 t_i + a_3 t_i^2) 1 = 0 \\ \frac{\partial E_r}{\partial a_2} = -2 \sum_{i=1}^n (c_i - a_1 + a_2 t_i + a_3 t_i^2) t_i = 0 \\ \frac{\partial E_r}{\partial a_3} = -2 \sum_{i=1}^n (c_i - a_1 + a_2 t_i + a_3 t_i^2) t_i^2 = 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

O resultado da equação (2.16) pode ser reorganizado em um sistema linear de três equações e três incógnitas:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n 1 a_1 + \left(\sum_{i=1}^n t_i \right) a_2 + \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right) a_3 = \sum_{i=1}^n 1 c_i \\ \left(\sum_{i=1}^n t_i \right) a_1 + \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right) a_2 + \left(\sum_{i=1}^n t_i^3 \right) a_3 = \sum_{i=1}^n t_i c_i \\ \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right) a_1 + \left(\sum_{i=1}^n t_i^3 \right) a_2 + \left(\sum_{i=1}^n t_i^4 \right) a_3 = \sum_{i=1}^n t_i^2 c_i \end{cases} \quad (2.17)$$

Como é demonstrado em (VUOLO, 2015), este sistema pode ser representado na forma matricial como:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n 1 & \sum_{i=1}^n t_i & \sum_{i=1}^n t_i^2 \\ \sum_{i=1}^n t_i & \sum_{i=1}^n t_i^2 & \sum_{i=1}^n t_i^3 \\ \sum_{i=1}^n t_i^2 & \sum_{i=1}^n t_i^3 & \sum_{i=1}^n t_i^4 \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n 1 c_i \\ \sum_{i=1}^n t_i c_i \\ \sum_{i=1}^n t_i^2 c_i \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{MA} = \mathbf{C}$$

cuja a solução é obtida por:

$$\mathbf{A} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{C} \quad (2.19)$$

onde $\mathbf{M}^{-1}$ é a matriz inversa da matriz $\mathbf{M}$ e cada coeficiente da matriz $\mathbf{A}$ pode ser calculado por:

$$a_j = \sum_{k=1}^3 m_{jk} c_k \quad (2.20)$$

para $j = 1, 2$ e 3 , respectivamente. Na equação (2.20), m_{jk} é o elemento da linha j e coluna k da matriz $\mathbf{M}^{-1}$ e c_k é o elemento da linha k da matriz $\mathbf{C}$.

O desenvolvimento do sistema de equações lineares na forma matricial permite que os cálculos possam ser feitos diretamente em uma planilha eletrônica utilizando apenas somatórios de colunas/linhas, sem a necessidade da utilização de ferramentas estatísticas aplicadas a análise de regressão. As matrizes desenvolvidas em cada passo são descritas em maior detalhe no Apêndice B. Outra vantagem da solução por matrizes é que a incerteza de cada coeficiente calculado pode ser obtida diretamente da matriz variância covariância. Conforme demonstrado em (LOPES, 2017), esta matriz é calculada a partir da matriz inversa $\mathbf{M}^{-1}$ multiplicada por s^2 :

$$[\mathbf{V}(\mathbf{A})] = \mathbf{M}^{-1} s^2 \quad (2.21)$$

onde s^2 é expresso pela soma dos quadrados dos erros residuais dividida pelo número de graus de liberdade:

$$s^2 = \frac{E_r}{n - 3} \quad (2.22)$$

Finalmente os elementos resultantes da matriz variância covariância $[\mathbf{V}(\mathbf{A})]$ são expressos como:

$$[\mathbf{V}(\mathbf{A})] = \begin{bmatrix} V(a_1) & cov(a_1, a_2) & cov(a_1, a_3) \\ cov(a_2, a_1) & V(a_2) & cov(a_2, a_3) \\ cov(a_3, a_1) & cov(a_3, a_2) & V(a_3) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

onde as incertezas dos coeficientes a_j são calculadas pela raiz quadrada do respectivo elemento diagonal:

$$u(a_j) = \sqrt{V(a_j)} \quad (2.24)$$

2.7.3 Medidas de Dispersão

Como nem todos os pontos observados estão contidos na curva de regressão polinomial, existe um erro associado a este método que pode ser estimado em função da dispersão dos pontos ao longo da curva. Considerando uma reta determinada pela média dos valores de c_i calculados para cada temperatura t_i , cada ponto observado apresenta uma variação total em relação à média $\bar{c}$ que pode ser dividida entre a variação até o valor estimado $\hat{c}_i$ e a distância de $\hat{c}_i$ até o valor de c_i . Na Figura 58 é possível observar que estas distâncias dão origem a variação explicada e a variação não explicada da curva de regressão, respectivamente (LAPPONI, 2005). A variação explicada é o resultado da soma dos quadrados dos desvios dos valores estimados $\hat{c}$ em relação à média $\bar{c}$:

$$\text{variação explicada} = \sum_{i=1}^n (\hat{c}_i - \bar{c})^2 \quad (2.25)$$

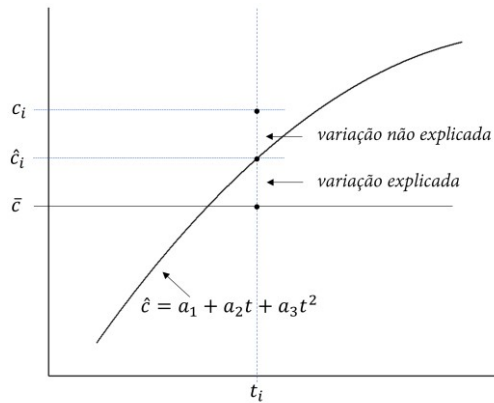


Figura 58 - Variação explicada e variação não explicada pela curva de regressão.

e a variação não explicada é o resultado da soma dos quadrados dos desvios de c em relação aos valores estimados $\hat{c}$:

$$\text{variação não explicada} = \sum_{i=1}^n (c_i - \hat{c}_i)^2 \quad (2.26)$$

E a variação total é definida como a soma da variação explicada e não explicada:

$$variação\ total = \sum_{i=1}^n (c_i - \bar{c})^2 = \sum_{i=1}^n (\hat{c}_i - \bar{c})^2 + \sum_{i=1}^n (c_i - \hat{c}_i)^2 \quad (2.27)$$

A relação entre a variação explicada e a variação total é definida como coeficiente de determinação R^2 :

$$R^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (\hat{c}_i - \bar{c})^2}{\sum_{i=1}^n (c_i - \bar{c})^2} \quad (2.28)$$

O resultado de R^2 é sempre um número positivo entre zero e um. A partir da própria fórmula é possível deduzir que quanto mais próximo de 1 for o valor de R^2 , maior é a variação explicada em relação à variação total e, portanto, melhor é o poder de explicação da variação de c , dada uma variação de t , obtido pela curva ajustada. Em função desta interpretação o coeficiente de terminação é normalmente utilizado como um parâmetro de qualidade do ajuste pra fins de comparação.

A partir da variação não explicada é possível estimar a incerteza padrão do ajuste. A variância do ajuste de regressão é estimada pela variação não explicada, dividida pelos graus de liberdade disponíveis. Para um polinômio de segunda ordem os três coeficientes calculados são deduzidos dos n pontos de observação utilizados e variância é expressa exatamente pela equação (2.22).

2.7.4 Arranjo Experimental de Calibração

Os experimentos de caracterização foram realizados com o auxílio de um sistema de calibração desenvolvido para este projeto. O sistema é constituído basicamente de um meio térmico, um bloco de equalização onde os sensores são inseridos, um instrumento de medição para a leitura da termorresistência utilizada como padrão e um *software* para visualizar e registrar automaticamente a leitura de cada sensor. O sistema permite a leitura simultânea e de forma automatizada do instrumento de medição do padrão e da interface microcontrolada de controle e aquisição dos termômetros digitais a serem calibrados. A Figura 59 apresenta um

diagrama esquemático do sistema.

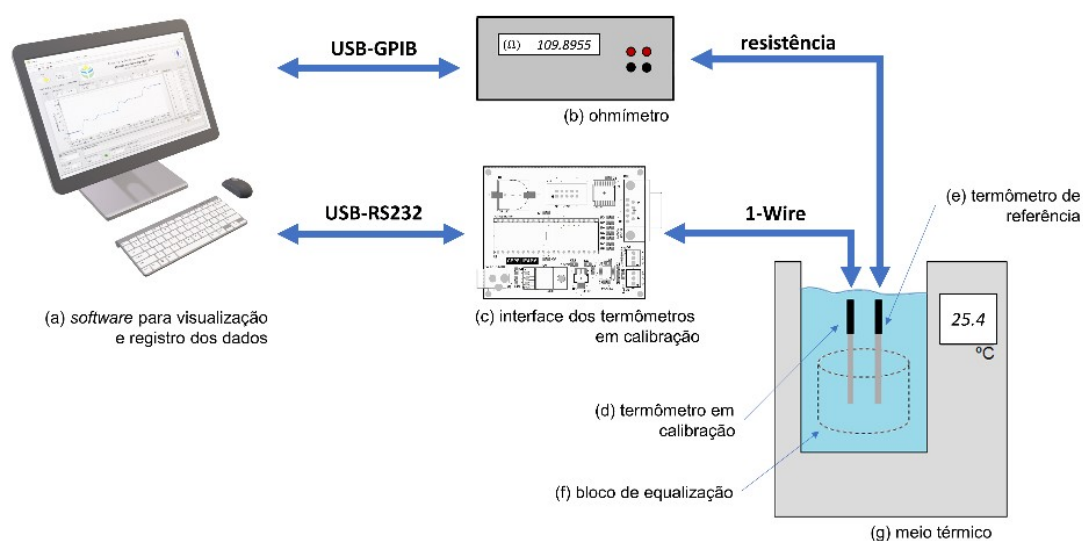


Figura 59 - Diagrama esquemático do sistema de calibração.

2.7.4.1 Meio Térmico

Os valores de temperatura referenciados à ITS-90, estabelecidos para comparação com as indicações dos termômetros em calibração, foram obtidos a partir da leitura da temperatura estabilizada em um banho térmico agitado. Foi utilizado como meio térmico um banho de líquido agitado com temperatura controlada modelo Q124M2 da empresa Quimis. Este tipo de equipamento proporciona uniformidade e estabilidade térmica na região onde serão inseridos o sensor de referência e os sensores em calibração. Segundo o fabricante, o banho foi projetado para transferir calor ou frio nas análises de comportamento de material por imersão ou circulação com aplicação destacada na área de calibração de termômetros (QUIMIS, 2015). A faixa de trabalho de $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ abrange a faixa de calibração de interesse para aplicação dos termômetros. O volume de 11 litros do tanque é suficiente para acomodar o bloco equalizador e os termômetros. A homogeneidade é garantida pela utilização de uma bomba de circulação com vazão de 5 L/min .

2.7.4.2 Bloco Equalizador

Para garantir um melhor equilíbrio térmico entre os sensores durante a calibração dos termômetros foi utilizado um bloco de equalização feito de alumínio. O bloco foi construído

em formato cilíndrico com o auxílio do Centro de Torneamento CNC (Comando Numérico Computadorizado) do Laboratório de Instrumentação e Tecnologia Mecânica (LITMec) do CBPF. Em sua face superior foram inseridos 20 orifícios de 6,1 mm de diâmetro por 35 mm de profundidade, distribuídos radialmente. O bloco conta ainda com duas faces laterais planas destinadas ao uso de termorresistências de contato planares. A Figura 60 apresenta o Centro de Torneamento CNC utilizado (Figura 60a) onde os dados de fabricação (Figura 60b) foram programados para a construção do bloco de equalização (Figura 60c).

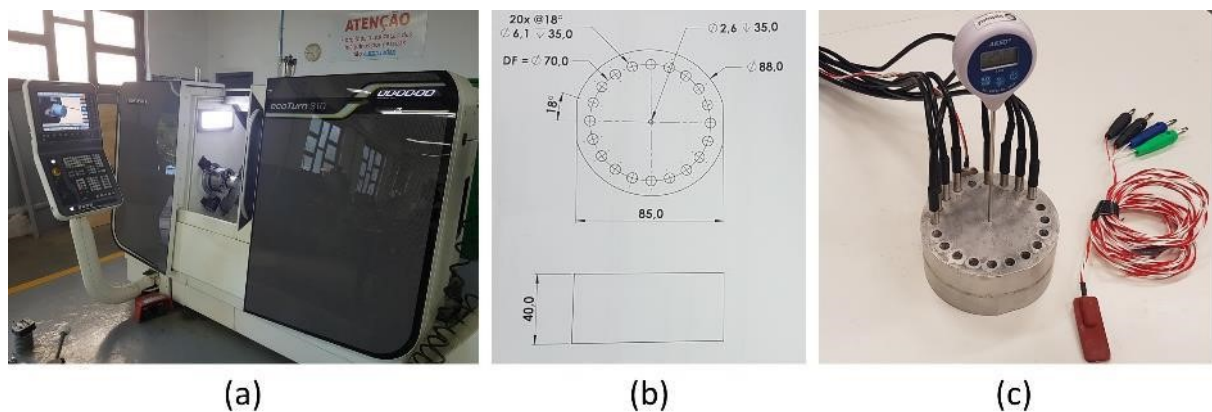


Figura 60 - Centro de Torneamento CNC do LITMec (a), dados de fabricação (b) e o bloco de equalização construído (c).

2.7.4.3 Termorresistência de Platina

A temperatura do meio térmico é utilizada como referência no processo de calibração. Seu valor é obtido em função da medida de resistência elétrica de uma termorresistência industrial de platina (TIP) calibrada pelo Instituto Nacional de Metrologia (INMETRO) para a faixa de 10 a 50 °C. A TIP modelo RTF4, fabricada pela *Labfacility Temperature & Process Technology*, é constituída de um filme fino de platina (Pt) depositado em um substrato de cerâmica. Seu encapsulamento por uma fina camada de borracha de silicone provê resistência a imersão em óleos e/ou produtos químicos. A face de contato é folheada com alumínio autoadesivo. O filme de platina é acessado externamente por 4 fios de conexão. Os fios são isolados eletricamente por um revestimento de Teflon e possuem terminais para se conectarem a um instrumento de medição. De acordo com a ficha técnica (LABFACILITY, 2017), a TIP possui uma faixa de operação de -50 a 150 °C e foi construída para ter uma resistência nominal de 100 Ω a 0 °C. Também designada como Pt-100 a 0 °C, a TIP atende a Classe B de tolerância estabelecida pela norma internacional IEC571(IEC, 2008) e possui um

coeficiente de resistência por temperatura $\alpha = 3,851 \times 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$. A IEC571 estabelece que uma TIP Pt-100 Classe B deve possuir um valor de tolerância de $\pm(0,30 + 0,005|t|) \text{ }^{\circ}\text{C}$ e que o seu valor de α seja calculado por:

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100 \times R_0} \quad (2.29)$$

onde R_{100} é a resistência a $100 \text{ }^{\circ}\text{C}$, R_0 é a resistência a $0 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Em alguns casos pode ser suficiente calcular a temperatura pela solução da aproximação linear expressa por:

$$R = R_0 + R_0 \alpha \cdot t \quad (2.30)$$

Porém, para medidas com tolerância dentro da faixa de classificação da TIP é necessário introduzir um termo de ordem superior. A aplicação do termo de segunda ordem δ foi demonstrada pela primeira vez em 1887 por H.L. Callendar (CALLENDAR, 1887) ao comparar as medidas da temperatura t do termômetro a ar com a temperatura t_{pt} do termômetro de platina:

$$t - t_{pt} = \delta \left\{ \left(\frac{t}{100} \right)^2 - \frac{t}{100} \right\} \quad (2.31)$$

onde t_{pt} era calculada utilizando a equação (2.30). Substituindo na equação (2.31) a expressão obtida de t_{pt} e organizando os termos na forma $R = f(t)$:

$$\frac{R}{R_0} = 1 + \left(\alpha + \frac{\alpha \delta}{100} \right) t + \left(\frac{-\alpha \delta}{100^2} \right) t^2 \quad (2.32)$$

A equação (2.32) pode ser finalmente descrita como:

$$R = R_0(1 + At + Bt^2) \quad (2.33)$$

onde:

$$A = \alpha \left(1 + \frac{\delta}{100} \right), \quad B = \frac{-\alpha\delta}{100^2} \quad e \quad \delta = \frac{-100^2 B}{A + 100B}$$

No mesmo ano a proposta de Callendar foi aceita pelo Comitê sobre Padrões Elétricos da Associação Britânica para o Desenvolvimento da Ciência (WISNIAK, 2012), o que pode ser considerado como o início da termometria de resistência (METAS, 2009). Durante muitos anos as termorresistências foram utilizadas em conjunto com a equação de Callendar como o instrumento de interpolação entre os pontos fixos de temperatura definidos para faixas específicas das escalas internacionais (HILL; STEELE, 2014). A equação (2.33) ainda é utilizada para determinar as temperaturas medidas por uma TIP (ABNT, 1997). Entretanto, para ser referenciada a escala internacional em vigor, a ITS-90, a correção de seus coeficientes nominais (Tabela 3) precisa ser estimada em laboratórios de calibração.

Tabela 3 - Coeficientes nominais para uma TIP Pt-100.

<i>Coeficientes</i>	<i>Valores</i>
α	$3,850 \times 10^{-3}$
δ	$1,4999$
A	$3,9083 \times 10^{-3}$
B	$-5,775 \times 10^{-7}$

2.7.4.4 Instrumento de Medição da Resistência

O instrumento de medição utilizado para a medida da resistência elétrica da TIP é um multímetro digital de bancada de 6 ½ dígitos, modelo 34401A da *Agilent Technologies*. A função de ohmímetro permite realizar medidas de resistência elétrica com resolução até a quarta casa decimal na faixa de temperatura de interesse deste trabalho (AGILENT, 2005). Na configuração de medida de resistência utilizando 4 terminais, uma fonte de corrente constante força a passagem da corrente de teste I pelas pontas de prova e pela resistência do filme de platina R_{TIP} . A diferença de tensão entre os terminais da termorresistência é medida por um segundo par de pontas de prova com alta impedância de entrada.

Apesar de uma pequena corrente (da ordem de pA) poder fluir pelas pontas de prova do medidor de tensão, ela é usualmente negligenciável. A tensão V_M medida pelo multímetro é essencialmente a mesma tensão V_{TIP} presente nos terminais do Pt100, como é possível observar na Figura 61:

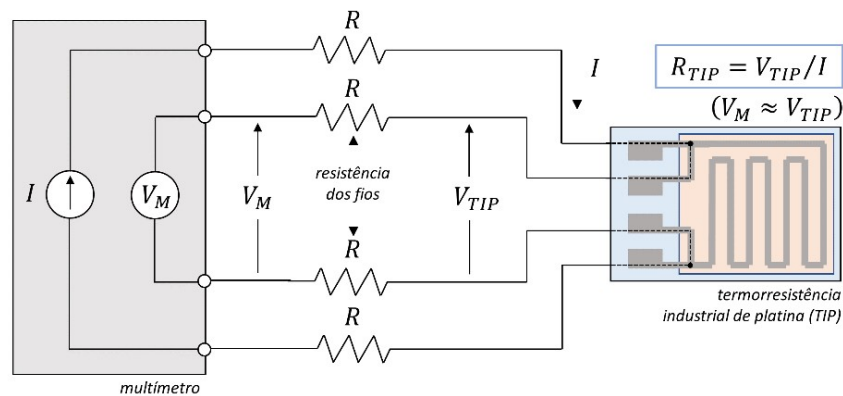


Figura 61 - Método de medida de resistência elétrica utilizando 4 fios.

A resistência então pode ser calculada diretamente por $R_{TIP} = V_M / I$. Desta forma a queda de tensão que normalmente ocorreria devido à resistência das pontas de provas também pode ser ignorada e, conseqüentemente, o valor da resistência do sensor pode ser determinado com maior exatidão do que o método utilizando apenas dois terminais.

2.7.4.5 Módulo de Visualização e Registro dos Dados

Para visualização e registro dos dados durante a calibração foi adicionado um módulo de calibração ao programa do sistema supervisor. Na Figura 62 está destacado o principal fluxo de dados, relativo à automação da leitura de resistência feita pelo instrumento de medição do termômetro padrão. O bloco 1 carrega a rotina do instrumento virtual chamada de *Initialize.vi*, responsável pela configuração da porta de comunicação assim como ocorre com a interface serial de comunicação com o rádio. O bloco 2 (*Configure Measurement.vi*) configura a função do multímetro para leitura de resistência à 4 pontas. No bloco 3 (*Read.vi*) é onde realmente ocorre a leitura do valor de resistência. O bloco 5 foi adicionado apenas para permitir a leitura do termômetro padrão, convertida para o valor de temperatura, junto com os sensores em calibração. Ao final do *looping* principal do programa, o bloco 5 (*Close.vi*) encerra a comunicação do instrumento virtual com o multímetro.

A Figura 63 apresenta a aba do Painel Frontal para visualização das medidas durante a calibração. Devido a adição do bloco 4 no diagrama de blocos, é possível visualizar a variação de temperatura do termômetro padrão em conjunto com os demais sensores enquanto o valor de resistência é gravado no arquivo de texto.

