



**FRANCIELE BRAGA MACHADO TULLIO
LUCIO MAURO BRAGA MACHADO
(ORGANIZADORES)**

**AMPLIAÇÃO E
APROFUNDAMENTO
DE CONHECIMENTOS NAS
ÁREAS DAS ENGENHARIAS**



**FRANCIELE BRAGA MACHADO TULLIO
LUCIO MAURO BRAGA MACHADO
(ORGANIZADORES)**

**AMPLIAÇÃO E
APROFUNDAMENTO
DE CONHECIMENTOS NAS
ÁREAS DAS ENGENHARIAS**

2020 by Atena Editora

Copyright © Atena Editora

Copyright do Texto © 2020 Os autores

Copyright da Edição © 2020 Atena Editora

Editora Chefe: Profª Drª Antonella Carvalho de Oliveira

Diagramação: Natália Sandrini de Azevedo

Edição de Arte: Lorena Prestes

Revisão: Os Autores



Todo o conteúdo deste livro está licenciado sob uma Licença de Atribuição *Creative Commons*. Atribuição 4.0 Internacional (CC BY 4.0).

O conteúdo dos artigos e seus dados em sua forma, correção e confiabilidade são de responsabilidade exclusiva dos autores. Permitido o download da obra e o compartilhamento desde que sejam atribuídos créditos aos autores, mas sem a possibilidade de alterá-la de nenhuma forma ou utilizá-la para fins comerciais.

Conselho Editorial

Ciências Humanas e Sociais Aplicadas

Profª Drª Adriana Demite Stephani – Universidade Federal do Tocantins
Prof. Dr. Álvaro Augusto de Borba Barreto – Universidade Federal de Pelotas
Prof. Dr. Alexandre Jose Schumacher – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Mato Grosso
Profª Drª Angeli Rose do Nascimento – Universidade Federal do Estado do Rio de Janeiro
Prof. Dr. Antonio Carlos Frasson – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Prof. Dr. Antonio Gasparetto Júnior – Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais
Prof. Dr. Antonio Isidro-Filho – Universidade de Brasília
Prof. Dr. Carlos Antonio de Souza Moraes – Universidade Federal Fluminense
Prof. Dr. Constantino Ribeiro de Oliveira Junior – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Profª Drª Cristina Gaio – Universidade de Lisboa
Profª Drª Denise Rocha – Universidade Federal do Ceará
Prof. Dr. Deyvison de Lima Oliveira – Universidade Federal de Rondônia
Prof. Dr. Edvaldo Antunes de Farias – Universidade Estácio de Sá
Prof. Dr. Eloi Martins Senhora – Universidade Federal de Roraima
Prof. Dr. Fabiano Tadeu Grazioli – Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões
Prof. Dr. Gilmei Fleck – Universidade Estadual do Oeste do Paraná
Profª Drª Ivone Goulart Lopes – Istituto Internazionale delle Figlie di Maria Ausiliatrice
Prof. Dr. Julio Candido de Meirelles Junior – Universidade Federal Fluminense
Profª Drª Keyla Christina Almeida Portela – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Mato Grosso
Profª Drª Lina Maria Gonçalves – Universidade Federal do Tocantins
Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
Prof. Dr. Marcelo Pereira da Silva – Universidade Federal do Maranhão
Profª Drª Miranilde Oliveira Neves – Instituto de Educação, Ciência e Tecnologia do Pará
Profª Drª Paola Andressa Scortegagna – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Profª Drª Rita de Cássia da Silva Oliveira – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Profª Drª Sandra Regina Gardacho Pietrobon – Universidade Estadual do Centro-Oeste
Profª Drª Sheila Marta Carregosa Rocha – Universidade do Estado da Bahia
Prof. Dr. Rui Maia Diamantino – Universidade Salvador
Prof. Dr. Urandi João Rodrigues Junior – Universidade Federal do Oeste do Pará
Profª Drª Vanessa Bordin Viera – Universidade Federal de Campina Grande
Prof. Dr. William Cleber Domingues Silva – Universidade Federal Rural do Rio de Janeiro
Prof. Dr. Willian Douglas Guilherme – Universidade Federal do Tocantins