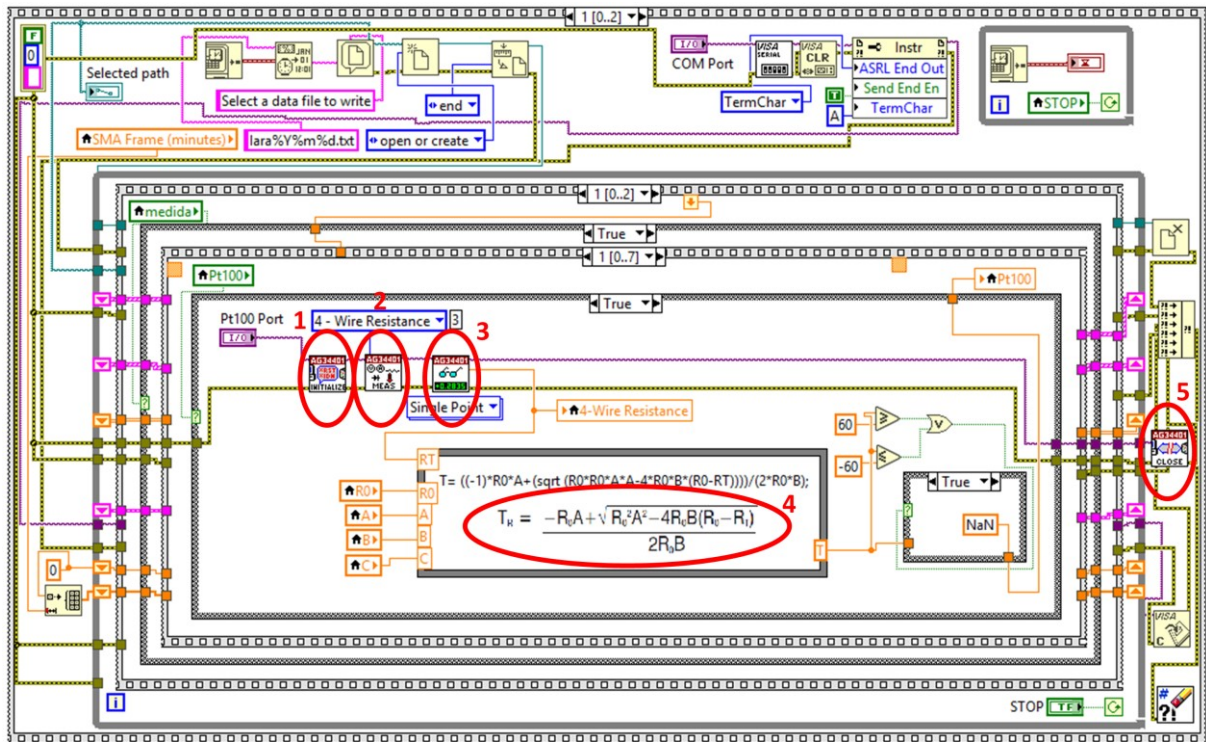


Figura 62 - Diagrama de blocos do sistema supervisorio destacando o fluxo de dados para leitura das medidas durante a calibração.

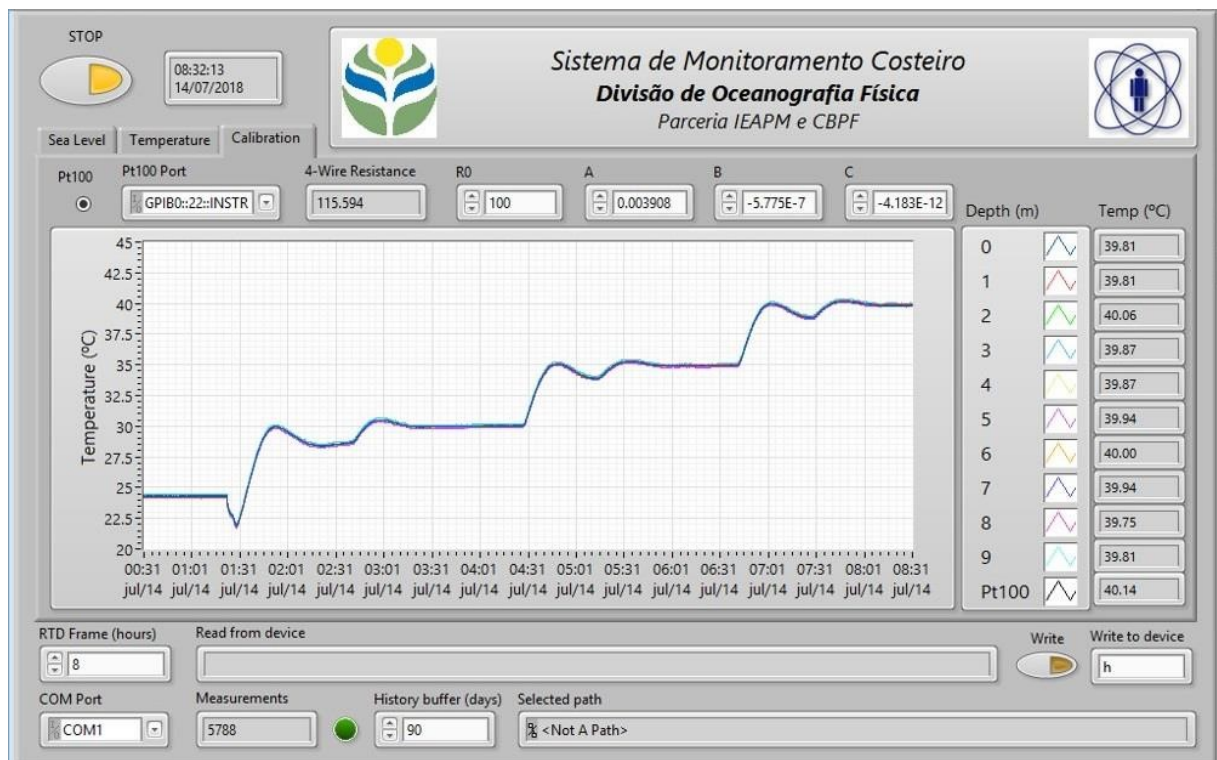


Figura 63 - Painel frontal do sistema supervisorio para visualização dos registros durante a calibração dos termômetros.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

3.1 CALIBRAÇÃO DOS TERMÔMETROS

O objetivo principal do procedimento de calibração foi determinar a correção que deve ser aplicada à indicação do termômetro para referenciá-la à ITS-90, baseando-se na equação (2.3). Neste caso, o mensurando estudado foi a própria correção C cujo modelo de medição atribuído para cada um dos nove pontos de calibração (10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45 e 50°C) foi expresso por:

$$C = t_{ref} - t_{ind} \quad (3.1)$$

onde t_{ref} é a referência de temperatura na ITS-90 e t_{ind} é a temperatura indicada por cada instrumento em calibração. A incerteza do mensurando depende, portanto, das contribuições de incertezas associadas ao procedimento de medição de t_{ref} e t_{ind} . O valor médio da constante de tempo dos sensores foi utilizado no cálculo do tempo necessário para os sensores estabilizarem em cada nova temperatura de referência e assim evitar o erro devido ao tempo de resposta. Após o equilíbrio térmico ser estabelecido foram realizadas 120 observações em intervalos de 10 segundos para estimar o valor médio de t_{ref} e t_{ind} , o que corresponde a um tempo total de 20 minutos de observação em cada ponto de referência. Para estimar a estabilidade dos sensores durante a calibração e auxiliar na conversão da leitura de resistência da TIP em graus Celcius, o mesmo tempo de observação foi utilizado na temperatura do ponto do gelo antes de iniciar a calibração e após o último ponto calibrado. Ao término das medições uma curva de calibração foi ajustada e sua incerteza foi combinada com as outras fontes para estimar a incerteza final da correção calculada em cada temperatura de referência. O resultado da calibração foi validado em uma nova série de 60 minutos de observação em cada temperatura

de referência.

A Figura 64 apresenta uma imagem dos equipamentos que constituem o arranjo experimental de calibração montado para este trabalho. Os equipamentos estão dispostos em bancada e preparados para utilização. Da esquerda para a direita é possível identificar o bloco de equalização com os sensores, o banho térmico, o instrumento de medição da TIP e o módulo do sistema supervisorio para visualização e registro automático das medições durante a calibração.

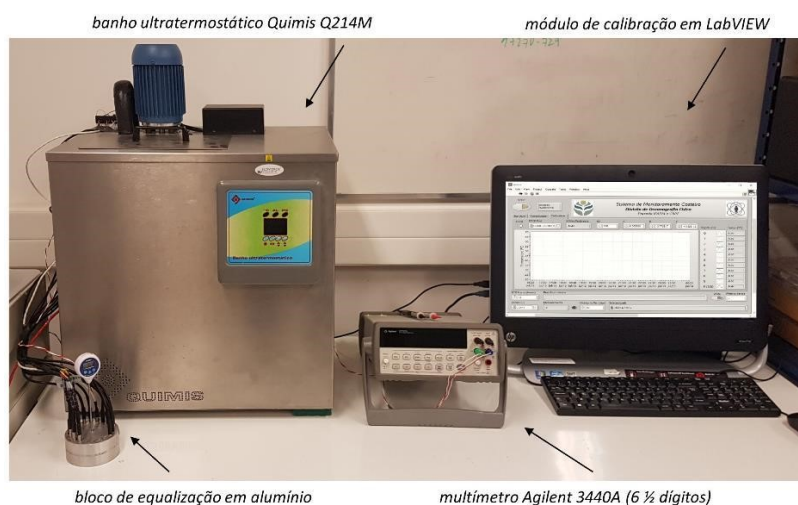


Figura 64 - Disposição em bancada do sistema de calibração desenvolvido.

Neste trabalho foram calibrados 11 termômetros digitais. Para identificar os dados referentes a cada sensor foi utilizada a numeração única de 64 *bits* associadas a uma numeração sequencial conforme registrado na Tabela 4.

Tabela 4 - Identificação dos termômetros digitais.

<i>Nº Sequencial</i>	<i>Identificação Única</i>
<i>Term 1</i>	<i>B5000006B4C53B28</i>
<i>Term 2</i>	<i>51000006B5171B28</i>
<i>Term 3</i>	<i>B3000006B49A1628</i>
<i>Term 4</i>	<i>A7000006B6169828</i>
<i>Term 5</i>	<i>A8000006B5B3D628</i>
<i>Term 6</i>	<i>99000006B66A6828</i>
<i>Term 7</i>	<i>EA00000751376A28</i>
<i>Term 8</i>	<i>F3000006B5E35928</i>
<i>Term 9</i>	<i>26000007511F3528</i>
<i>Term 10</i>	<i>CF0000074A951228</i>
<i>Term 11</i>	<i>1A0000071DE6D328</i>

3.1.1 Incerteza da Temperatura de Referência

O valor da temperatura atribuído ao meio térmico representa a temperatura de referência em cada ponto da calibração. O seu modelo de medição foi definido por:

$$t_{ref} = t_{TIP}(W) + \delta t_W + \delta t_{cal} + \delta t_{ba} \quad (3.2)$$

onde,

$t_{TIP}(W)$ é a temperatura determinada pela TIP em função de W ;

δt_W é a correção da temperatura devido a razão entre as resistências;

δt_{cal} é a correção do certificado de calibração da TIP; e

δt_{ba} é a correção da estabilidade do banho térmico.

3.1.1.1 Medição da TIP

A resistência da TIP foi medida em cada temperatura de calibração e o seu valor foi relacionado com a sua última leitura de resistência em 0 °C para a determinação do parâmetro adimensional W , expresso por:

$$W(t) = \frac{R(t)}{R(0^\circ\text{C})} \quad (3.3)$$

O valor de t_{TIP} , calculado em função de $W(t)$, foi obtido diretamente pela solução da equação (2.33):

$$t_{tip} = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4 \cdot B \cdot (1 - W(t))}}{2 \cdot B} \quad (3.4)$$

onde os valores dos coeficientes A e B utilizados foram fornecidos pelo certificado de calibração da TIP (Tabela 5).

Tabela 5 – Valores dos coeficientes encontrados no certificado de calibração da TIP (INMETRO, 2017).

<i>Coeficientes</i>	<i>Valores</i>
A	$3,918003 \times 10^{-3}$
B	$-7,928177 \times 10^{-7}$

3.1.1.2 Correção da Razão das Resistências

A correção δt_W é originária do processo de medição de W e a sua incerteza depende, portanto, da contribuição das incertezas das medições de resistência da TIP em cada temperatura de referência e no último ponto do gelo. A correção do multímetro devida à influência da temperatura ambiente não foi considerada uma vez que todo o processo de calibração foi realizado dentro faixa isenta de correção ($23\text{ °C} \pm 5\text{ °C}$), conforme estipulado na folha de dados do fabricante (AGILENT, 2005). Os valores de $u_{R(t)}$ e $u_{R(0\text{°C})}$ foram obtidos a partir das expressões para $R(t)$ e $R(0\text{°C})$, conforme apresentado a seguir:

3.1.1.2.1 Determinação de $R(t)$

O valor de $R(t)$ para a temperatura de calibração e sua respectiva incerteza $u_{R(t)}$ foram calculados a partir da seguinte equação:

$$R(t) = R_t + \delta R_{cal} + \delta R_{res} \quad (3.5)$$

onde,

R_t é a média das leituras corrigidas de resistência da TIP;

δR_{cal} é a correção do certificado de calibração do multímetro; e

δR_{res} é a correção devida à resolução do multímetro.

Os termos da equação de $R(t)$ foram obtidos da seguinte forma:

- O valor de R_t foi obtido pela média aritmética das n leituras de resistência na temperatura de calibração t . A sua incerteza u_{R_t} , calculada pelo desvio padrão experimental da média, foi considerada como componente do tipo A, de distribuição normal, com $n - 1$ graus de liberdade.
- A correção δR_{cal} é nula e a sua incerteza $u_{R_{cal}}$ foi obtida a partir da fórmula especificada

na folha de dados do fabricante para o período de 1 ano após a calibração de fábrica. O valor é calculado por $\pm(0,010\% \text{ da leitura} + 0,004\% \text{ da faixa})$ para a faixa de medição de $100,0000 \, \Omega$ com 4 terminais e corrente de teste de $1 \, \text{mA}$. A incerteza foi considerada como componente do tipo B, de distribuição normal, com fator de abrangência $k = 2$ e graus de liberdade infinitos.

- c) A correção δR_{res} é nula e a sua incerteza $u_{R_{res}}$ foi considerada como componente do tipo B, de distribuição uniforme com graus de liberdade infinitos. O valor da resolução foi utilizado para determinar os limites de $\pm(a = \text{resolução}/2)/\sqrt{3}$ da distribuição.

O resultado estimado para $u_{R(t)}$ foi obtido a partir da aplicação da LPU na equação (3.5):

$$u_{R(t)}^2 = c_1^2 u_{R_t}^2 + c_2^2 u_{R_{cal}}^2 + c_3^2 u_{R_{res}}^2 \quad (3.6)$$

onde os coeficientes de sensibilidade são $c_1 = c_2 = c_3 = 1$. Para cada temperatura de calibração foi montada uma planilha de cálculo semelhante à planilha apresentada na Tabela 6, referente à temperatura de $20 \, ^\circ\text{C}$.

Tabela 6 - Planilha de incerteza para a leitura de resistência da TIP em $20 \, ^\circ\text{C}$.

Grandez a	Estimativa (média)	Incerteza- padrão	Unidad e	Tipo de Distribuiçã o	Diviso r	Coefic. de sensibilidad e	Contribuiçã o	Unidad e	Graus de liberdad e
R_t	107,79402	0,001010	Ω	normal	1	1	0,001010	Ω	119
δR_{cal}	0	0,014780	Ω	normal	2	1	0,007390	Ω	∞
δR_{res}	0	0,0001	Ω	uniforme	$2\sqrt{3}$	1	0,000029	Ω	∞
$R(t)$	107,79402	Ω				$u_{R(t)}$	0,00746	Ω	

3.1.1.2.2 Determinação de $R(0^\circ\text{C})$

A leitura da resistência da TIP para na temperatura do ponto do gelo foi realizada antes de iniciar a calibração e ao final do procedimento. A primeira leitura é um dos argumentos para o cálculo da estabilidade da TIP e a sua última leitura foi usada para determinar o valor de $W(t)$. O valor de $R(0^\circ\text{C})$ e sua respectiva incerteza $u_{R(0^\circ\text{C})}$ foram calculados a partir da seguinte equação:

$$R(0^\circ\text{C}) = R_0 + \delta R_{0_{cal}} + \delta R_{0_{res}} + \delta R_{est} + \delta t_0 \quad (3.7)$$

onde,

R_0 é a média das leituras corrigidas de resistência da TIP no ponto do gelo;

$\delta R_{0_{cal}}$ é a correção do certificado de calibração do multímetro;

$\delta R_{0_{res}}$ é a correção devida à resolução do multímetro;

δR_{est} é a correção devida à estabilidade da TIP; e

δt_0 é a correção devida à realização do banho do ponto do gelo.

Os termos R_0 , $\delta R_{0_{cal}}$ e δR_{res} e suas respectivas incertezas u_{R_0} , $u_{R_{0_{cal}}}$ e $u_{R_{0_{res}}}$ obedeceram o mesmo procedimento de cálculo utilizado em $R(t)$. Os demais termos foram obtidos da seguinte forma:

- a) A correção δR_{est} é nula e a sua incerteza $u_{R_{est}}$ foi considerada como componente do tipo B, de distribuição uniforme com graus de liberdade infinitos. O valor de $\Delta R_0 = |R_{0_f} - R_{0_i}|$, diferença entre as leituras médias de R_0 antes e depois do procedimento de calibração, foi utilizado para determinar os limites de $\pm(a = \Delta R_0)/\sqrt{3}$ da distribuição. Essa correção pode ser utilizada quando o nível de incerteza requerido não demanda a avaliação da contribuição de histerese.
- b) O banho do ponto do gelo é definido como ponto fixo secundário. O seu valor de temperatura na ITS-90 é $273,15\text{ K}$ (0°C) e corresponde ao estado de equilíbrio entre gelo e água saturada com ar à pressão de $101\,325\text{ Pa}$ (1 atm) (BIPM, 2018). A realização de um banho do ponto de gelo seguindo rigorosamente os procedimentos descritos em (ABNT, 2010) apresenta uma temperatura típica de $0,000^\circ\text{C} \pm 0,002^\circ\text{C}$ para um fator de abrangência de $k = 2$. Porém, não é possível utilizar esse valor sem comprová-lo a partir da preparação de uma sequência de banhos, reproduzidos em intervalos definidos. Além disso, a temperatura precisa ser medida com um termômetro calibrado que possua uma incerteza compatível ou comparada com a de uma célula do ponto triplo da água. Quando esta comprovação não é possível ou esse nível de incerteza não é requerido, é adequado assumir uma temperatura conhecida de $0,00^\circ\text{C} \pm 0,01^\circ\text{C}$ nos piores casos, baseado na experiência de sua realização em laboratórios de calibração (ANALOGICA, 2013). Neste trabalho, o banho do ponto do gelo foi preparado conforme orientado em (ABNT, 2010) utilizando uma mistura homogênea, sem vazios,

de gelo triturado e água destilada armazenada no interior de uma caixa de isopor usualmente vendida para manutenção térmica de produtos farmacêuticos. Desta forma, a correção δt_0 foi considerada como nula e a sua incerteza u_{t_0} como componente do tipo B, de distribuição uniforme com graus de liberdade infinitos. O valor conhecido de 0,01 °C foi utilizado para determinar os limites de $\pm(a = 0,01)/\sqrt{3}$ da distribuição.

O resultado estimado para $u_{R(0^\circ\text{C})}$ foi obtido a partir da aplicação da LPU na equação (3.7):

$$u_{R(0^\circ\text{C})}^2 = c_1^2 u_{R_0}^2 + c_2^2 u_{R_{0_{cal}}}^2 + c_3^2 u_{R_{0_{res}}}^2 + c_4^2 u_{R_{0_{est}}}^2 + c_R^2 u_{R_{t_0}}^2 \quad (3.8)$$

onde os coeficientes de sensibilidade são $c_1 = c_2 = c_3 = c_4 = 1$ e o coeficiente c_R , utilizado para converter o valor em graus Celcius para ohms, foi obtido pela derivada parcial da equação (2.33) em relação a t :

$$c_R = \frac{\partial R(t)}{\partial t} = R(0^\circ\text{C})[A + 2Bt] \text{ } (\Omega/^\circ\text{C}) \quad (3.9)$$

O resultado de $u_{R(0^\circ\text{C})}$ é apresentado na Tabela 7:

Tabela 7 - Planilha de incerteza para a leitura de resistência da TIP no ponto do gelo (0 °C).

<i>Grandeza</i>	<i>Estimativa (média)</i>	<i>Incerteza-padrão</i>	<i>Unidade</i>	<i>Tipo de Distribuição</i>	<i>Divisor</i>	<i>Coefic. de sensibilidade</i>	<i>Contribuição</i>	<i>Unidade</i>	<i>Graus de liberdade</i>
R_0	99,93834	0,00021	Ω	<i>normal</i>	1	1	0,00021	Ω	119
$\delta R_{0_{cal}}$	0	0,01399	Ω	<i>normal</i>	2	1	0,00700	Ω	∞
$\delta R_{0_{res}}$	0	0,0001	Ω	<i>uniforme</i>	$2\sqrt{3}$	1	0,000029	Ω	∞
$\delta R_{0_{est}}$	0	0,00142	Ω	<i>uniforme</i>	$\sqrt{3}$	1	0,000820	Ω	∞
δR_{t_0}	0	0,01	$^\circ\text{C}$	<i>uniforme</i>	$\sqrt{3}$	0,391559	0,002261	Ω	∞
$R(0^\circ\text{C})$	99,93834	Ω				$u_{R(0^\circ\text{C})}$	0,00740	Ω	

3.1.1.2.3 Determinação de u_{t_W}

A correção δt_W foi considerada nula e sua incerteza u_{t_W} foi obtida a partir da seguinte equação:

$$u_{t_W}^2 = c_t^2 u_W^2 \quad (3.10)$$

onde c_t é o coeficiente de sensibilidade utilizado para converter o valor adimensional da incerteza u_W do parâmetro W para graus Celsius. O valor de c_t foi determinado pela derivada parcial da equação (3.4) em relação a W :

$$c_t = \frac{\partial t_{TIP}(W)}{\partial W} = \frac{1}{\sqrt{A^2 - 4 \cdot B \cdot (1 - W(t))}} \text{ (}^\circ\text{C)} \quad (3.11)$$

O valor da incerteza u_W foi obtido a partir das derivadas parciais de $W(t)$ em relação a $R(t)$ e $R(0^\circ\text{C})$:

$$u_W^2 = c_{W_t}^2 u_{R(t)}^2 + c_{W_0}^2 u_{R(0^\circ\text{C})}^2 = \left(\frac{\partial W(t)}{\partial R(t)} \right)^2 u_{R(t)}^2 + \left(\frac{\partial W(t)}{\partial R(0^\circ\text{C})} \right)^2 u_{R(0^\circ\text{C})}^2 \quad (3.12)$$

onde,

$$c_{W_t} = \frac{1}{R(0^\circ\text{C})} \text{ e } c_{W_0} = \frac{R(t)}{R^2(0^\circ\text{C})};$$

$u_{R(t)}$ é a incerteza estimada para $R(t)$; e

$u_{R(0^\circ\text{C})}$ é a incerteza estimada para $R(0^\circ\text{C})$.

A Tabela 8 apresenta a contribuição de incerteza da correção de temperatura devido ao processo de medição de W para cada temperatura de referência:

Tabela 8 – Resultados obtidos para u_{t_W} em cada temperatura de referência.

$t_{ref} \text{ (}^\circ\text{C)}$	$\left(\frac{1}{R(0^\circ\text{C})} \right)^2$	$u_{R(t)}^2$	$\left(\frac{R(t)}{R^2(0^\circ\text{C})} \right)^2$	$u_{R(0^\circ\text{C})}^2$	u_W^2	c_t^2	$u_{t_W}^2$
10,198	0,0001	0,000052	0,000108	0,000055	0,0000000111	65684,455062032	0,027031
15,124	0,0001	0,000053	0,000112	0,000055	0,0000000115	65948,233342355	0,027516
20,145	0,0001	0,000056	0,000116	0,000055	0,0000000119	66218,699451185	0,028128
24,488	0,0001	0,000056	0,000120	0,000055	0,0000000122	66453,997832634	0,028442
30,172	0,0001	0,000058	0,000125	0,000055	0,0000000126	66763,904989270	0,029016
35,144	0,0001	0,000060	0,000129	0,000055	0,0000000131	67036,713229356	0,029605
40,120	0,0001	0,000060	0,000134	0,000055	0,0000000134	67311,458175840	0,030013
45,193	0,0001	0,000062	0,000138	0,000055	0,0000000138	67593,278770103	0,030545
50,402	0,0001	0,000064	0,000143	0,000055	0,0000000142	67884,487398780	0,031050

3.1.1.3 Correção da Calibração

Uma vez que t_{tip} foi obtida diretamente da função de ajuste, a correção δt_{cal} foi considerada nula e sua incerteza $u_{t_{cal}}$, fornecida no certificado de calibração, foi considerada como componente do tipo B, de distribuição normal, com fator de abrangência $k = 2$ e graus de liberdade infinitos. As incertezas declaradas no certificado de calibração da TIP são apresentadas na Tabela 9. Nos pontos intermediários foi considerada a maior incerteza do intervalo.

Tabela 9 - Incerteza declarada no certificado de calibração da TIP para um fator de abrangência $k = 2$ e probabilidade de abrangência de aproximadamente 95% (INMETRO, 2017).

<i>Temperatura (°C)</i>	<i>U (°C)</i>
10,026	0,025
15,000	0,025
20,020	0,025
25,000	0,038
29,997	0,038
35,000	0,038
40,065	0,028
45,000	0,054
50,065	0,054

É importante observar que os resultados encontrados para a incerteza de W , apresentados na Tabela 8, são superiores aos valores de calibração apresentados na Tabela 9, uma vez que as novas medidas da TIP foram realizadas em condições diferentes das condições do laboratório onde a mesma foi calibrada. Em medições pós calibração, a incerteza herdada do certificado de calibração deve ser combinada com as novas fontes de incertezas avaliadas. Portanto, é sempre esperado avaliar um valor superior para incerteza de medição.

3.1.1.4 Correção da Estabilidade do Banho Térmico

A incerteza associada ao meio térmico foi avaliada a partir da pesquisa de uniformidade temporal do banho para a temperatura central da faixa calibração. A uniformidade temporal caracteriza a estabilidade do banho, ou seja, sua capacidade de manter a temperatura com dispersão mínima durante as comparações entre os sensores. A avaliação da estabilidade foi avaliada conforme as orientações descritas em (“EURAMET cg-13 - Calibration of

Temperature Block Calibrators”, 2015). Foram realizadas 180 leituras da TIP em intervalos de 10 segundos, o que corresponde a um tempo total de 30 minutos de observação. A correção δt_{ba} foi considerada nula e a sua incerteza $u_{t_{ba}}$ como componente do tipo B, de distribuição uniforme com graus de liberdade infinitos. O valor do máximo desvio entre cada temperatura medida e o valor médio de todas as observações foi utilizado para determinar os limites de $\pm(a = \max|t_{TIP_i} - \overline{t_{TIP}}|)/\sqrt{3}$ da distribuição. A Figura 65 apresenta a série de medidas com o valor médio de 24,488 °C e desvio padrão de 0,004 °C. O experimento foi realizado em temperatura ambiente de 25,2 °C $\pm$ 0,5 °C e o desvio máximo observado foi de 0,0086 °C.

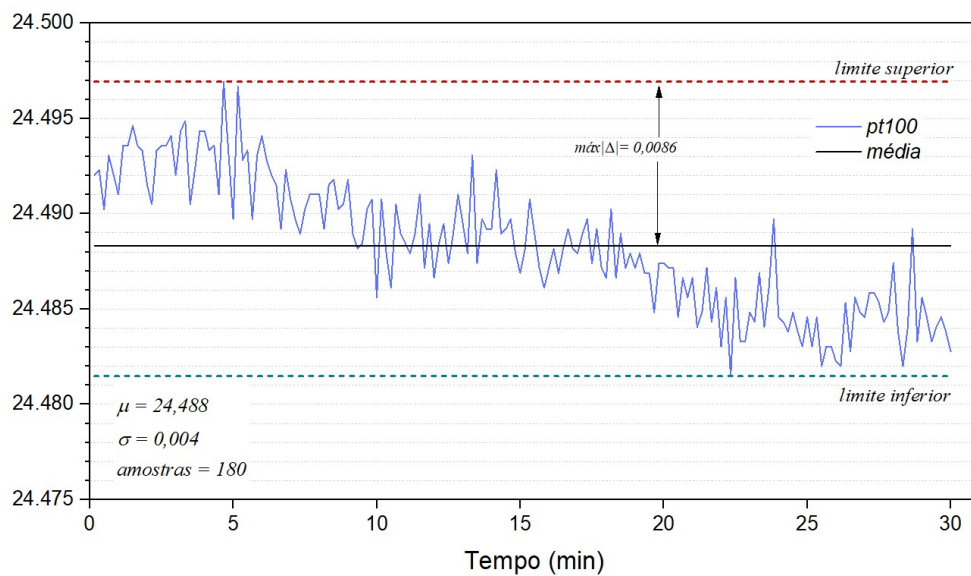


Figura 65 – Avaliação da estabilidade do banho em 24,488 °C.

O baixo valor do desvio encontrado em relação a incerteza inicial de fábrica dos termômetros em calibração permite deduzir que este banho térmico possui performance adequada para o procedimento de calibração proposto. Na folha de dados do fabricante do banho (QUIMIS, 2015) não é informado valor da estabilidade e, portanto, não foi possível fazer uma comparação. Entretanto, o valor encontrado no experimento é significativamente superior ao valor da sensibilidade ($\pm 0,1$ °C) do termômetro utilizado pelo controlador térmico do equipamento. Este fato corrobora com a decisão de não usar o sensor de temperatura do controlador do banho como referência para calibração.

3.1.1.5 Incerteza Final do Sistema de Calibração

A incerteza associada ao procedimento de medição da temperatura de referência considera todas as contribuições do arranjo experimental desenvolvido e representa a incerteza mínima de calibração para os experimentos realizados no Laboratório de Instrumentação e Medidas (LIM) do CBPF. O resultado estimado para $u_{t_{ref}}$ foi obtido a partir da aplicação da LPU na equação (3.2):

$$u_{t_{ref}}^2 = c_1^2 u_{t_w}^2 + c_2^2 u_{t_{cal}}^2 + c_3^2 u_{t_{ba}}^2 \quad (3.13)$$

onde os coeficientes de sensibilidade são $c_1 = c_2 = c_3 = 1$. A Tabela 10 apresenta o resultado obtido para as 9 temperaturas de referência.

Tabela 10 - Resultado da estimativa de incerteza do arranjo experimental de calibração.

t_{ref}	u_{t_w}	$u_{t_{cal}}$	$u_{t_{ba}}$	$u_{t_{ref}}$
10,198	0,027031	0,0125	0,000497	0,029785
15,124	0,027516	0,0125	0,000497	0,030226
20,145	0,028128	0,0125	0,000497	0,030784
24,488	0,028442	0,0190	0,000497	0,034208
30,172	0,029016	0,0190	0,000497	0,034687
35,144	0,029605	0,0190	0,000497	0,035181
40,120	0,030013	0,0140	0,000497	0,033121
45,193	0,030543	0,0270	0,000497	0,040771
50,402	0,031050	0,0270	0,000497	0,041151

O maior valor encontrado na Tabela 10, referente à temperatura de 50 °C, foi utilizado para determinar a incerteza mínima de calibração que o arranjo experimental é capaz de oferecer. Para laboratórios de calibração acreditados pelo INMETRO este valor é definido em (INMETRO, 2019a) como a capacidade de medição e calibração (CMC) do laboratório. Quanto menor o valor da CMC maior é a qualidade do serviço prestado. Levando-se em consideração que foram avaliadas as maiores fontes de incertezas, o resultado encontrado não teria uma diferença significativa caso fossem cumpridos todos os requisitos de acreditação. Deste modo, é possível comparar o valor da incerteza mínima do arranjo experimental com a CMC publicada no escopo de acreditação de todos os laboratórios acreditados, disponível no site do Inmetro (INMETRO, 2019b). O valor estimado de 0,082 °C para um fator de abrangência $k = 2$ e probabilidade de abrangência de aproximadamente 95% se mostrou

inferior aos valores de CMC de diversos laboratórios acreditados.

3.1.2 Incerteza do Termômetro em Calibração

O modelo de medição para a indicação a ser corrigida dos termômetros digitais (TD) em calibração é definido por:

$$t_{ind} = t_{TD} + \delta t_{res} + \delta t_{est} \quad (3.14)$$

onde,

t_{TD} é a temperatura determinada pelo TD;

δt_{res} é a correção devida à resolução da indicação digital; e

δt_{est} é a correção devida à estabilidade do TD.

Os termos da equação de t_{ind} são obtidos da seguinte forma:

- O valor de t_{TD} foi obtido pela média aritmética das n indicações do TD. A sua incerteza u_{TD} , calculada pelo desvio padrão experimental da média, foi considerada como componente do tipo A, de distribuição normal, com $n - 1$ graus de liberdade.
- A correção δt_{res} é nula e a sua incerteza $u_{t_{res}}$ foi considerada como componente do tipo B, de distribuição uniforme com graus de liberdade infinitos. O TD foi configurado para a resolução máxima de 12 *bits*, onde o menor valor de temperatura que é possível diferenciar é de 0,0625 °C. O valor da resolução foi utilizado para determinar os limites de $\pm(a = \text{resolução}/2)/\sqrt{3}$ da distribuição.
- A correção δt_{est} é nula e sua incerteza $u_{t_{est}}$ foi considerada como componente do tipo B, de distribuição uniforme com graus de liberdade infinitos. O valor de $\Delta t_0 = |t_{0f} - t_{0i}|$, diferença entre as leituras médias de t_{TD} no ponto do gelo antes e depois do procedimento de calibração, foi utilizado para determinar os limites de $\pm(a = \Delta t_0)/\sqrt{3}$ da distribuição. Da mesma forma que ocorre para a TIP essa correção pode ser utilizada quando o nível de incerteza requerido não demanda a avaliação da contribuição de histerese.

O resultado estimado para $u_{t_{ind}}$ foi obtido a partir da aplicação da LPU na equação

(3.14):

$$u_{t_{ind}}^2 = c_1^2 u_{t_{TD}}^2 + c_2^2 u_{t_{res}}^2 + c_3^2 u_{t_{est}}^2 \quad (3.15)$$

onde os coeficientes de sensibilidade são $c_1 = c_2 = c_3 = 1$.

Em cada ponto de referência foram registrados o valor médio e a incerteza padrão da repetitividade de todos os sensores em calibração. A Figura 66 apresenta o resumo dos dados registrados para o Termômetro 1.

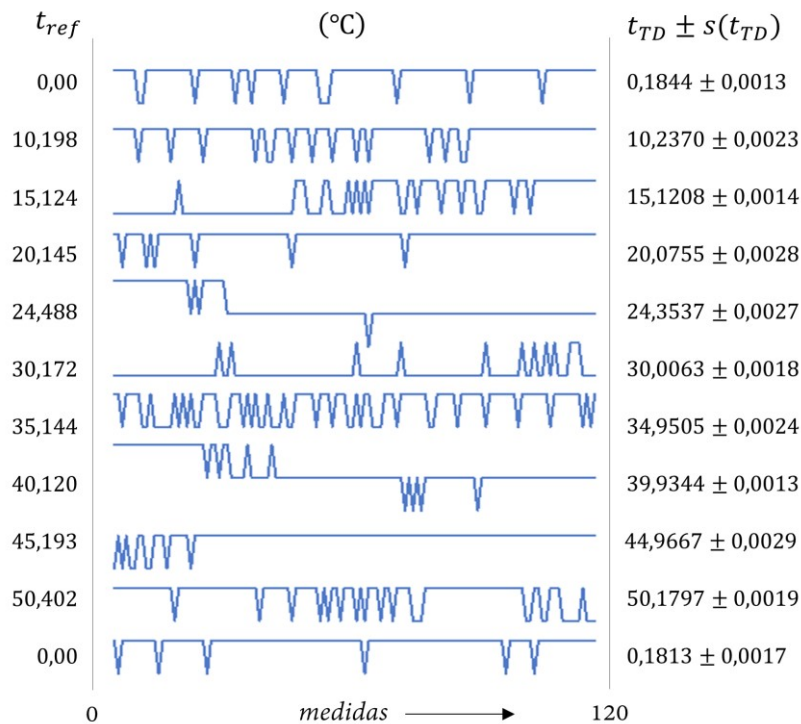


Figura 66 - Resumo dos dados brutos, valor médio e repetitividade registrados para o Termômetro 1 em cada ponto de referência.

Na Figura 66 é possível observar que o maior valor da incerteza padrão da repetitividade, encontrado para a temperatura de 44,9667 °C, corresponde a um desvio padrão de 0,0313 °C (quase a metade da resolução conseguida com 12 *bits*). Este fato sugere que, em situações onde seja possível utilizar técnicas de sobreamostragem, como foi realizada em (LEONTYEV et al., 2017) para este mesmo tipo de termômetro, aumentar a resolução em 1 ou 2 *bits* permitirá explorar de forma otimizada a precisão alcançada por este sensor.

Para cada temperatura de calibração foi montada uma planilha de cálculo de incerteza para todos os sensores. Na Tabela 11 é apresentada a planilha do Termômetro 1,

referente à temperatura de 20 °C.

Tabela 11 - Planilha de incerteza do Termômetro 1 em 20 °C.

Grandeza	Estimativa (média)	Incerteza-padrão	Unidade	Tipo de Distribuição	Divisor	Coefic. de sensibilidade	Contribuição	Unidade	Graus de liberdade
t_{TD}	20,07552	0,002757	°C	normal	1	1	0,002757	°C	119
δt_{res}	0	0,0625	°C	uniforme	$2\sqrt{3}$	1	0,018042	°C	∞
δt_{est}	0	0,00313	°C	uniforme	$\sqrt{3}$	1	0,001804	°C	∞
t_{ind}	20,0021	°C				$u_{t_{ind}}$	0,01834	°C	

O resultado apresentado na Tabela 11 demonstra um valor de incerteza inferior em aproximadamente 9 vezes ao valor divulgado na folha de dados do fabricante. O seu valor final ainda será acrescido das contribuições de incerteza para a reprodução da ITS-90 e do modelo de ajuste. Entretanto, o espalhamento do erro entre os 11 sensores em calibração apresenta o mesmo comportamento de aproximadamente de 0,5 °C para $\pm 3\sigma$. A Figura 67 apresenta os valores adaptados da folha de dados do fabricante (esquerda) e os valores medidos dos sensores em calibração (direita).

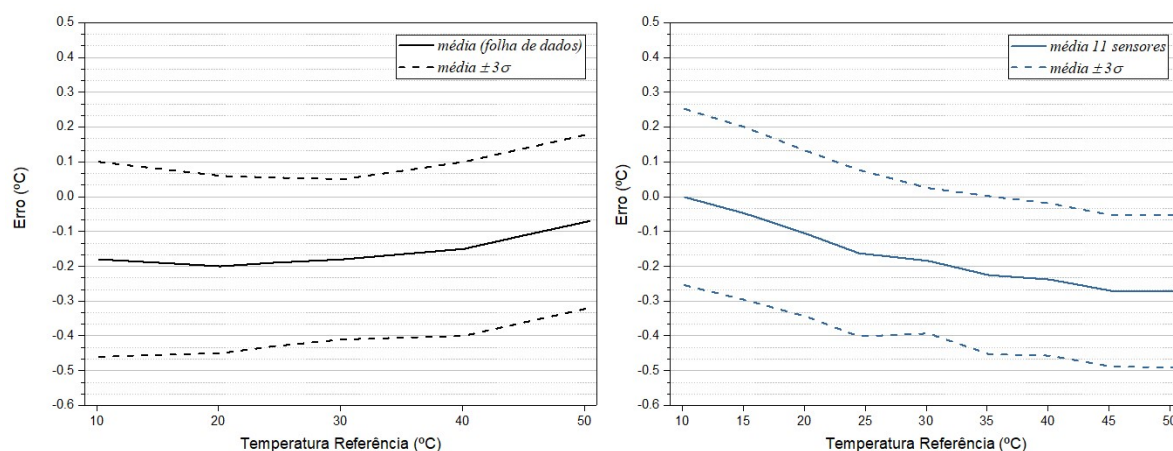


Figura 67 - Variação do erro na faixa de calibração. Os sensores em calibração (direita) apresentaram um comportamento similar aos dados do fabricante (esquerda) com quase a mesma amplitude de dispersão.

3.1.3 Incerteza do Modelo de Ajuste

A Tabela 12 apresenta os coeficientes de regressão calculados pelo método dos mínimos quadrados para a curva de correção de cada termômetro em calibração. Na tabela também são apresentados o respectivo coeficiente de determinação R^2 e a incerteza atribuída ao ajuste de cada curva. A correção δt_{ajus} é nula e a sua incerteza $u_{t_{ajus}}$ foi considerada como

componente do tipo A, de distribuição normal, com $n - 3$ graus de liberdade. O valor de R^2 foi calculado pela equação (2.28) e o valor de $u_{t_{ajus}}$ pela equação (2.22).

Tabela 12 - Resultado da regressão linear para todos os termômetros em calibração.

<i>Termômetro</i>	a_1	a_2	a_3	R^2	$u_{t_{ajus}}$
<i>Term 1</i>	-0,2113624	0,01805882	-0,00018884665	0,98344	0,01434
<i>Term 2</i>	-0,1595772	0,01928833	-0,0001941927	0,97962	0,01798
<i>Term 3</i>	-0,04237302	0,01783893	-0,0001881991	0,98561	0,01310
<i>Term 4</i>	-0,2563207	0,01881831	-0,0001414712	0,99369	0,01304
<i>Term 5</i>	-0,07566701	0,01595666	-0,0001565792	0,99054	0,01046
<i>Term 6</i>	-0,1335065	0,01548670	-0,0001256539	0,99156	0,01170
<i>Term 7</i>	-0,3437740	0,01735423	-0,0001566336	0,99484	0,00916
<i>Term 8</i>	-0,1282831	0,01490396	-0,0001386856	0,98703	0,01219
<i>Term 9</i>	0,02777196	0,006707633	-0,00004002497	0,98223	0,00920
<i>Term 10</i>	-0,08350611	0,01280469	-0,0001381736	0,96454	0,01438
<i>Term 11</i>	-0,2067135	0,01480053	-0,0001264977	0,98954	0,01185

Analisando a Tabela 12 é possível concluir que todos os ajustes realizados foram capazes de explicar a variação do valor da correção em relação a variação da temperatura indicada entre aproximadamente 96 a 99% dos casos (valores referentes ao R^2 encontrados para o Termômetro 10 e o termômetro 7). Da mesma forma que foi observado em relação à incerteza atribuída à indicação dos sensores, os valores de incerteza do ajuste também demonstram um valor de incerteza inferior em aproximadamente 9 vezes ao valor atribuído à exatidão do sensor divulgada na folha de dados do fabricante.

3.1.4 Incerteza Final de Calibração

O resultado estimado para a incerteza final de calibração é obtido a partir de:

$$u_c^2 = c_1^2 u_{t_{ref}}^2 + c_2^2 u_{t_{ind}}^2 + c_3^2 u_{t_{ajus}}^2 \quad (3.16)$$

onde u_c é a incerteza combinada da correção de calibração na temperatura t e os coeficientes de sensibilidade são $c_1 = c_2 = c_3 = 1$.