Ciências Agrárias e Multidisciplinar

Prof. Dr. Alexandre Igor Azevedo Pereira – Instituto Federal Goiano
Prof. Dr. Antonio Pasqualetto – Pontifícia Universidade Católica de Goiás
Profª Drª Daiane Garabeli Trojan – Universidade Norte do Paraná

Profª Drª Diocléa Almeida Seabra Silva – Universidade Federal Rural da Amazônia
Prof. Dr. Écio Souza Diniz – Universidade Federal de Viçosa
Prof. Dr. Fábio Steiner – Universidade Estadual de Mato Grosso do Sul
Prof. Dr. Fágner Cavalcante Patrocínio dos Santos – Universidade Federal do Ceará
Profª Drª Girlene Santos de Souza – Universidade Federal do Recôncavo da Bahia
Prof. Dr. Júlio César Ribeiro – Universidade Federal Rural do Rio de Janeiro
Profª Drª Lina Raquel Santos Araújo – Universidade Estadual do Ceará
Prof. Dr. Pedro Manuel Villa – Universidade Federal de Viçosa
Profª Drª Raissa Rachel Salustriano da Silva Matos – Universidade Federal do Maranhão
Prof. Dr. Ronilson Freitas de Souza – Universidade do Estado do Pará
Profª Drª Talita de Santos Matos – Universidade Federal Rural do Rio de Janeiro
Prof. Dr. Tiago da Silva Teófilo – Universidade Federal Rural do Semi-Árido
Prof. Dr. Valdemar Antonio Paffaro Junior – Universidade Federal de Alfenas

Ciências Biológicas e da Saúde

Prof. Dr. André Ribeiro da Silva – Universidade de Brasília
Profª Drª Anelise Levay Murari – Universidade Federal de Pelotas
Prof. Dr. Benedito Rodrigues da Silva Neto – Universidade Federal de Goiás
Prof. Dr. Edson da Silva – Universidade Federal dos Vales do Jequitinhonha e Mucuri
Profª Drª Eleuza Rodrigues Machado – Faculdade Anhanguera de Brasília
Profª Drª Elane Schwinden Prudêncio – Universidade Federal de Santa Catarina
Prof. Dr. Ferlando Lima Santos – Universidade Federal do Recôncavo da Bahia
Prof. Dr. Fernando José Guedes da Silva Júnior – Universidade Federal do Piauí
Profª Drª Gabriela Vieira do Amaral – Universidade de Vassouras
Prof. Dr. Gianfábio Pimentel Franco – Universidade Federal de Santa Maria
Profª Drª Iara Lúcia Tescarollo – Universidade São Francisco
Prof. Dr. Igor Luiz Vieira de Lima Santos – Universidade Federal de Campina Grande
Prof. Dr. José Max Barbosa de Oliveira Junior – Universidade Federal do Oeste do Pará
Profª Drª Magnólia de Araújo Campos – Universidade Federal de Campina Grande
Profª Drª Mylena Andréa Oliveira Torres – Universidade Ceuma
Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federaci do Rio Grande do Norte
Prof. Dr. Paulo Inada – Universidade Estadual de Maringá
Profª Drª Renata Mendes de Freitas – Universidade Federal de Juiz de Fora
Profª Drª Vanessa Lima Gonçalves – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Profª Drª Vanessa Bordin Viera – Universidade Federal de Campina Grande

Ciências Exatas e da Terra e Engenharias

Prof. Dr. Adélio Alcino Sampaio Castro Machado – Universidade do Porto
Prof. Dr. Alexandre Leite dos Santos Silva – Universidade Federal do Piauí
Prof. Dr. Carlos Eduardo Sanches de Andrade – Universidade Federal de Goiás
Profª Drª Carmen Lúcia Voigt – Universidade Norte do Paraná
Prof. Dr. Eloi Rufato Junior – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Prof. Dr. Fabrício Menezes Ramos – Instituto Federal do Pará
Prof. Dr. Juliano Carlo Rufino de Freitas – Universidade Federal de Campina Grande
Profª Drª Luciana do Nascimento Mendes – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte
Prof. Dr. Marcelo Marques – Universidade Estadual de Maringá
Profª Drª Neiva Maria de Almeida – Universidade Federal da Paraíba
Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
Prof. Dr. Takeshy Tachizawa – Faculdade de Campo Limpo Paulista