3.1.4.1 Fator de Abrangência

O fator de abrangência k foi calculado a partir do valor tabelado t da distribuição t -

Student como uma função $f = t(\alpha, v)$. O nível de significância $\alpha = 0,0455$ corresponde a uma probabilidade de 95,45% para que o mensurando seja determinado dentro de um intervalo de $\pm t$ em torno de seu valor médio. Os graus de liberdade são calculados como $(v_{eff} - 1)$. Os graus de liberdade efetivos v_{eff} são obtidos a partir da equação (2.12), desenvolvida para todas as fontes de incertezas do tipo A avaliadas:

$$v_{eff} = \frac{u_c^4(y)}{\frac{(c_{R_0} u_{R_0})^4}{n-1} + \frac{(c_{R_t} u_{R_t})^4}{n-1} + \frac{(c_1 u_{t_{TD}})^4}{n-1} + \frac{(c_2 u_{t_{ajus}})^4}{n-3} + \dots} \quad (3.17)$$

onde,

os graus de liberdade associados às incertezas do tipo B ($u_{R_{0cal}}, u_{R_{0res}}, u_{R_{0est}}, u_{t_{cal}}, u_{R_{cal}}, u_{R_{res}}, u_{R_{est}}, u_{R_{t0}}, u_{t_{ba}}, u_{t_{res}},$ e $u_{t_{est}}$) são considerados como $\rightarrow \infty$; e

os coeficientes de sensibilidade $c_1 = c_2$ possuem valor unitário e os coeficientes de sensibilidade c_{R_0} e c_{R_t} são utilizados para converter as medidas de resistência em ohms para graus Celcius levando em consideração à relação entre a resistência no ponto de calibração e no ponto do gelo estabelecida por W . O valor de c_{R_0} foi determinado pela derivada parcial da equação (3.4) em relação a $R(0^\circ\text{C})$:

$$c_{R_0} = \frac{\partial t_{TIP}(W)}{\partial R(0^\circ\text{C})} = \frac{-R(t)}{[R(0^\circ\text{C})]^2 \cdot \sqrt{A^2 - 4 \cdot B \cdot (1 - W(t))}} \quad (^\circ\text{C}/\Omega) \quad (3.18)$$

e o valor de c_{R_t} pela derivada parcial em relação à $R(t)$:

$$c_{R_t} = \frac{\partial t_{TIP}(W)}{\partial R(t)} = \frac{1}{R(0^\circ\text{C}) \cdot \sqrt{A^2 - 4 \cdot B \cdot (1 - W(t))}} \quad (^\circ\text{C}/\Omega) \quad (3.19)$$

3.1.4.2 Incerteza Expandida

Finalmente, o resultado da avaliação da incerteza é divulgado pela incerteza expandida:

$$U = k \cdot u_c = t(0,9545; v_{eff} - 1) \cdot u_c \quad (3.20)$$

Para cada termômetro foi feito um gráfico apresentando o resultado do ajuste e a incerteza expandida para todos os pontos de calibração assim como uma tabela com os principais dados a serem registrados em um certificado de calibração. A Figura 68 e a Tabela 13 se referem aos dados do Termômetro 1. Os dados dos demais termômetros foram registrados no Apêndice C.

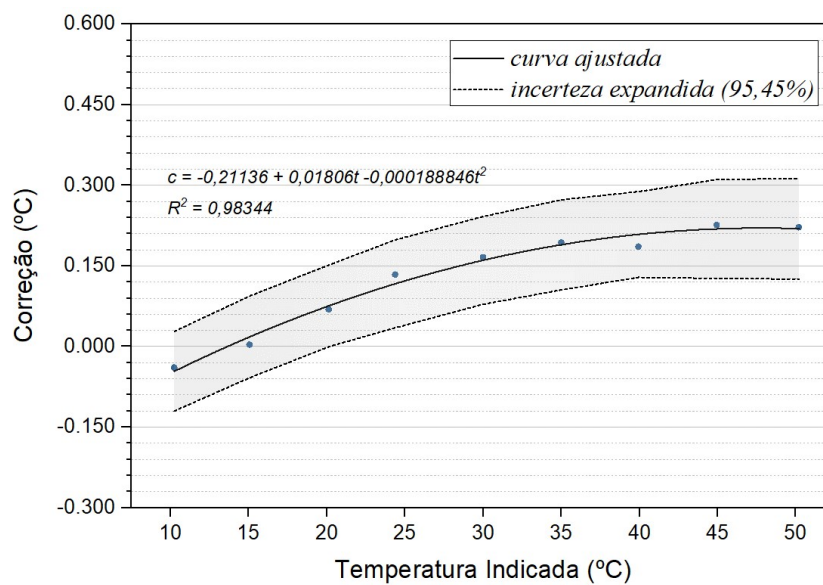


Figura 68 – Curva de correção do Termômetro 1 e limites da incerteza expandida da calibração declarada para uma probabilidade de abrangência de 95,45%.

Os limites da incerteza expandida apresentada na Figura 68 levam em consideração o resultado da calibração, incluindo a incerteza do próprio ajuste. Em certificados de calibração emitidos por laboratórios acreditados é comum apresentar em uma tabela o resultado da incerteza combinada e fazer referência à identificação do instrumento padrão utilizado. Neste trabalho foram incluídas na tabela final as contribuições do instrumento de referência, do processo de medida do item em calibração e da incerteza do ajuste para fins de avaliação da metodologia. A Tabela 13 apresenta detalhadamente o resultado de cada contribuição e a incerteza expandida da medição U é declarada como a incerteza padrão combinada u_c , multiplicada pelo fator de abrangência k , o qual corresponde a uma probabilidade de abrangência de 95,45%.

Tabela 13 - Resultado da calibração do Termômetro 1 onde a incerteza expandida da medição U corresponde a uma probabilidade de abrangência de 95,45%.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,237	-0,046	0,030	0,018	0,014	0,037	2,01	0,074
15,1254	15,121	0,017	0,030	0,018	0,014	0,038	2,01	0,076
20,145	20,076	0,076	0,031	0,018	0,014	0,038	2,01	0,076
24,488	24,354	0,117	0,034	0,018	0,014	0,041	2,01	0,082
30,172	30,006	0,160	0,035	0,018	0,014	0,041	2,01	0,082
35,144	34,951	0,190	0,035	0,018	0,014	0,042	2,01	0,084
40,120	39,934	0,209	0,033	0,018	0,014	0,040	2,01	0,080
45,193	44,967	0,218	0,041	0,018	0,014	0,046	2,00	0,092
50,402	50,180	0,219	0,041	0,018	0,014	0,047	2,00	0,094

3.1.4.3 Balanço das Incertezas

A avaliação da contribuição relativa de cada fonte de incerteza permitir identificar quais são as fontes que apresentam maior influência. Para que as grandezas possam ser comparadas é preciso apresentá-las na unidade de medida da propriedade em estudo, que neste caso é em graus Celcius. A Tabela 14 apresenta a planilha de cálculo completa para o Termômetro 1, referente a temperatura de 20 °C.

Tabela 14 - Planilha completa para cálculo da incerteza do Termômetro 1 ($t_{ref} = 20\text{ °C}$).

Grandeza	Incerteza-padrão	Unid.	Tipo de Distribuição	Divisor	Coefic. de sensibilidade	Contribuição	Unid.	Graus de liberdade
R_0	0,00021	Ω	normal	1	$C_{R_0}(\text{°C}/\Omega)$	0,00583	°C	119
$\delta R_{0_{cal}}$	0,01399	Ω	normal	2	$C_{R_0}(\text{°C}/\Omega)$	0,01943	°C	∞
$\delta R_{0_{res}}$	0,0001	Ω	uniforme	$2\sqrt{3}$	$C_{R_0}(\text{°C}/\Omega)$	0,00008	°C	∞
$\delta R_{0_{est}}$	0,00142	Ω	uniforme	$\sqrt{3}$	$C_{R_0}(\text{°C}/\Omega)$	0,00228	°C	∞
δR_{t_0}	0,01	°C	uniforme	$\sqrt{3}$	1 (°C)	0,00577	°C	∞
R_t	0,001010	Ω	normal	1	$C_{R_t}(\text{°C}/\Omega)$	0,00260	°C	119
δR_{cal}	0,014780	Ω	normal	2	$C_{R_t}(\text{°C}/\Omega)$	0,01903	°C	∞
δR_{res}	0,0001	Ω	uniforme	$2\sqrt{3}$	$C_{R_t}(\text{°C}/\Omega)$	0,00007	°C	∞
δt_{cal}	0,0125	°C	uniforme	1	1 (°C)	0,01250	°C	∞
δt_{ba}	0,0086	°C	uniforme	$\sqrt{3}$	1 (°C)	0,00497	°C	∞
t_{TD}	0,002757	°C	normal	1	1 (°C)	0,00276	°C	119
δt_{res}	0,0625	°C	uniforme	$2\sqrt{3}$	1 (°C)	0,01804	°C	∞
δt_{est}	0,00313	°C	uniforme	$\sqrt{3}$	1 (°C)	0,00181	°C	∞
δt_{ajus}	0,01434	°C	normal	1	1 (°C)	0,01434	°C	6
					u_c	0,038	°C	
					k	2,01	v_{eff}	296
					U	0,076	(95,45%)	

Como é possível observar na Tabela 14, algumas contribuições apresentam um valor significativamente superior em relação à outras. A contribuição da incerteza devido a resolução do termômetro digital, por exemplo, chega a ser maior do que a contribuição devido à estabilidade em aproximadamente 10 vezes. Na Figura 69 é possível identificar o valor percentual de cada contribuição em relação ao valor da incerteza combinada.

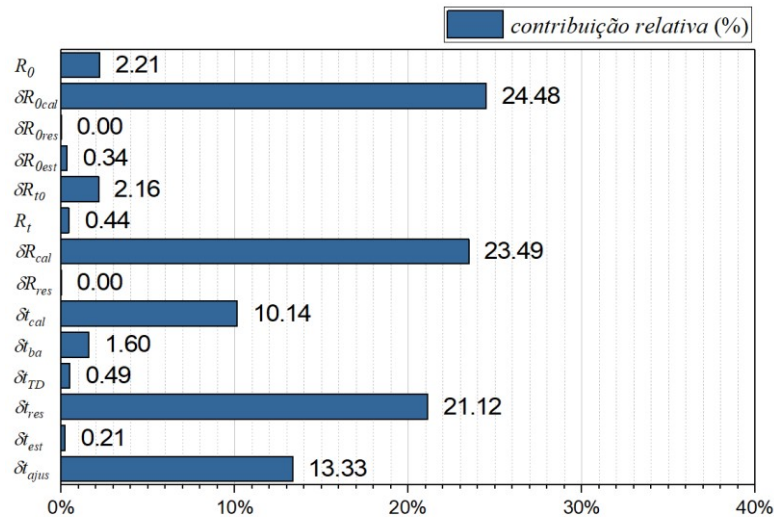


Figura 69 - Contribuição relativa de cada fonte de incerteza em relação ao valor da incerteza combinada.

Na Figura 69 é possível observar que as maiores contribuições correspondem a incerteza herdada da calibração do multímetro nas medidas de $R(t)$ e $R(0^\circ\text{C})$ e à a incerteza devido a máxima resolução de 12 *bits* do termômetro digital. Apesar do multímetro permitir realizar medidas de resistência a 4 pontas com resolução na unidade da quarta casa decimal, pouco se pode fazer em relação à melhoria de sua exatidão. Como pode ser observado em (ORLANDO, 2003), certificados de calibração emitidos por diferentes laboratórios acreditados para o mesmo multímetro utilizado neste trabalho não obtiveram uma incerteza inferior ao valor considerado nesta avaliação. Em relação à resolução do termômetro, uma técnica de sobreamostragem e decimação para aumentar a resolução em 1 ou 2 *bits*, conforme já mencionado anteriormente, pode reduzir significativamente esta contribuição de incerteza.

3.1.5 Validação da Calibração

As curvas de calibração foram aplicadas aos valores medidos pelos termômetros em uma nova série de 180 medidas realizadas a cada 10 segundos, o que corresponde a um

tempo total de observação de 60 minutos. Na Figura 70 é apresentado o erro observado para todos os termômetros.

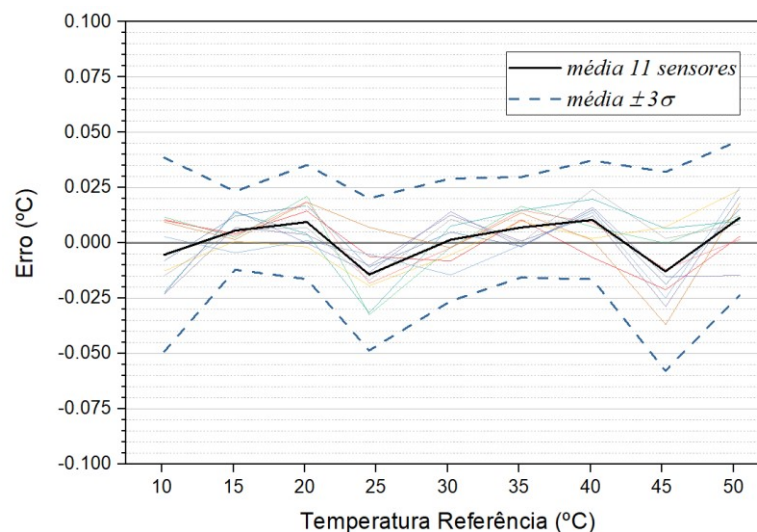


Figura 70 - Erro observado após a aplicação do ajuste de calibração em uma nova série de 60 minutos para os 11 sensores da cadeia de termômetros.

A variação de $\pm 3\sigma$ em relação a média dos 11 sensores após a aplicação do ajuste de calibração não foi superior a 0,05 °C. Esta performance é comprável à maioria dos instrumentos de temperatura utilizados em estudos de ressurgência em águas rasas descritas em (BONDARENKO; KININMONTH; KINGSFORD, 2007; OUELLET JOBIN; BEISNER, 2014; SILVESTROVA; ZATSEPIN; MYSLENKOV, 2017; WOODSON et al., 2007). Isso demonstra que é possível confiar na primeira casa decimal da indicação dos termômetros. Considerando todas as contribuições de incerteza avaliadas durante a calibração, o resultado é inferior à $\pm 0,1$ °C para uma probabilidade de abrangência de 95,45%, superando a exatidão de sensores comumente utilizados pela comunidade oceanográfica como o Hobo Tidbit que possui exatidão de $\pm 0,2$ °C. Este resultado corrobora com a reprodutibilidade dos resultados obtidos em (LEWIS; MERKEN; VANDEWAL, 2018) na avaliação de um conjunto dos mesmos sensores utilizados neste trabalho.

3.2 MEDIDAS EM CAMPO

O dispositivo foi colocado em teste no cais 101 do Porto do Forno, conhecido como Cais do Anel (Figura 71). O experimento foi apoiado pela infraestrutura da estação maregráfica

operada pela Divisão de Oceanografia Física do IEAPM. Os dados adquiridos foram transmitidos por rádio frequência até o interior do IEAPM, percorrendo no ar uma distância de aproximadamente 900 m. A utilização da estação maregráfica contribuiu para que o experimento fosse realizado em um ambiente de campo controlado, sem as interferências do estado do mar. Desta forma, foi possível monitorar a temperatura da coluna d'água do mar abrigado pela enseada, avaliar a estabilidade de funcionamento e telemetria do sistema e registrar fenômenos interessantes. Os fenômenos observados irão contribuir para uma melhor compreensão da influência da circulação das massas de água para os futuros experimentos realizados no interior da enseada e nas áreas adjacentes, protegidas pela Ilha de Cabo Frio até o Boqueirão Sul.

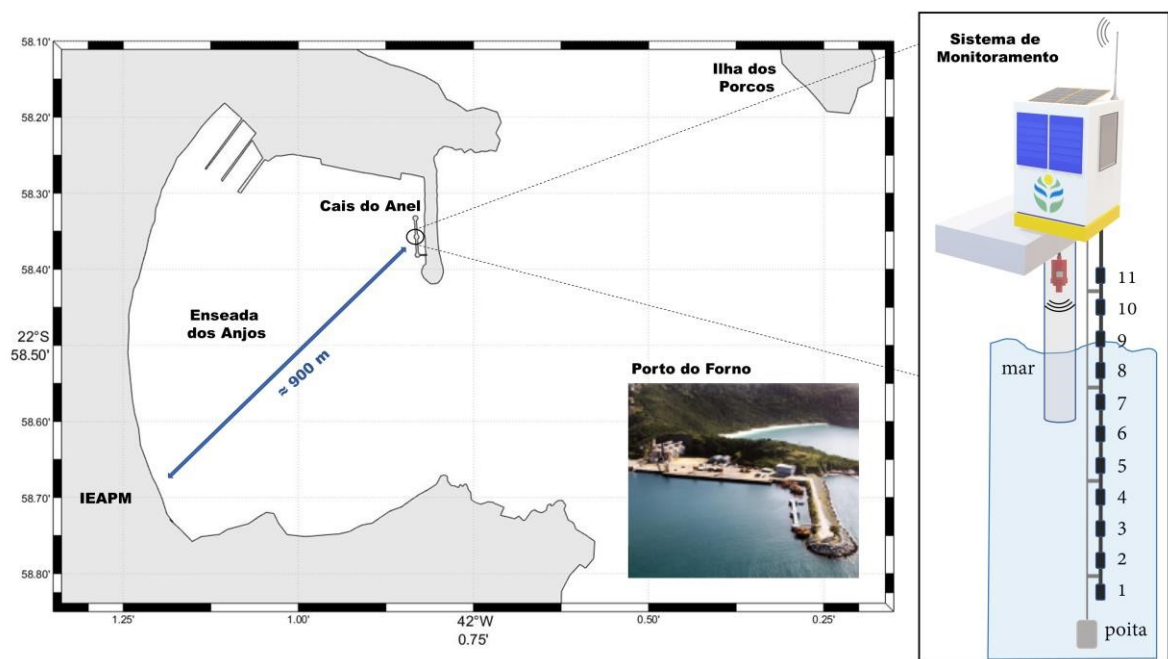


Figura 71 - Local onde o sistema foi instalado para testes em campo.

A instrumentação para controle da aquisição e telemetria dos dados foi instalada junto com o banco de baterias no interior do compartimento da estação. Um tubo de PVC de 6 metros de comprimento atravessa o piso do compartimento e se estende até 3 metros de profundidade para operação do transdutor de nível do mar (Figura 72c). Os painéis solares e a antena para transmissão RF foram instalados no teto do compartimento (Figura 72a). A cadeia de termômetros atravessou a lateral da estação e se estendeu verticalmente até o fundo do mar, afixada por meio de fitas plásticas a um cabo de aço que se mantém esticado entre a estação e uma poita depositada no fundo (Figura 72b). Esta configuração de instalação resultou na

imersão permanente dos termômetros distantes de 1 a 8 metros do fundo. A imersão do termômetro 9 acompanhou o movimento da maré, ficando fora d'água durante a maré baixa. O termômetro 11 foi utilizado como referência para a temperatura ambiente.

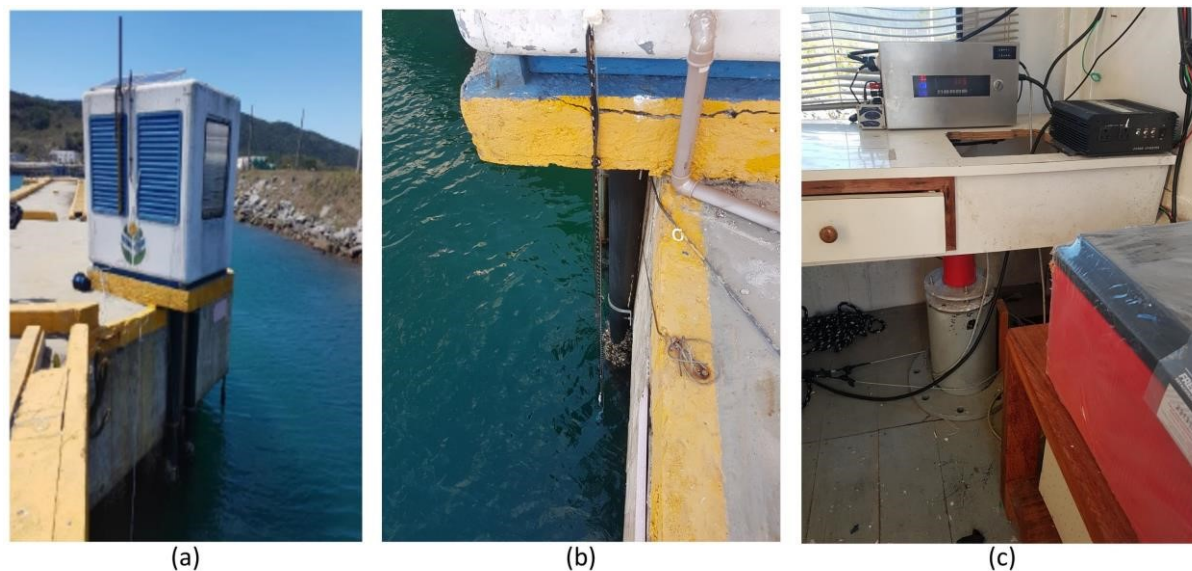


Figura 72 - Instrumentação instalada na estação maregráfica. Painéis solares e antena de transmissão no teto (a). Cadeia de termômetros se estendendo até a água pela lateral da estação (b). Sistema de controle e transmissão de dados junto com o transdutor de nível do mar e banco de baterias no interior da estação (c).

3.2.1 Análise do Enlace de Rádio

A viabilidade do enlace rádio foi estimada a partir do cálculo da intensidade do sinal recebido na estação receptora da transmissão, seja a estação em terra ou a estação costeira. Devido a curta distância entre cada antena e o seu respectivo rádio (inferior a 2 m), o cálculo foi simplificado para utilizar apenas os termos contidos na equação (2.1), sem considerar as perdas adicionais consideradas em (PIAU; CARRIJO, 2014). A Tabela 15 apresenta os dados geográficos do enlace:

Tabela 15 - Dados geográficos do rádio enlace.

	<i>Prédio Pesquisa II - IEAPM</i>	<i>Cais do Anel – Porto do Forno</i>
<i>Latitude (S)</i>	22° 58' 36,1"	22° 58' 21,7"
<i>Longitude (W)</i>	042° 01' 18,3"	042° 00' 50,3"

A distância entre a estação localizada no Prédio de Pesquisa II e a estação do Cais

do Anel é de aproximadamente 0,91 km. Substituindo os valores dos parâmetros da Tabela 16 na equação (2.1), o nível do sinal que chega na unidade de recepção pode ser estimado em $-50,3 \text{ dBm}$.

Tabela 16 - Parâmetros do rádio enlace.

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidade</i>
<i>frequência</i>	900	MHz
<i>distância do enlace</i>	0,91	km
<i>atenuação no espaço livre</i>	-50,3	dB
<i>potência na transmissão</i>	30	dBm
<i>ganho das antenas</i>	5,14	dB
<i>sensibilidade do receptor</i>	-109	dBm

Considerando a sensibilidade de recepção do rádio FGR2 em -109 dBm para a taxa máxima de transmissão de 80 Kbps , o valor encontrado resulta em uma margem de segurança de $58,7 \text{ dBm}$. A margem de segurança ou margem de desvanecimento é sempre considerada nos projetos de enlace para prever a influência da dinâmica do ambiente no desempenho do enlace sem fio como mudanças climáticas e na pressão atmosférica. Quanto maior for essa margem, mais resistente o enlace sem fio será em relação a possíveis mudanças no ambiente e maior será o desempenho em ambientes com muitos sinais de RF (UBIQUITI, 2018). Na Figura 73 é apresentado o resultado da simulação utilizando um modelo mais completo de propagação, calculado pelo programa Radio Mobile.

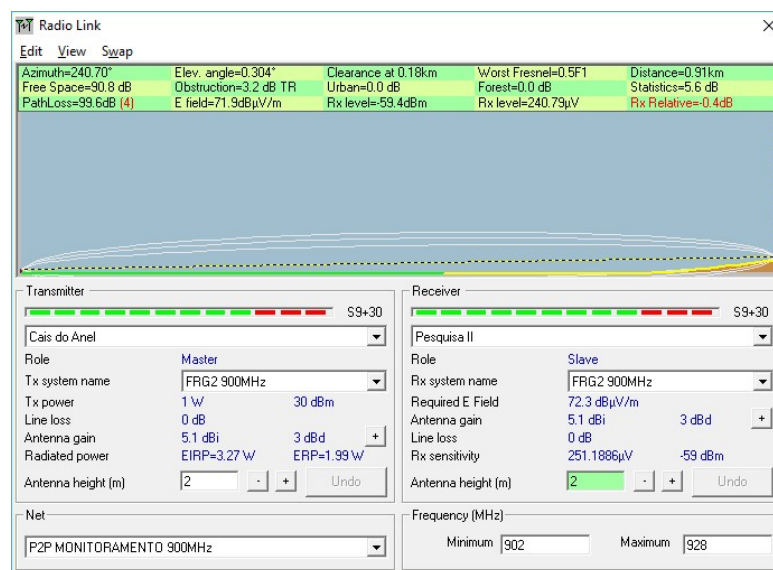


Figura 73 - Cálculo do enlace realizado no software Radio Mobile.

O valor encontrado para o nível do sinal na recepção foi de $-59,4 \text{ dBm}$, cerca de 9 dBm a menos que o valor calculado pela fórmula simplificada da equação (2.1). Este fato demonstra que, para o caso deste projeto, a fórmula simplificada é uma boa aproximação, garantindo uma margem de desvanecimento ainda superior a 45 dBm . Os valores tipicamente utilizados em projetos de rádio enlace para esta margem de segurança variam em torno de 15 a 30 dBm (CAMPBELL, 2016). Na Figura 74 – Gráfico de atenuação do nível do sinal no receptor com a distância, é possível observar a atenuação do sinal recebido com a distância, calculados pela equação (2.1). Considerando uma margem de 30 dBm , seria possível manter a comunicação estável por uma distância de até $77,6 \text{ km}$, valor relativamente próximo ao alcance nominal de 97 km informado na folha de dados do fabricante (FREEWAVE, 2019).

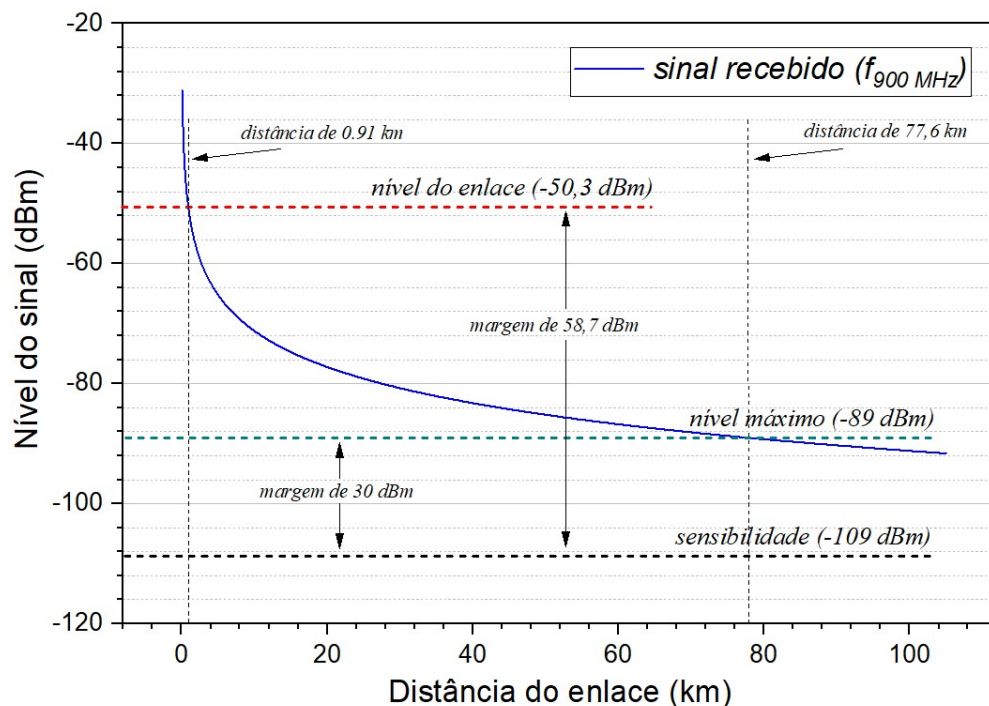


Figura 74 – Gráfico de atenuação do nível do sinal no receptor com a distância.

Contudo, este valor nominal não é possível de ser atingido devido as oscilações causadas pelo mar. As ondas podem tanto acabar escondendo a antena durante uma vaga, quanto alterar o ângulo da antena em relação a vertical. As antenas omnidirecionais como as antenas utilizadas neste trabalho possuem pouca tolerância à variação do ângulo com a vertical, chamado de *tilt*. Apesar de serem construídas para resistir a ventos de até 100 km/h , um *tilt* de apenas 10° já é suficiente para perda do *link* (ELECTRIL, 2019).

A robustez do enlace rádio pode ser comprovada nos testes em de campo. Durante

um período aproximado de 5 meses foram geradas cerca de 220.320 linhas de registro (frequência de 1 linha gerada por minuto) sendo que apenas 5.763 linhas não chegaram na estação em terra. Este valor corresponde a aproximadamente 2,62% do total de linhas geradas. Analisando o gráfico apresentado na Figura 75, é possível observar que as ausências de registros enviados ocorreram de forma concentrada em 3 períodos, sendo um em cada mês, nos meses de março, maio e julho de 2018.

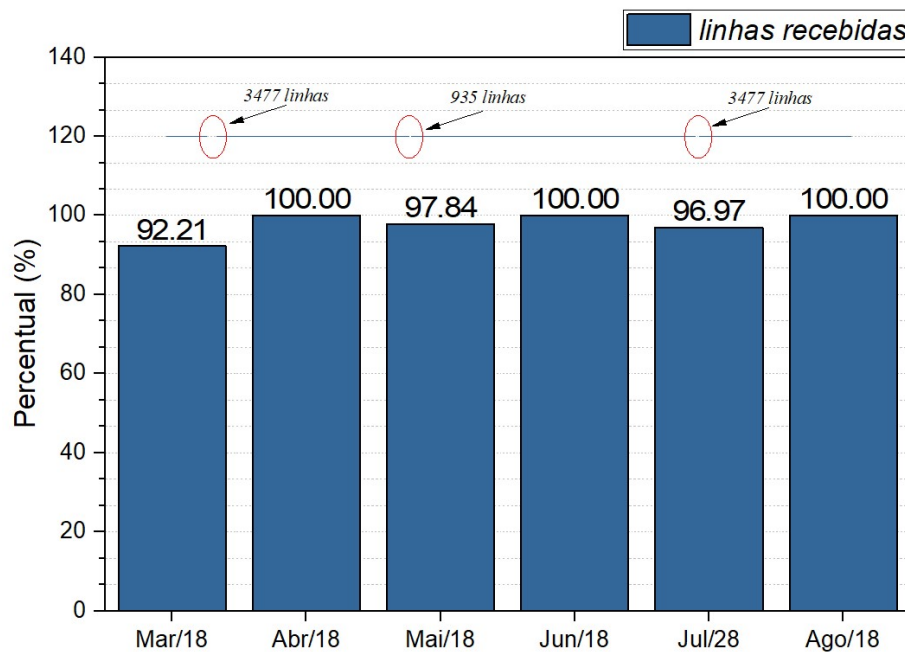


Figura 75 - Gráfico percentual das linhas recebidas com sucesso em cada mês.

No entanto, esses períodos de ausência não foram causados por falhas no envio. Eles ocorreram de forma contínua e coincidiram com os períodos de falhas na operação do *nobreak* da estação em terra. Outro fato que corrobora para esta conclusão é que os índices das linhas de registros não foram reiniciados durante o período de ausência, comprovando que o sistema costeiro continuou criando as linhas de registro mesmo durante os problemas em terra.

Além disso, cada linha de registro possui 228 *bytes* de tamanho que são entregues à interface serial do rádio a uma taxa de 9600 *bps* a cada minuto inteiro. Uma linha de registro demora cerca de 190 *ms* apenas para ser enviada. Aliado a este fator, o *firmware* do rádio conta com uma rotina de checagem de erro com retransmissão automática que também contribuiu para a ausência de erros observada. No trabalho apresentado em (SONG et al., 2016), esse mesmo modelo de rádio é utilizado em uma WSN composta por boias oceanográficas com múltiplos sensores submersos. A configuração do enlace é feita para ponto-multiponto e cada

nodo escravo envia cerca de 2.000 bytes a cada 10 minutos a uma taxa de 115 *kbps* para o módulo mestre. Este fato comprova a possibilidade de usar o rádio satisfatoriamente em uma taxa superior aos 9600 *kbps* utilizados no nosso trabalho e de expandir sua aplicação para operar em uma WSN. No entanto, o artigo não fornece nenhuma informação sobre a distância entre os nodos e módulo mestre, enquanto no nosso trabalho apresentamos uma comunicação bem sucedida a uma distância de quase 1km.

3.2.2 Observação de Indícios de Ressurgência

A região de Cabo Frio é afetada por intrusões de água fria originárias do afloramento da ACAS, composta por águas com temperaturas abaixo de 20°C. Devido a facilidade de acesso e à infraestrutura do IEAPM, bem como à influência da proximidade da região de ressurgência, a região marinha da Enseada dos Anjos se tornou um importante sítio de estudo em diversas áreas relacionadas à oceanografia e a biologia. Durante o período de 15 de março a 15 de agosto de 2018, o sistema desenvolvido neste trabalho foi testado no interior da Enseada, para avaliação de seu desempenho e possíveis medidas de aprimoramento. Na Figura 76 é apresentada a série completa de medidas que foram realizadas. Na configuração atual do sistema, foi possível monitorar e registrar parâmetros como o nível relativo do mar, temperatura ambiente e o perfil vertical da coluna d'água até 10 metros de profundidade. O período do outono, durante o final do mês de abril até o início de junho, foi marcado por alguns eventos de intrusões de água fria, enquanto no restante do período, durante o inverno, não houve a formação de gradientes térmicos.

Como pode ser observado nos gráficos da Figura 77, o nível relativo do mar teve amplitude de variação de cerca de 180 cm, com o maior valor (345,7 cm) ocorrendo em agosto e o menor (163,5 cm) em julho. O nível médio oscilou entre 253 e 263 cm. Tanto a temperatura ambiente quanto as temperaturas da coluna d'água acompanharam a mudança das estações, diminuindo suas amplitudes médias à medida que o inverno foi avançando. No mês de março, foram registradas as temperaturas mais altas. A temperatura ambiente teve seu valor médio declinando de 27,4 °C até chegar em 21,6 °C, durante o inverno. A temperatura mais alta registrada foi de 37,5 °C durante o mês de março enquanto no inverno foram registradas temperatura entre 18,2 e 18,6 °C.

As temperaturas médias na coluna d'água também acompanharam o comportamento da temperatura ambiente, registrando uma variação entre 24,6 e 26,4 °C no

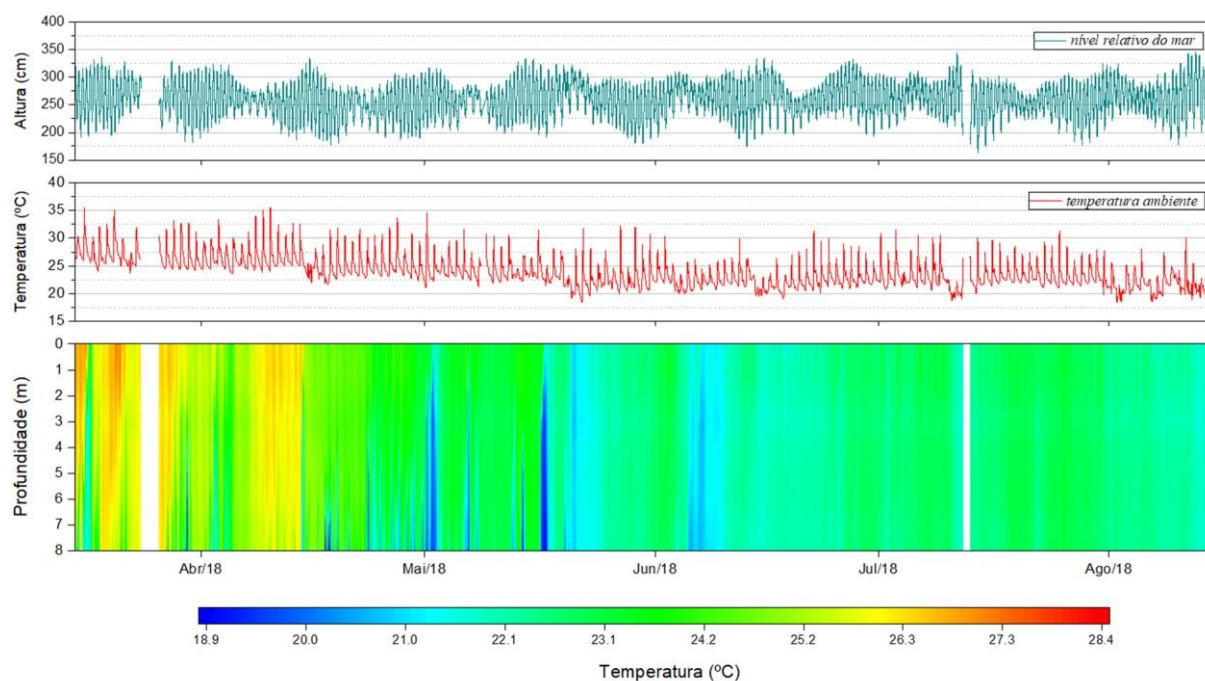


Figura 76 - Série completa do monitoramento dos parâmetros de nível do mar, temperatura ambiente e perfil vertical de temperatura realizada no ano de 2018.

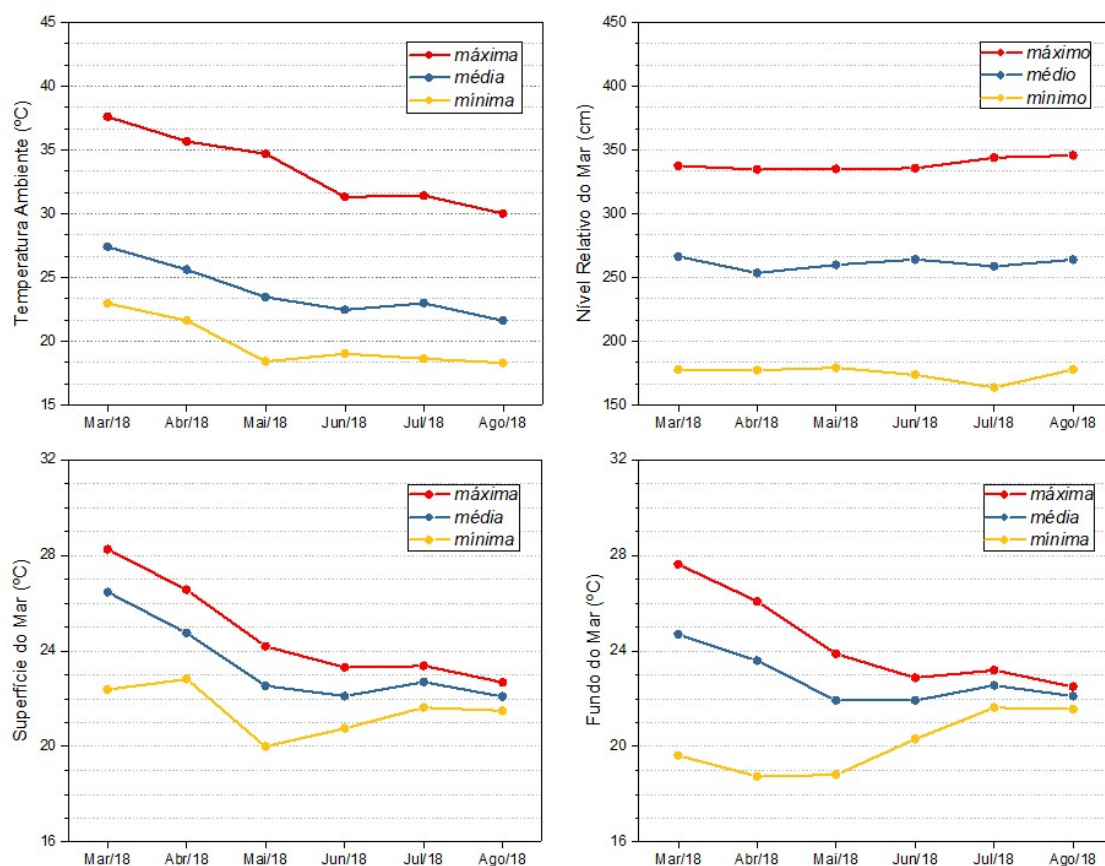


Figura 77 - Valores mensais máximos, mínimos e médios para temperatura ambiente, nível relativo do mar e temperatura da superfície e do fundo.

mês de março até chegarem a um valor de 22 °C em agosto. No entanto, durante os meses de abril e maio, a temperatura no fundo do mar chegou a registrar valores inferiores a 19 °C enquanto a temperatura na superfície foi superior a 20 °C, fornecendo indícios de intrusão de água fria. Em um estudo apresentado em (BONDARENKO; KININMONTH; KINGSFORD, 2007), relacionado a uma região influenciada por eventos de ressurgência, esses parâmetros de temperatura na superfície e temperatura no fundo também foram utilizados. Estudos anteriores comprovaram uma forte correlação entre a variação de temperatura e a concentração de nutrientes, resultando na variação do crescimento de organismos marinhos como o fitoplâncton. Desta forma, os termômetros foram configurados como alarmes, onde a variação de 1°C entre a superfície e o fundo sinalizava aos pesquisadores o momento de realizar as coletas de fitoplancton.

O ponto de monitoramento foi instalado próximo à praia, em uma região com pouca profundidade. Devido a existência de poucos estudos na região, poderia se deduzir que mesmo que a ACAS chegasse até o Porto do Forno, a coluna d'água já se encontraria misturada de forma homogênea e não haveria a formação de gradientes térmicos. No trabalho apresentado em (RAMOS, 2011), os modelos numéricos indicaram que a ACAS não chegaria em profundidades inferiores a 10 m. Segundo o autor, mesmo que a água fria entre na enseada pelo fundo, seja a partir do norte ou como também a partir do sul, o grande gradiente de profundidade dentro da enseada atuaria como uma barreira física para a ACAS. Desta forma as águas frias ficariam confinadas em profundidades de aproximadamente 30 m, nas proximidades da Ilha de Porcos e do norte da Ilha de Cabo Frio, enquanto a temperatura na superfície permaneceria entre 21 e 23 °C. No entanto, no trabalho apresentado em (CERNICCHIARO et al., 2013) foi observada uma estreita relação entre a componente meridional (norte-sul) do vento e a temperatura da água no mesmo local onde realizamos nossas medidas. A queda da temperatura ocorria quando o vento mudava para o sul, caracterizando a entrada de frentes frias, e foram registradas amplitudes inferiores à 20 °C na profundidade de 6 m. O mesmo comportamento foi observado durante os nossos testes. A utilização de uma cadeia de termômetros permitiu observar que a queda de temperatura não ocorre de forma homogênea na coluna d'água e que os gradientes térmicos se formaram em diferentes condições de regime de vento.

Para uma melhor compreensão dos dados obtidos, a variação de temperatura da coluna d'água foi comparada com os dados de vento coletados pela estação meteorológica A606 do Instituto Nacional de Meteorologia (INMET), localizada nas dependências do IEAPM a uma altitude de 3 metros. Na Figura 78 é possível observar que no dia 4 e início do dia 5 de maio, o

vento permaneceu constante na direção do quadrante nordeste (entre 045 e 090°). Este fato sugere uma condição favorável para que ocorra, externamente à Ilha de Cabo Frio, o transporte de Ekman, resultando em um possível deslocamento da parcela superficial da água em direção ao mar aberto e o consequente afloramento da ACAS. Na manhã do dia 5 de maio ocorreu uma mudança na direção do vento do quadrante nordeste para o quadrante sudoeste (entre 180 e 270°), o que normalmente caracteriza a entrada de uma frente fria, tal como descrito em (CERNICCHIARO et al., 2013). Seguindo a mudança da direção do vento, a temperatura da coluna d'água decresceu nas profundidades mais baixas, indicando que a ACAS poderia estar entrando pela entrada sul da Enseada, conhecida como Boqueirão, chegando quase até a superfície. Na parte direita da Figura 78 é possível observar a variação dos perfis de temperatura, formando gradientes térmicos com diferença de temperatura de até 3 °C entre a superfície e o fundo. A água fria permaneceu confinada abaixo da superfície por períodos superiores a 4 horas seguidas.

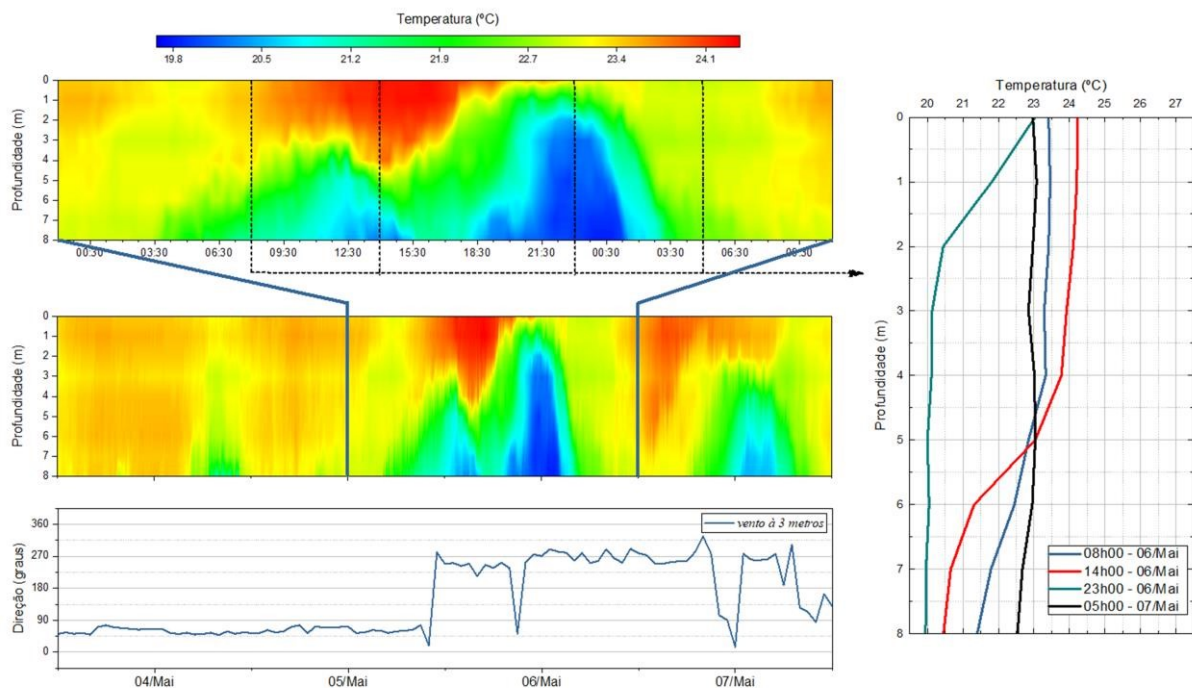


Figura 78 - Série de temperatura da coluna d'água destacando a intrusão de água fria acompanhada pela mudança da direção do vento.

A intrusão de água fria também foi registrada em outra situação de regime de vento. Na Figura 79 é possível observar a persistência da direção do vento no quadrante nordeste por cerca de 6 dias seguidos. Nesse período não foi registrada nenhuma variação da direção do vento compatível com a entrada de uma frente fria.

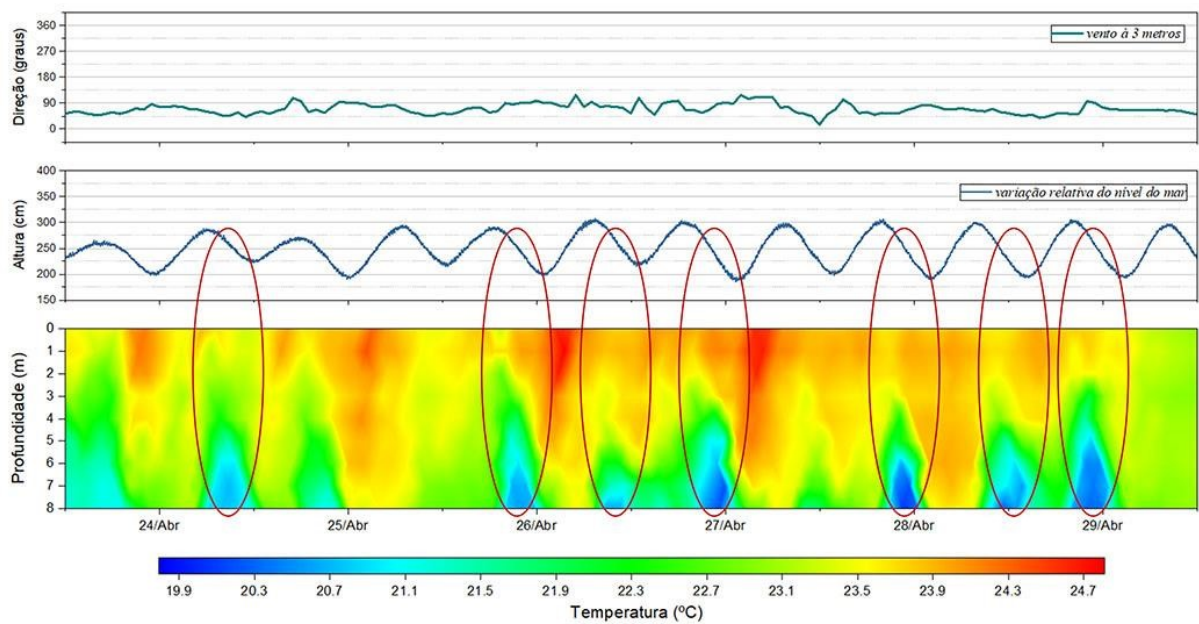


Figura 79 - Série de temperatura da coluna d'água destacando a intrusão de água fria acompanhada pela variação relativa do nível do mar.

No entanto também ocorreu intrusão de água fria nas profundidades mais baixas. Conforme descrito em (RAMOS, 2011), a ocorrência de regime de vento favorável ao fenômeno da ressurgência pode confinar a ACAS entre 30 a 15 m de profundidade no acesso norte da Enseada dos Anjos. Apesar do trabalho sugerir que essa água não venceria a barreira imposta pelo gradiente de profundidade que ocorre até o Porto do Forno, observamos que intrusão de água fria nas profundidades mais baixas da enseada poderia ser explicada pela variação de maré. Como pode ser observado na Figura 79, a temperatura decresceu no início da maré vazante, voltando a aumentar no início da enchente. A água fria chegou quase à metade da coluna d'água em algumas ocasiões, permanecendo confinada abaixo da superfície por períodos de até 6 horas. Estes fenômenos observados corroboram com os resultados apresentados em (CERNICCHIARO et al., 2013) e contribuem com a informação completa da coluna d'água, que não estava disponível naquele trabalho.

A formação de um gradiente térmico persistente por horas é uma importante informação para compreender os fenômenos relacionados a propagação acústica, que é tão dependente do perfil da velocidade do som. Experimentos de comunicação submarina realizados no Boqueirão (CALAZAN et al., 2019; F.B.LOUZA et al., 2019) já evidenciaram o impacto da intrusão de água fria. O conhecimento desta informação e a possibilidade de monitorar permanentemente a dinâmica da circulação no interior da Enseada pode contribuir como uma ferramenta estratégica nos estudos realizados pelo IEAPM.

CONCLUSÃO

Neste trabalho descrevemos uma proposta de plataforma para monitoramento marinho aplicado a regiões costeiras. Neste contexto foi desenvolvido um sistema remoto próprio, baseado em sensores industriais, capaz de monitorar em tempo real e de forma contínua parâmetros físicos do mar adjacente à cidade de Arraial do Cabo-RJ. Para alcançar este objetivo foi estudado a arquitetura típica de sistemas utilizados em boias oceanográficas e fundeios costeiros e buscou-se preencher requisitos essenciais para que o sistema pudesse ser operado de forma isolada ou facilmente adaptado como um nodo integrado a uma rede de sensores sem fio.

Todo o projeto foi baseado na integração de quatro subsistemas especiais. Foi desenvolvido um módulo de alimentação com energia mantida por meio de baterias carregadas via painel solar, um módulo de processamento e controle dos sensores, um módulo de sensoramento e um importante módulo de telemetria, permitindo que os dados fossem enviados em tempo real a partir de localidades remotas.

Para o módulo de processamento foi desenvolvido um sistema embarcado em um microcontrolador capaz de realizar a interface com sensores variados, controlar a frequência de aquisição, processar as medidas e enviar os dados em tempo real para um subsistema de telemetria por rádio frequência. O *firmware* foi desenvolvido em Linguagem C de programação visando a portabilidade para outros microcontroladores. Foram utilizados diversos recursos de circuito elétricos que o microcontrolador pode oferecer como temporizadores, interfaces seriais e portas digitais de propósito geral. Para aumentar a robustez e a resistência a falhas, cuidados especiais foram tomados como a implementação de temporizador *watchdog*.

Entre os parâmetros físicos de interesse a temperatura foi escolhida como ponto de partida. Transdutores industriais foram escolhidos como uma alternativa economicamente viável para cobrir uma extensa área costeira. Para tirar proveito de toda a capacidade que os termômetros dispõem buscou-se implementar uma metodologia de calibração aliada a um

arranjo experimental de equipamentos tipicamente encontrados em laboratórios científicos. Tais equipamentos foram configurados de forma a atender as orientações contidas nas principais normas de metrologia. As leituras dos sensores foram comparadas em 9 pontos dentro da faixa de calibração do termômetro utilizado como de referência. As correções encontradas para cada sensor foram ajustadas em curvas que apresentaram um coeficiente de determinação superior a 0,96. O processo de avaliação de incerteza resultou em um valor final de $\pm 0,1$ °C, entre a faixa de 10 e 50 °C, enquanto o valor esperado era $\pm 0,5$ °C em toda a faixa de medição.

A capacidade de integração com novos equipamentos foi posta à prova ao se implementar uma solução de comunicação com o sistema de monitoramento do nível do mar que já era operado no local dos testes. Durante os testes de campo foi evidenciado a estabilidade do enlace rádio utilizado com raras falhas de comunicação. Este desempenho positivo se sobrepôs ao fato de o sistema desenvolvido não ter ainda a facilidade de memória local.

Instalado no interior da Enseada dos Anjos, o sistema foi capaz de registrar intrusões de água fria chegando quase à superfície e a formação de gradientes térmicos acompanhando a variação da maré. A comparação dos registros feitos no interior da enseada com a observação dos processos que ocorrem afastados da costa servirá de ferramenta para entender como estes processos podem ser previstos e/ou influenciar a dinâmica oceânica no interior da enseada.

A infraestrutura oferecida pelo local de instalação da estação maregráfica, comparável à de uma boia mete-oceanográfica, permite o desenvolvimento contínuo e testes de campo de novos sistemas de medição aplicados a fundeios oceanográficos. Os sistemas instalados não sofrem o efeito de ondas e não necessita de embarcação para sua manutenção. O acesso é feito por terra e o local possui compartimento de proteção para os equipamentos, possibilidade de fixação de painéis solares, além de permitir o lançamento de sensores diretamente pelo piso do compartimento.

As perspectivas de trabalhos futuros incluem a montagem de um novo arranjo de sensores para monitorar a salinidade e a paisagem acústica. Pretende-se também implementar um dispositivo de memória para armazenamento local dos dados como redundância para o caso de inoperância da estação remota e/ou ocorrência de alguma sombra que venha interferir na transmissão RF.

A capacidade demonstrada por este sistema de monitoramento de temperatura de uma coluna d'água possibilita melhor compreensão dos fenômenos oceanográficos e sua possível influência na atmosfera e na biota. O gradiente de temperatura, associado ao o

monitoramento da maré e dos ventos na região permitirá distinguir a contribuição isolada de cada força geradora de corrente marinha.

BIBLIOGRAFIA

ABNT. **NBR 13773 - Termorresistência Industrial de Platina - Requisitos e Métodos de Ensaio**. Rio de Janeiro: [s.n.].

ABNT. **NBR 14610:2000 - Indicador de temperatura com sensor - Calibração por comparação com instrumento padrão**. [s.l: s.n.].

ABNT. **NBR 15854 - Banho do Ponto do Gelo - Preparação, Conservação e uso como uma Temperatura de Referência**. Rio de Janeiro: [s.n.].

ABNT. **NIT-DICLA-021 Expressão da Incerteza de Medição por Laboratórios de Calibração**. [s.l: s.n.].

ABRAHAM, J. P. et al. A review of global ocean temperature observations: Implications for ocean heat content estimates and climate change. **Reviews of Geophysics**, v. 51, n. 3, p. 450–483, 1 set. 2013.

AGILENT. **Service Guide Multimeter Agilent 34401A**. [s.l: s.n.].

AKBARI, E. et al. A Review of Ocean/Sea Subsurface Water Temperature Studies from Remote Sensing and Non-Remote Sensing Methods. **Water**, v. 9, n. 12, p. 936, 14 dez. 2017.

ANALOGICA. **Nota Técnica 004 - Preparação e Uso de Banho de Gelo em Atividades de Calibração**. [s.l: s.n.].

ANASTASI, G. et al. Energy conservation in wireless sensor networks: A survey. **Ad Hoc Networks**, v. 7, n. 3, p. 537–568, 1 maio 2009.

ATMEL. **8-bit AVR Microcontrollers Atmel-41719C-ATmega1284P Datasheet Complete**. [s.l.] Microchip, 2016. Disponível em:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-42719-ATmega1284P_Datasheet.pdf>.

BAILEY, K. et al. Coastal Mooring Observing Networks and Their Data Products: Recommendations for the Next Decade. **Frontiers in Marine Science**, v. 6, p. 180, 5 abr. 2019.

BASICS, C. **Basics of UART Communication**. Disponível em:
<<http://www.circuitbasics.com/basics-uart-communication/>>. Acesso em: 3 out. 2019.

BIPM. **Guide on Secondary Thermometry - Specialized Fixed Points above 0 °C.** [s.l: s.n.].

BLUM, J. **Explorando o Arduino: Técnicas e Ferramentas Mágicas de Engenharia.** 1ª ed. Rio de Janeiro: Alta Books, 2016.

BOLTON, W. **Programmable Logic Controllers.** 4ª ed. [s.l.] Elsevier, 2006.

BONDARENKO, O.; KININMONTH, S.; KINGSFORD, M. **Underwater Sensor Networks, Oceanography and Plankton Assemblages.** 2007 3rd International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information. **Anais...IEEE**, 2007Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4496921/>>. Acesso em: 24 set. 2019

BRI, D. et al. Real Deployments of Wireless Sensor Networks. **2009 Third International Conference on Sensor Technologies and Applications**, p. 415–423, jun. 2009.

CALADO, L. **Dinâmica da interação da atividade de meso-escala da Corrente do Brasil com o fenômeno da ressurgência costeira ao largo de Cabo Frio e Cabo de São Tomé, RJ.** [s.l.] USP, 2006.

CALADO, L. et al. Eddy-induced upwelling off Cape São Tomé (22°S, Brazil). **Continental Shelf Research**, v. 30, n. 10–11, p. 1181–1188, 15 jun. 2010.

CALADO, L.; C. PAULA, A.; A MATTOS, R. Aquisição de Dados Oceanográficos com Aeronave de Asa Rotativa (Projeto DOCAAR) = Ocean data acquisition with rotatory wing aircraft (DOCAAR Project). **Pesquisa Naval**, v. 1, p. 82–90, 1 jan. 2012.

CALAZAN, R. et al. **Upwelling effect on acoustic propagation in the Cabo Frio island bay.** Proceedings of 23rd International Congress on Acoustics. **Anais...Aachen**, Germany: 2019

CALLENDAR, H. L. On the Practical Measurement of Temperature: Experiments Made at the Cavendish Laboratory, Combridge. **Philosophical Transactions of the Royal Society of London. A**, v. 178, p. 161–230, 1887.

CAMPBELL. **Application Note 3RF-F: The Link Budget and Fade Margin.** [s.l.] Campbell Scientific, Inc, 2016.

CANDELLA, R. N.; PEREIRA, A. A.; OLIVEIRA, E. A. DE. Projeto SIODOC. **A Ressurgência**, p. 27–31, 2015.

CERNICCHIARO, G. et al. Desenvolvimento de um sensor para monitoramento de dados ambientais baseado em tecnologia de fibra óptica. **A Resurgência**, v. 7, p. 32–38, 1 jan. 2013.

CONSENTINO, F. B. **DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA INTEGRADO CONVERGENTE DE MONITORAMENTO DE SINAIS BIOMÉDICOS USANDO MICROCONTROLADORES DE 8 BITS**. [s.l.] Universidade Federal de Santa Catarina, 2013.

CRESSEY, D. **Ocean science goes deep**. Disponível em: <<https://www.nature.com/news/2009/091014/full/news.2009.990.html>>. Acesso em: 29 set. 2019.

DIN, A. S. et al. MALAYSIAN INTEGRATED OCEAN OBSERVATION SYSTEM (MIOOS) BUOY. **Jurnal Teknologi**, v. 74, n. 9, 21 jun. 2015.

EFY. **Microcontroller vs Microprocessor**. Disponível em: <<https://electronicsforu.com/resources/difference-between-microprocessor-and-microcontroller>>. Acesso em: 28 set. 2019.

ELECTRIL. **Anena Móvel Marítima CXMM900SA**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<http://www.electril.com/electril/catalogo/ref601.htm>>.

EURAMET cg-13 - Calibration of Temperature Block Calibrators. European Association of National Metrology Institutes (EURAMET). [s.l: s.n.].

F.B.LOUZA et al. **Communications and Biological Monitoring Experiment in an Upwelling Environment at Cabo Frio Island Bay**. MTS/IEEE/OES Oceans'2019. **Anais...**Marseille, France: 2019

FERRARINI, E.; TONDO, M. L.; LACERDA, T. S. **PLATAFORMA DIGITAL EMULADA EM TEMPO REAL**. [s.l.] Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011.

FRANCILLON, A.; CASTELLUCCIA, C. **Code injection attacks on harvard-architecture devices**. Proceedings of the 15th ACM conference on Computer and communications security - CCS '08. **Anais...**New York, New York, USA: ACM Press, 2008Disponível em: <<http://portal.acm.org/citation.cfm?doid=1455770.1455775>>. Acesso em: 28 set. 2019

FREEWAVE. **Data Sheet: FGR2 Series /FGR2 900 MHz Industrial Radio**. [s.l.] FreeWave Technologies, 2019.

- FULLERTON, B. et al. Design and analysis of an automated feed-buoy for submerged cages. **Aquacultural Engineering**, v. 32, n. 1, p. 95–111, 1 dez. 2004.
- GARCIA, C.; CIRANO, M. **SiMCosta - Sistema de Monitoramento da Costa Brasileira**. II Workshop Brasileiro de Mudanças Climáticas em Zonas Costeiras. **Anais...**Salvador - BA: 2011
- GONÇALVES, G. A. DE A.; REQUIÃO, R.; KALID, R. **Desenvolvimento de software para a avaliação da incerteza de medição**. 6º Congresso Brasileiro de Metrologia. **Anais...**Salvador - BA: INMETRO, 2011Disponível em: <<https://repositorio.ufba.br/ri/handle/ri/3240>>
- GOOS-BRASIL. **GOOS-BRASIL**. Disponível em: <<http://www.goosbrasil.org/>>. Acesso em: 25 set. 2019.
- HERBET, R. A. G. **Registrador Multipropósito Modular para Monitoramento Remoto**. [s.l.] Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas, 2009.
- HETZEL, Y.; PATTIARATCHI, C.; MIHANOVIC, H. Exchange Flow Variability between Hypersaline Shark Bay and the Ocean. **Journal of Marine Science and Engineering**, v. 6, n. 2, p. 65, 1 jun. 2018.
- HILL, K. D.; STEELE, A. G. The International Temperature Scale: Past, Present, and Future. **NCSLI Measure**, v. 9, n. 1, p. 60–67, 12 mar. 2014.
- HUGO, D. et al. **Low-cost marine monitoring: From sensors to information delivery**. OCEANS'11 MTS/IEEE KONA. **Anais...**IEEE, set. 2011Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6106957/>>. Acesso em: 24 set. 2019
- IBGE. **Análise do Nível Médio do Mar nas Estações da Rede Maregráfica Permanente para Geodésia - RMPG**. [s.l.: s.n.].
- IBRAHIM, D. **Advanced PIC Microcontroller Projects in C**. [s.l.] Elsevier Ltd, 2008.
- IBRAHIM, D. UART Projects. In: **ARM-Based Microcontroller Projects Using Mbed**. [s.l.] Elsevier Ltd, 2019.
- IEAPM. **Histórico do IEAPM**. Disponível em: <<https://www.marinha.mil.br/ieapm/node/18>>. Acesso em: 10 fev. 2019.
- IEC. **IEC 60571 - Industrial Platinum Resistance Thermometers and Platinum**

Temperature Sensors. 2.0 ed. Geneva, Switzerland: International Electrotechnical Commission (IEC), 2008.

INMETRO. **Vocabulário Internacional de Termos de Metrologia Legal - VIM.** [s.l.] Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO), 2005.

INMETRO. **GUM 2008 - Guia para a expressão de incerteza de medição** Avaliação de dados de medição. [s.l: s.n.]. Disponível em:

<http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes_avulsas.asp>.

INMETRO. **Certificado de Calibração DIMCI 1466/2017 - Termômetro de Resistência de Platina.** [s.l: s.n.].

INMETRO. **DOQ-CGCRE-020 - Definição de Termos Utilizados nos Documentos Relacionados à Acreditação de Laboratórios, Produtores de Materiais de Referência e Provedores de Ensaio de Proficiência.** [s.l: s.n.].

INMETRO. **Rede Brasileira de Calibração.** Disponível em:

<<http://www.inmetro.gov.br/laboratorios/rbc/>>. Acesso em: 16 out. 2019b.

JOHNSON CONTROLS. **Manual Técnico Bateria Estacionária Freedom.** [s.l.] Jonson Controls, 2008.

JONES, D. O. B. et al. Autonomous marine environmental monitoring: Application in decommissioned oil fields. **Science of The Total Environment**, v. 668, p. 835–853, 10 jun. 2019.

LABFACILITY. **Self Adhesive Patch PT100 Sensor - Type PRT.** [s.l: s.n.]. Disponível em: <www.labfacility.com>.

LANEY, S. R. A General-Purpose Microcontroller-Based Framework for Integrating Oceanographic Sensors, Instruments, and Peripherals. **Journal of Atmospheric and Oceanic Technology**, v. 34, n. 2, p. 415–427, 15 fev. 2017.

LAPPONI, J. C. **Estatística usando Excel.** 4ª ed. [s.l.] Elsevier Ltd, 2005.

LEONTYEV, A. P. et al. A spatially distributed measuring complex for monitoring hydrophysical processes on the ocean shelf. **Instruments and Experimental Techniques**, v. 60, n. 1, p. 130–136, 28 jan. 2017.

LEWIS, G.; MERKEN, P.; VANDEWAL, M. Enhanced Accuracy of CMOS Smart

Temperature Sensors by Nonlinear Curvature Correction. **Sensors**, v. 18, n. 12, p. 4087, 22 nov. 2018.

LOPES, P. A. **Incerteza de Medições Para Ensaios Físico-Químicos**. 1^a ed. [s.l.] Autografia, 2017.

MAIA, L. P. et al. **The influence of upwelling in underwater communications of Cabo Frio island**. Underwater Acoustics Conf. (UACE'19). **Anais...Knossos - Greece: 2019**

MARTINS, M. A. F.; REQUIÃO, R.; KALID, R. **Correções de ordens superiores para a incerteza padrão combinada**. 6º Congresso Brasileiro de Metrologia. **Anais...Salvador - BA: INMETRO, 2011** Disponível em: <<https://repositorio.ufba.br/ri/handle/ri/3244>>

MAXIM. **Application Note 126 - 1-Wire Communication Through Software**. [s.l.] Maxim Integrated, 2002.

MAXIM INTEGRATED. **Application Note 208: Curve Fitting the Error of Bandgap-Based Digital Temperature Sensor**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/208>>. Acesso em: 16 set. 2019.

MAXIM INTEGRATED. **Guidelines for Reliable Long Line 1-Wire® Networks 1-Wire Network Topologies**. [s.l: s.n.].

MAXIM INTEGRATED. **Datasheet DS18B20**. [s.l: s.n.].

MAZIDI, M. A.; NAIMI, S.; NAIMI, S. **The AVR Microcontroller and Embedded Systems using Assembly and C**. [s.l.] Prentice-Hall, Inc., 2011.

MENDITTO, A.; PATRIARCA, M.; MAGNUSSON, B. Understanding the meaning of accuracy, trueness and precision. **Accreditation and Quality Assurance**, v. 12, n. 1, p. 45–47, 9 jan. 2007.

METAS. **Callendar + Van Dusen, Modelo de Medición para Termómetros de Resistencia** **La Guía MetAs**. Jalisco, México: La Guía MetAs, 2009. Disponível em: <<http://www.metas.com.mx/guiametas.html>>.

MEYER, V. R. Measurement uncertainty. **Journal of Chromatography A**, v. 1158, n. 1–2, p. 15–24, 27 jul. 2007.

MICROCHIP. **8-bit PIC® and AVR® Microcontrollers**. Disponível em:

<<https://www.microchip.com/design-centers/8-bit>>. Acesso em: 30 set. 2019.

MORNINGSTAR. **Datasheet SunSaver Solar Controller**. [s.l.] Morningstar Corporation, 2012.

NIVELCO. **Manual de Programação e Usuário EasyTREK SP-300**. [s.l.] NIVELCO Process Control Co., 2011.

NOAA. **Mooring information**. Disponível em:

<https://tao.ndbc.noaa.gov/proj_overview/mooring_ndbc.html#standard>. Acesso em: 4 out. 2019.

NOAA. **The Global Ocean Observing System (GOOS)**. Disponível em:

<<https://www.ncdc.noaa.gov/gosic/global-ocean-observing-system-goos>>. Acesso em: 4 out. 2019.

NOERGAARD, T. **Embedded Systems Architecture: A Comprehensive Guide for Engineers and Programmers**. [s.l.] Elsevier Inc., 2005.

NXP. **User Manual UM10204 I2C-bus specification and user manual**. [s.l.] NXP Semiconductors, 2014.

OGURI, V. **Métodos Estatísticos em Física Experimental**. 1ª ed. [s.l.] Livraria da Física, 2017.

OLIVEIRA, M. D. DE. **Calibração de medidas materializadas de comprimento utilizando um laser interferométrico de rastreamento automático e uma máquina de medição por coordenadas**. [s.l.] Universidade Federal de Santa Catarina, 2014.

ORLANDO, A. DE F. **Calibração de um Termômetro Pt-100 como Padrão de Trabalho de um Laboratório de Serviços Metrológicos**. Metrologia 2003 - Metrologia para a Vida. **Anais...**Recife, Pernambuco: Sociedade Brasileira de Metrologia (SBM), 2003

OUELLET JOBIN, V.; BEISNER, B. E. Deep chlorophyll maxima, spatial overlap and diversity in phytoplankton exposed to experimentally altered thermal stratification. **Journal of Plankton Research**, v. 36, n. 4, p. 933–942, 1 jul. 2014.

PECKOL, J. K. **Embedded Systems: A Contemporary Design Tool**. 2ª ed. [s.l.] John Wiley & Sons, Ltd, 2019.

PERTIJS, M. A. P.; HUIJSING, J. H. **PRECISION TEMPERATURE SENSORS IN**

CMOS TECHNOLOGY. [s.l.] Springer, 2006.

PIAU, D. DE B.; CARRIJO, G. A. Projeto de Dimensionamento de Enlace Radio. **Ciência & Engenharia**, p. 81–90, 2014.

PORTER, J. et al. Wireless Sensor Networks for Ecology. **BioScience**, v. 55, n. 7, p. 561–572, 1 jul. 2005.

PROJETO AZUL. **Projeto Azul - Apresentação.** Disponível em:
<<http://www.projetoazul.eco.br/>>. Acesso em: 4 out. 2019.

QUIMIS. **Minicatálogo Banho Ultratermoestático Microprocessado com Circulador Q214M2.** [s.l: s.n.]. Disponível em: <www.quimis.com.br>.

RAMOS, A. E. A. **Formação e evolução espaço-temporal da ressurgência de Cabo Frioitle.** [s.l.] Universidade Federal de Rio Grande, 2011.

RODRIGUES, R. R.; LORENZZETTI, J. A. A numerical study of the effects of bottom topography and coastline geometry on the Southeast Brazilian coastal upwelling. **Continental Shelf Research**, v. 21, n. 4, p. 371–394, mar. 2001.

SILVESTROVA, K. P.; ZATSEPIN, A. G.; MYSLENKOV, S. A. Coastal upwelling in the Gelendzhik area of the Black Sea: Effect of wind and dynamics. **Oceanology**, v. 57, n. 4, p. 469–477, 20 jul. 2017.

SMITH, W. A. **AVR Microcontrollers and Atmel Studio for C Programming with Arduino.** 1ª ed. [s.l.] Elektor, 2016.

SOLARWORLD. **Datasheet Sunmodule SW 50 poly RMA.** [s.l.] SolarWorld, 2011.

SONG, D. et al. Hardware design of a submerged buoy system based on electromagnetic inductive coupling. **MATEC Web of Conferences**, v. 75, p. 01001, 1 set. 2016.

SOURI, K. **Energy-Efficient Smart Temperature Sensors in CMOS Technology.** [s.l.] Ipskamp Printing, 2016.

SPARKFUN. **RS-232 vs. TTL Serial Communication.** Disponível em:
<<https://www.sparkfun.com/tutorials/215>>. Acesso em: 5 out. 2019.

TANENBAUM; AUSTIN. **Organização Estruturada de Computadores.** 6ª ed. [s.l.] Pearson, 2013.

TEXAS INSTRUMENTS. **IEEE Std 1149.1 (JTAG) Testability**. [s.l: s.n.].

TROWBRIDGE, J. et al. The Ocean Observatories Initiative. **Frontiers in Marine Science**, v. 6, p. 74, 4 mar. 2019.

UBIQUITI. **UBWA - UBIQUITI Broadband Wireless Admin Training Guide**. [s.l.] UBIQUITI Academy, 2018.

UNESCO. **The integrated, strategic design plan for the coastal ocean observations module of the Global Ocean Observing System GOOS Report No.125**. [s.l.] United Nations Educational, Scientific and Cultural Organization (UNESCO), 2003.

VENKATESAN, R. et al. Coastal Observation by Moored Buoy System in Indian Region. **The Journal of Ocean Technology**, v. 13, n. N°1, p. 52–70, 2018a.

VENKATESAN, R. et al. Best Practices for the Ocean Moored Observatories. **Frontiers in Marine Science**, v. 5, p. 469, 20 dez. 2018b.

VUOLO, J. H. **Fundamento da Teoria dos Erros**. 2^a ed. [s.l.] Edgar Blücher, 2015.

WALTER, R. K. et al. Coastal upwelling seasonality and variability of temperature and chlorophyll in a small coastal embayment. **Continental Shelf Research**, v. 154, p. 9–18, 15 fev. 2018.

WATT, A. J. et al. Wireless Sensor Networks for monitoring underwater sediment transport. **Science of The Total Environment**, v. 667, p. 160–165, 1 jun. 2019.

WIKIPEDIA. **JTAG**. Disponível em: <<https://en.wikipedia.org/wiki/JTAG>>. Acesso em: 30 set. 2019.

WILMSHURST, T. **Designing Embedded Systems with PIC Microcontrollers: Principles and Applicaions**. 1^a ed. [s.l.] Newnes, 2007.

WISNIAK, J. Hugh Longbourne Callendar. **Educación Química**, v. 23, n. 3, p. 396–404, 1 jul. 2012.

WOODSON, C. B. et al. Local diurnal upwelling driven by sea breezes in northern Monterey Bay. **Continental Shelf Research**, v. 27, n. 18, p. 2289–2302, 1 nov. 2007.

XU, G. et al. Internet of Things in Marine Environment Monitoring: A Review. **Sensors**, v. 19, n. 7, p. 1711, 10 abr. 2019.

YADAV, S. et al. Least squares best fit line method for the evaluation of measurement uncertainty with electromechanical transducers (EMT) with Electrical Outputs (EO). **MAPAN**, v. 25, n. 2, p. 97–106, 12 jun. 2010.

APÊNDICE A – Produção Científica

Lopes, M. V. R., Candella, R. N. e Cernicchiaro, G. (submetido em 2019) “Calibração de Sensores de Temperatura de Circuito Integrado para Fundeios em Águas Rasas”, *Notas Técnicas do CBPF*.

Resumo: Um sistema medição da temperatura do oceano com exatidão elevada é fundamental para um melhor conhecimento da variabilidade temporal da estratificação térmica das camadas de água. O custo dos sistemas comerciais disponíveis no mercado apresenta uma grande barreira para a manutenção de uma série contínua de dados. O crescente desenvolvimento de sensores construídos em circuitos integrados surge como uma alternativa economicamente viável para estudos de fenômenos costeiros. Neste trabalho são apresentados o arranjo experimental e a metodologia de calibração utilizada no desenvolvimento de cadeias de termômetros industriais aplicadas à fundeios oceanográficos em águas rasas. Os equipamentos utilizados foram adaptados para atender os requisitos descritos nas principais normas de metrologia e orientações para laboratórios de calibração. Os resultados demonstram um ganho em exatidão superior em relação aos dados de calibração de fábrica.

Lopes, M. V. R., Candella, R. N. e Cernicchiaro, G. (2018) “Desenvolvimento de um Sistema de Monitoramento de Gradiente Térmico Costeiro”, *Congresso Brasileiro de Automática 2018*. doi:10.20906/CPS/CBA2018-0898

Resumo: Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de um protótipo de medidas de gradiente térmico utilizando uma cadeia de termômetros para monitoramento contínuo e em tempo real da coluna d'água em uma região costeira. A cadeia de termômetros se estende verticalmente até o fundo do mar, fundeada em uma poita, e permite a leitura simultânea de 8 temperaturas. O número de sensores é expansível e o dispositivo se apresenta robusto, de baixo custo e baixo consumo. Os dados de temperatura são processados por um microcontrolador e enviados via rádio modem para uma estação remota de controle e registro a quase 1 km de distância. Os testes foram realizados na Enseada dos Anjos, Arraial do Cabo, RJ. Esta é uma localização com características peculiares e um dos principais pontos de ressurgência no litoral do Brasil. A tecnologia desenvolvida e a integração dos sensores com as estações de

monitoramento meteorológicas existentes fornecem uma ferramenta estratégica para estudos oceanográficos.

Barmak, R., Lopes, M. V. R., De Oliveira, L. S. C. A., São Thiago, P., Vandermon, Dos Santos, F. e Cernicchiaro, G. (2017) “Underwater Locator Beacon signal propagation on tropical waters”, *Rio Acousticsn 2017*. doi: 10.1109/RIOAcoustics.2017.8349738

Abstract:. In the last 12 years, about 16 crashes involving commercial aircraft have ended in sea-crashes and dozens of maritime accidents resulting in sunken vessels occur every year. At the instant the aircraft Flight Data Recorder (FDR), or the ship Voyage Data Recorder (VDR), comes in contact with water, a locating device called ULB (Underwater Locator Beacon) starts a continuous emission of acoustic signals, or pings, for a minimum period of 30 days. After the crash of the Air France 447, in 2009, a discussion began about the effectiveness of the pingers in assisting in the location of "black boxes" and whether they should undergo some kind of modification to improve its capabilities. In order to understand the propagation of the pulses emitted by the ULBs in regions of past accidents, two fundamental aspects of the irradiated signal quality are analyzed: the components and specifications of pingers used in "black boxes" – as for example the acoustic intensity and the emitted waveform shape – and the physical characteristics of the medium and in what form it influences in the transmission of the pulses during its propagation by the ocean. This work has as main objective to contribute to the quantification of the detection capability of ULBs emitted pings in different scenarios /configurations and hopefully being able to clarify major issues regarding ULBs signal propagation assisting in the improvement of search and rescue (SAR) operational methodologies and in the development of "black box" acoustic signals detection instruments.

APÊNDICE B – Solução da Regressão por Matrizes

O sistema de equações lineares desenvolvido durante o processo de regressão linear para um polinômio de segunda ordem pode ser representado na forma matricial por

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n 1 & \sum_{i=1}^n t_i & \sum_{i=1}^n t_i^2 \\ \sum_{i=1}^n t_i & \sum_{i=1}^n t_i^2 & \sum_{i=1}^n t_i^3 \\ \sum_{i=1}^n t_i^2 & \sum_{i=1}^n t_i^3 & \sum_{i=1}^n t_i^4 \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n 1c_i \\ \sum_{i=1}^n t_i c_i \\ \sum_{i=1}^n t_i^2 c_i \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}}$$

$$\mathbf{MA} = \mathbf{C}$$

A solução para os coeficientes da matriz $\mathbf{A}$ é apresentada em (YADAV et al., 2010) na forma de:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^4 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^3 \right)^2 & \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^3 - \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^4 & \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^3 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 \\ \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^3 - \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^4 & n \sum_{i=1}^n t_i^4 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 & \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^2 - n \sum_{i=1}^n t_i^3 \\ \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^3 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 & \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^2 - n \sum_{i=1}^n t_i^3 & n \sum_{i=1}^n t_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n t_i \right)^2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}^{-1}} \underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n 1c_i \\ \sum_{i=1}^n t_i c_i \\ \sum_{i=1}^n t_i^2 c_i \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{C}$$

onde $\mathbf{M}^{-1}$ é a matriz inversa da matriz $\mathbf{M}$, calculada pela divisão da matriz dos cofatores de $\mathbf{M}$ pelo seu determinante D :

$$D = n \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^4 + 2 \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^3 - n \left(\sum_{i=1}^n t_i^3 \right)^2 - \left(\sum_{i=1}^n t_i \right)^2 \sum_{i=1}^n t_i^4 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^3$$

Os elementos da matriz $\mathbf{A}$ são calculados por:

$$\left\{ \begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{D} \left[\sum_{i=1}^n c_i \left\{ \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^4 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^3 \right)^2 \right\} + \sum_{i=1}^n t_i c_i \left\{ \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^3 - \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^4 \right\} + \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=1}^n t_i^2 c_i \left\{ \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^3 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 \right\} \right] \\ a_2 &= \frac{1}{D} \left[\sum_{i=1}^n c_i \left\{ \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^3 - \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^4 \right\} + \sum_{i=1}^n t_i c_i \left\{ n \sum_{i=1}^n t_i^4 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 \right\} + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^n t_i^2 c_i \left\{ \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^2 - n \sum_{i=1}^n t_i^3 \right\} \right] \\ a_3 &= \frac{1}{D} \left[\sum_{i=1}^n c_i \left\{ \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^3 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 \right\} + \sum_{i=1}^n t_i c_i \left\{ \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^2 - n \sum_{i=1}^n t_i^3 \right\} + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^n t_i^2 c_i \left\{ n \sum_{i=1}^n t_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n t_i \right)^2 \right\} \right] \end{aligned} \right.$$

Finalmente, a variância de cada coeficiente e a covariância entre eles, par a par, podem ser obtidas a partir da multiplicação da matriz inversa M^{-1} por s^2 , resultando na matriz de variância covariância:

$$[V(A)] = s^2 \frac{1}{D} \underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^4 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^3 \right)^2 & \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^3 - \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^4 & \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^3 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 \\ \sum_{i=1}^n t_i^2 \sum_{i=1}^n t_i^3 - \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^4 & n \sum_{i=1}^n t_i^4 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 & \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^2 - n \sum_{i=1}^n t_i^3 \\ \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^3 - \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right)^2 & \sum_{i=1}^n t_i \sum_{i=1}^n t_i^2 - n \sum_{i=1}^n t_i^3 & n \sum_{i=1}^n t_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n t_i \right)^2 \end{bmatrix}}_{M^{-1}}$$

onde s^2 é expresso pela soma dos quadrados dos erros residuais dividida pelo número de graus de liberdade:

$$s^2 = \frac{\sum_{i=1}^n [c_i - (a_1 + a_2 t_i + a_3 t_i^2)]^2}{n - 3}$$

APÊNDICE C – Registro de Calibração dos Termômetros

Nas tabelas e figuras a seguir são apresentados os resultados da calibração dos 11 sensores utilizados na cadeia de termômetros onde a incerteza expandida da medição U é declarada como a incerteza padrão combinada u_c , multiplicada pelo fator de abrangência k , o qual corresponde a uma probabilidade de abrangência de 95,45%.

Tabela 17 - Resultado da calibração do Termômetro 1.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,237	-0,046	0,030	0,018	0,014	0,037	2,01	0,074
15,1254	15,121	0,017	0,030	0,018	0,014	0,038	2,01	0,076
20,145	20,076	0,076	0,031	0,018	0,014	0,038	2,01	0,076
24,488	24,354	0,117	0,034	0,018	0,014	0,041	2,01	0,082
30,172	30,006	0,160	0,035	0,018	0,014	0,041	2,01	0,082
35,144	34,951	0,190	0,035	0,018	0,014	0,042	2,01	0,084
40,120	39,934	0,209	0,033	0,018	0,014	0,040	2,01	0,080
45,193	44,967	0,218	0,041	0,018	0,014	0,046	2,00	0,092
50,402	50,180	0,219	0,041	0,018	0,014	0,047	2,00	0,094

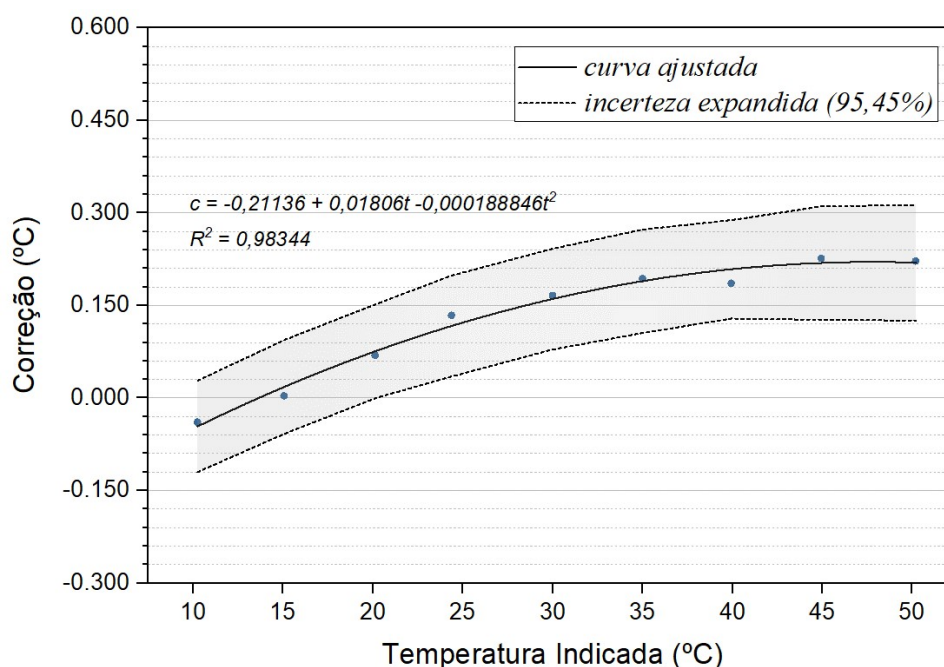


Figura 80 – Curva de correção do Termômetro 1.

Tabela 18 - Resultado da calibração do Termômetro 2.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,176	0,017	0,030	0,018	0,018	0,039	2,02	0,079
15,1254	15,055	0,086	0,030	0,018	0,018	0,040	2,02	0,079
20,145	20,002	0,150	0,031	0,018	0,018	0,040	2,02	0,080
24,488	24,257	0,196	0,034	0,018	0,018	0,043	2,01	0,086
30,172	29,939	0,244	0,035	0,018	0,018	0,043	2,01	0,086
35,144	34,872	0,278	0,035	0,018	0,018	0,044	2,01	0,087
40,120	39,826	0,300	0,033	0,018	0,018	0,042	2,01	0,084
45,193	44,880	0,314	0,041	0,018	0,018	0,048	2,01	0,096
50,402	50,077	0,329	0,041	0,018	0,018	0,048	2,01	0,097

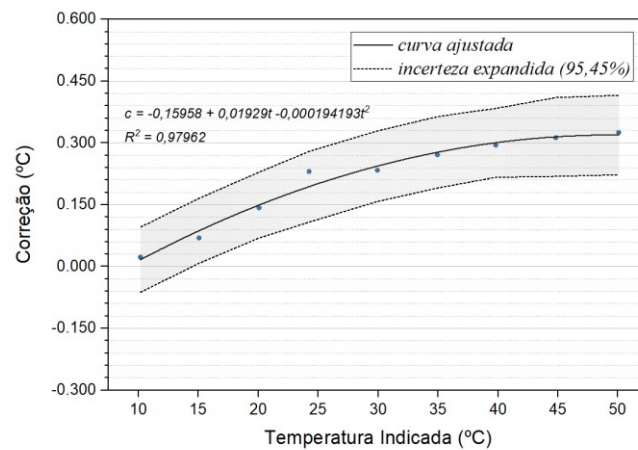


Figura 81 – Curva de correção do Termômetro 2.

Tabela 19 - Resultado da calibração do Termômetro 3.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,076	0,119	0,030	0,019	0,013	0,038	2,01	0,075
15,1254	14,943	0,182	0,030	0,019	0,013	0,038	2,01	0,076
20,145	19,907	0,240	0,031	0,019	0,013	0,038	2,01	0,077
24,488	24,203	0,280	0,034	0,019	0,013	0,041	2,00	0,082
30,172	29,868	0,323	0,035	0,019	0,013	0,042	2,00	0,083
35,144	34,785	0,351	0,035	0,019	0,013	0,042	2,00	0,084
40,120	39,752	0,369	0,033	0,019	0,013	0,040	2,00	0,080
45,193	44,794	0,378	0,041	0,019	0,013	0,047	2,00	0,093
50,402	50,036	0,378	0,041	0,019	0,013	0,047	2,00	0,094

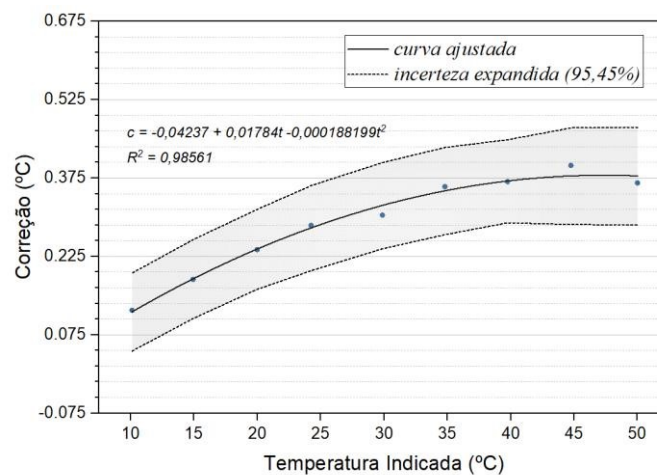


Figura 82 – Curva de correção do Termômetro 3.

Tabela 20 - Resultado da calibração do Termômetro 4.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,274	-0,077	0,030	0,018	0,013	0,037	2,01	0,074
15,1254	15,127	-0,004	0,030	0,018	0,013	0,038	2,01	0,075
20,145	20,080	0,065	0,031	0,018	0,013	0,038	2,01	0,076
24,488	24,373	0,118	0,034	0,018	0,013	0,041	2,00	0,081
30,172	29,998	0,181	0,035	0,018	0,013	0,041	2,00	0,082
35,144	34,900	0,229	0,035	0,018	0,018	0,042	2,00	0,083
40,120	39,868	0,269	0,033	0,018	0,013	0,040	2,00	0,080
45,193	44,871	0,302	0,041	0,018	0,013	0,047	2,00	0,093
50,402	50,079	0,331	0,041	0,018	0,013	0,047	2,00	0,093

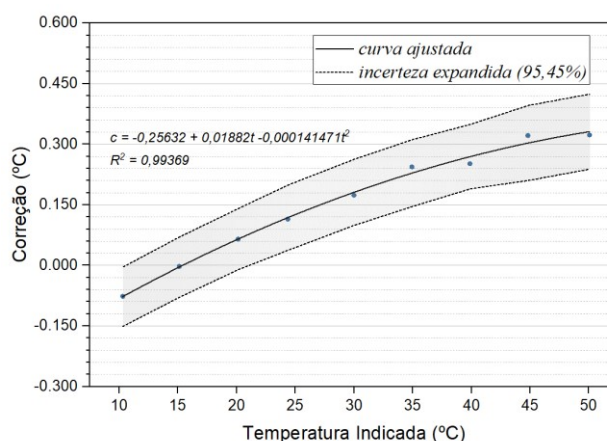


Figura 83 – Curva de correção do Termômetro 4.

Tabela 21 - Resultado da calibração do Termômetro 5.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,128	0,070	0,030	0,018	0,010	0,037	2,00	0,073
15,1254	15,003	0,128	0,030	0,018	0,010	0,037	2,00	0,073
20,145	19,960	0,181	0,031	0,019	0,010	0,037	2,00	0,075
24,488	24,252	0,219	0,034	0,018	0,010	0,040	2,00	0,080
30,172	29,927	0,261	0,035	0,019	0,010	0,041	2,00	0,081
35,144	34,848	0,291	0,035	0,019	0,010	0,041	2,00	0,082
40,120	39,813	0,311	0,033	0,018	0,010	0,039	2,00	0,078
45,193	44,868	0,325	0,041	0,019	0,010	0,046	2,00	0,092
50,402	50,069	0,331	0,041	0,018	0,010	0,046	2,00	0,092

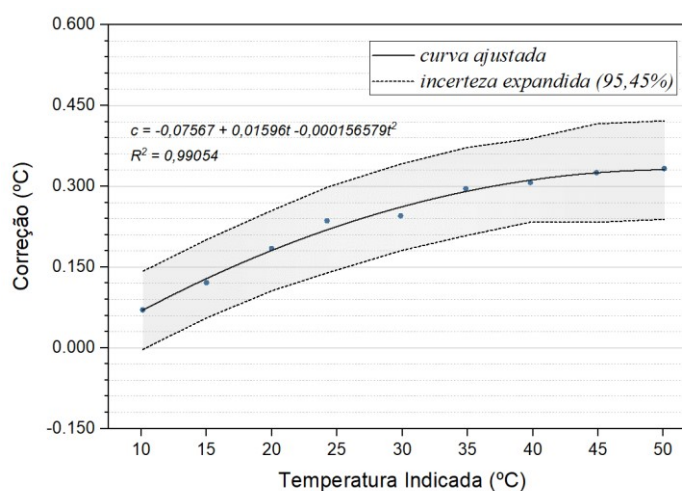


Figura 84 – Curva de correção do Termômetro 5.

Tabela 22 - Resultado da calibração do Termômetro 6.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,185	0,011	0,030	0,018	0,012	0,037	2,00	0,073
15,1254	15,061	0,071	0,030	0,018	0,012	0,037	2,00	0,074
20,145	20,019	0,127	0,031	0,018	0,012	0,038	2,00	0,075
24,488	24,308	0,169	0,034	0,018	0,012	0,040	2,00	0,080
30,172	29,948	0,217	0,035	0,018	0,012	0,041	2,00	0,081
35,144	34,886	0,255	0,035	0,018	0,012	0,041	2,00	0,082
40,120	39,859	0,284	0,033	0,018	0,012	0,040	2,00	0,079
45,193	44,881	0,307	0,041	0,018	0,012	0,046	2,00	0,092
50,402	50,069	0,327	0,041	0,018	0,012	0,046	2,00	0,093

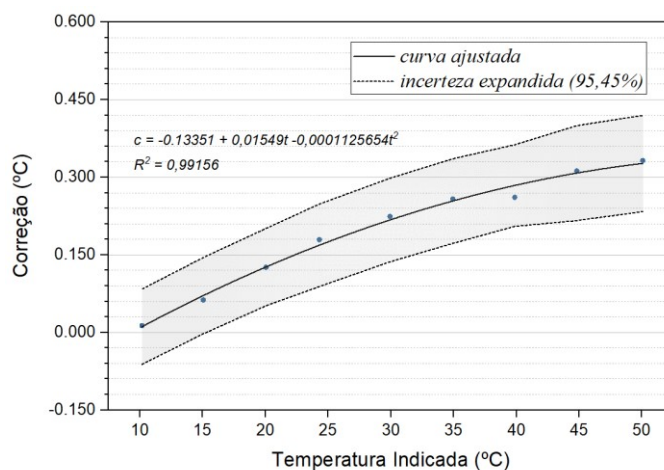


Figura 85 – Curva de correção do Termômetro 6.

Tabela 23 - Resultado da calibração do Termômetro 7.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,370	-0,181	0,030	0,018	0,009	0,036	2,00	0,072
15,1254	15,249	-0,116	0,030	0,018	0,009	0,036	2,00	0,072
20,145	20,204	-0,056	0,031	0,019	0,009	0,037	2,00	0,074
24,488	24,500	-0,013	0,034	0,018	0,009	0,040	2,00	0,079
30,172	30,131	0,037	0,035	0,019	0,009	0,040	2,00	0,080
35,144	35,077	0,073	0,035	0,019	0,009	0,041	2,00	0,081
40,120	40,020	0,101	0,033	0,018	0,009	0,039	2,00	0,078
45,193	45,059	0,119	0,041	0,019	0,009	0,046	2,00	0,091
50,402	50,278	0,132	0,041	0,018	0,009	0,046	2,00	0,092

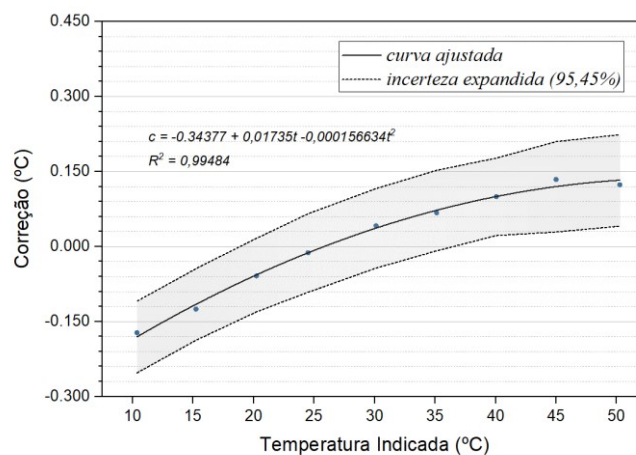


Figura 86 – Curva de correção do Termômetro 7.

Tabela 24 - Resultado da calibração do Termômetro 8.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,191	0,009	0,030	0,018	0,012	0,037	2,00	0,074
15,1254	15,065	0,065	0,030	0,018	0,012	0,037	2,00	0,074
20,145	20,028	0,115	0,031	0,018	0,012	0,038	2,00	0,075
24,488	24,312	0,152	0,034	0,018	0,012	0,041	2,00	0,081
30,172	29,995	0,194	0,035	0,018	0,012	0,041	2,00	0,082
35,144	34,922	0,224	0,035	0,018	0,012	0,041	2,00	0,083
40,120	39,878	0,245	0,033	0,018	0,012	0,040	2,00	0,079
45,193	44,933	0,261	0,041	0,018	0,012	0,046	2,00	0,092
50,402	50,127	0,270	0,041	0,018	0,012	0,047	2,00	0,093

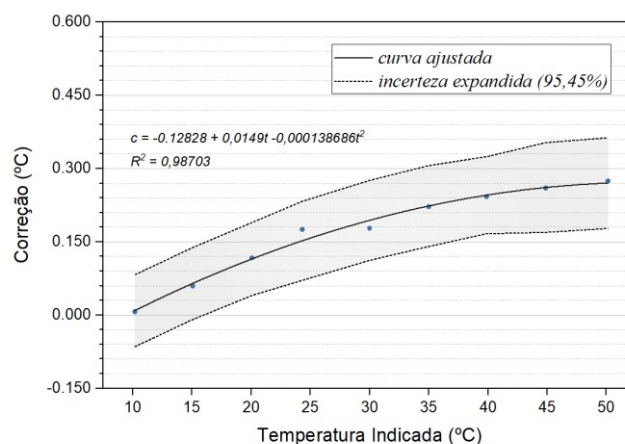


Figura 87 – Curva de correção do Termômetro 8.

Tabela 25 - Resultado da calibração do Termômetro 9.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,105	0,092	0,030	0,019	0,009	0,036	2,00	0,072
15,1254	15,005	0,119	0,030	0,019	0,009	0,037	2,00	0,073
20,145	20,004	0,146	0,031	0,019	0,009	0,037	2,00	0,074
24,488	24,307	0,167	0,034	0,019	0,009	0,040	2,00	0,080
30,172	29,995	0,193	0,035	0,019	0,009	0,040	2,00	0,080
35,144	34,930	0,214	0,035	0,019	0,009	0,041	2,00	0,081
40,120	39,881	0,232	0,033	0,019	0,009	0,039	2,00	0,078
45,193	44,942	0,248	0,041	0,019	0,009	0,046	2,00	0,091
50,402	50,142	0,263	0,041	0,019	0,009	0,046	2,00	0,092

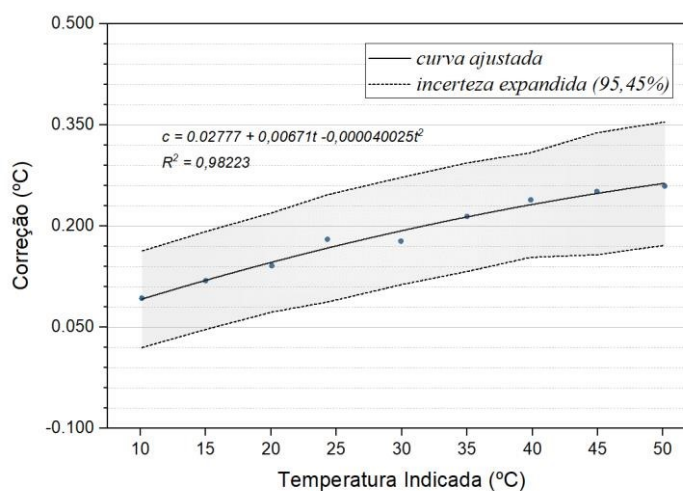


Figura 88 – Curva de correção do Termômetro 9.

Tabela 26 - Resultado da calibração do Termômetro 10.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,162	0,033	0,030	0,018	0,014	0,038	2,01	0,075
15,1254	15,059	0,077	0,030	0,018	0,014	0,038	2,01	0,076
20,145	20,028	0,118	0,031	0,018	0,014	0,039	2,01	0,077
24,488	24,320	0,146	0,034	0,018	0,014	0,041	2,01	0,082
30,172	29,999	0,176	0,035	0,018	0,014	0,042	2,01	0,083
35,144	34,949	0,196	0,035	0,018	0,014	0,042	2,01	0,084
40,120	39,933	0,208	0,033	0,018	0,014	0,040	2,01	0,081
45,193	44,967	0,213	0,041	0,018	0,014	0,047	2,00	0,094
50,402	50,191	0,211	0,041	0,018	0,014	0,047	2,00	0,094

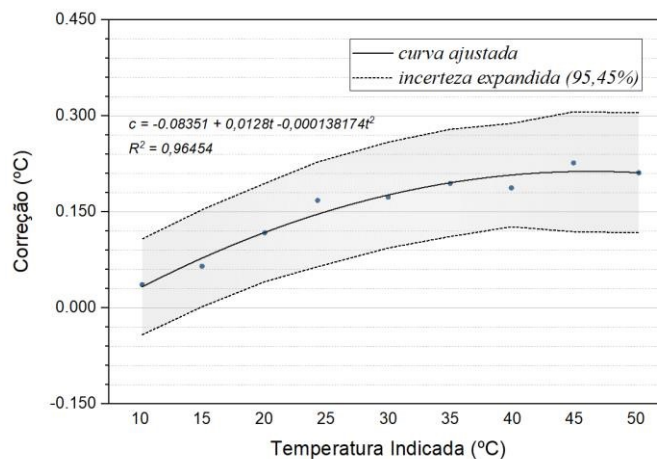


Figura 89 – Curva de correção do Termômetro 10.

Tabela 27 - Resultado da calibração do Termômetro 11.

t_{ref}	t_{ind}	Correção	$u_{t_{ref}}$	$u_{t_{ind}}$	$u_{t_{ajus}}$	u_c	k	U
10,198	10,259	-0,068	0,030	0,018	0,012	0,037	2,00	0,073
15,1254	15,145	-0,012	0,030	0,018	0,012	0,037	2,00	0,074
20,145	20,115	0,041	0,031	0,018	0,012	0,038	2,00	0,075
24,488	24,390	0,079	0,034	0,018	0,012	0,041	2,00	0,081
30,172	29,061	0,124	0,035	0,018	0,012	0,041	2,00	0,081
35,144	34,981	0,157	0,035	0,018	0,012	0,041	2,00	0,082
40,120	39,938	0,183	0,033	0,018	0,012	0,040	2,00	0,079
45,193	44,985	0,202	0,041	0,018	0,012	0,046	2,00	0,092
50,402	50,188	0,217	0,041	0,018	0,012	0,046	2,00	0,093

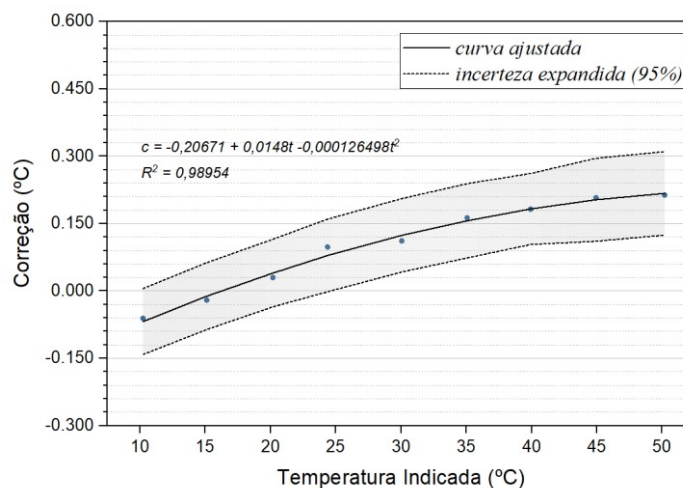


Figura 90 – Curva de correção do Termômetro 11.

APÊNDICE D – Projeto de Fabricação da Placa de Circuito Impresso

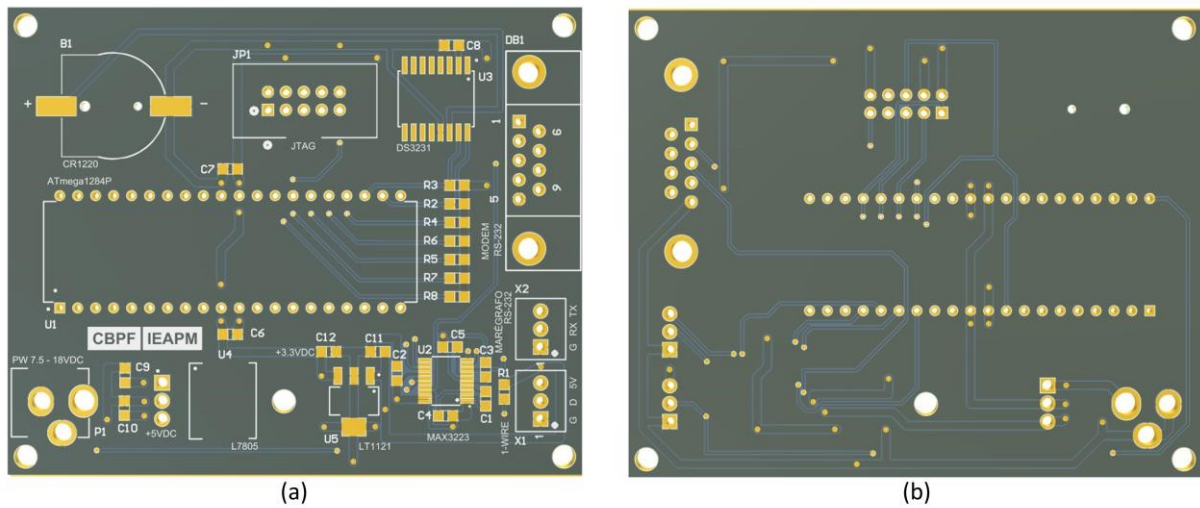


Figura 91 - Simulação das camadas superior (a) e inferior (b).

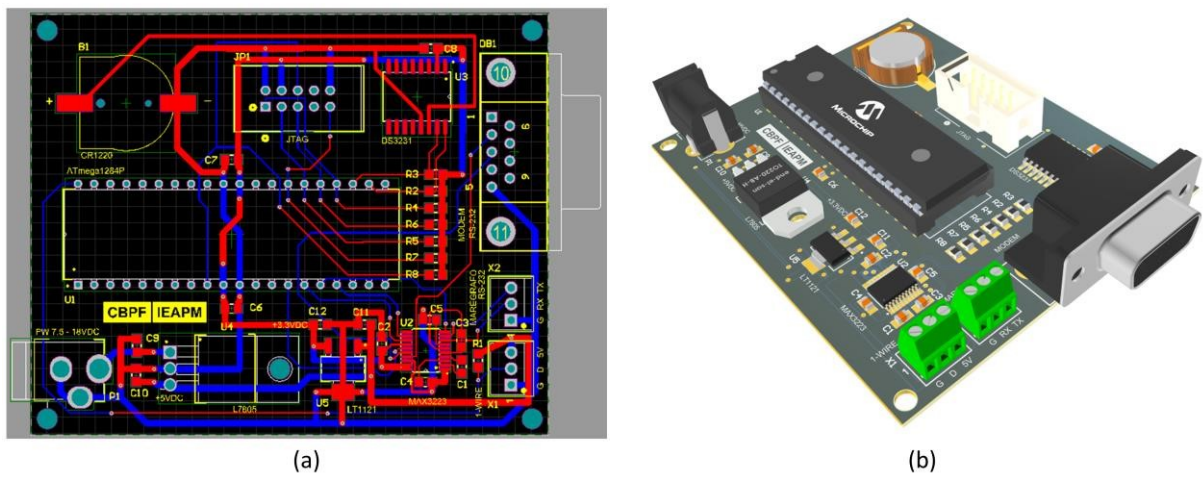


Figura 92 - Modelo do circuito para a fabricação da PCB (a) e simulação 3D apresentando a PCB em perspectiva.