Conselho Técnico Científico

Prof. Me. Abrãao Carvalho Nogueira – Universidade Federal do Espírito Santo
Prof. Me. Adalberto Zorzo – Centro Estadual de Educação Tecnológica Paula Souza
Prof. Dr. Adaylson Wagner Sousa de Vasconcelos – Ordem dos Advogados do Brasil/Seccional Paraíba
Prof. Me. André Flávio Gonçalves Silva – Universidade Federal do Maranhão

Profª Drª Andreza Lopes – Instituto de Pesquisa e Desenvolvimento Acadêmico
 Profª Drª Andrezza Miguel da Silva – Universidade Estadual do Sudoeste da Bahia
 Prof. Dr. Antonio Hot Pereira de Faria – Polícia Militar de Minas Gerais
 Profª Ma. Bianca Camargo Martins – UniCesumar
 Profª Ma. Carolina Shimomura Nanya – Universidade Federal de São Carlos
 Prof. Me. Carlos Antônio dos Santos – Universidade Federal Rural do Rio de Janeiro
 Prof. Ma. Cláudia de Araújo Marques – Faculdade de Música do Espírito Santo
 Prof. Me. Daniel da Silva Miranda – Universidade Federal do Pará
 Profª Ma. Dayane de Melo Barros – Universidade Federal de Pernambuco
 Prof. Me. Douglas Santos Mezacas -Universidade Estadual de Goiás
 Prof. Dr. Edwaldo Costa – Marinha do Brasil
 Prof. Me. Eliel Constantino da Silva – Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita
 Profª Ma. Fabiana Coelho Couto Rocha Corrêa – Centro Universitário Estácio Juiz de Fora
 Prof. Me. Felipe da Costa Negrão – Universidade Federal do Amazonas
 Profª Drª Germana Ponce de Leon Ramírez – Centro Universitário Adventista de São Paulo
 Prof. Me. Gevair Campos – Instituto Mineiro de Agropecuária
 Prof. Me. Guilherme Renato Gomes – Universidade Norte do Paraná
 Profª Ma. Jaqueline Oliveira Rezende – Universidade Federal de Uberlândia
 Prof. Me. Javier Antonio Albornoz – University of Miami and Miami Dade College
 Profª Ma. Jéssica Verger Nardeli – Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho
 Prof. Me. José Luiz Leonardo de Araujo Pimenta – Instituto Nacional de Investigación Agropecuaria Uruguay
 Prof. Me. José Messias Ribeiro Júnior – Instituto Federal de Educação Tecnológica de Pernambuco
 Profª Ma. Juliana Thaisa Rodrigues Pacheco – Universidade Estadual de Ponta Grossa
 Prof. Me. Leonardo Tullio – Universidade Estadual de Ponta Grossa
 Profª Ma. Lilian Coelho de Freitas – Instituto Federal do Pará
 Profª Ma. Liliani Aparecida Sereno Fontes de Medeiros – Consórcio CEDERJ
 Profª Drª Lívia do Carmo Silva – Universidade Federal de Goiás
 Prof. Me. Luis Henrique Almeida Castro – Universidade Federal da Grande Dourados
 Prof. Dr. Luan Vinicius Bernardelli – Universidade Estadual de Maringá
 Profª Ma. Marileila Marques Toledo – Universidade Federal dos Vales do Jequitinhonha e Mucuri
 Prof. Me. Rafael Henrique Silva – Hospital Universitário da Universidade Federal da Grande Dourados
 Profª Ma. Renata Luciane Polsaque Young Blood – UniSecal
 Profª Ma. Solange Aparecida de Souza Monteiro – Instituto Federal de São Paulo
 Prof. Me. Tallys Newton Fernandes de Matos – Faculdade Regional Jaguaribana
 Prof. Dr. Welleson Feitosa Gazel – Universidade Paulista

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
(eDOC BRASIL, Belo Horizonte/MG)**

A526 Ampliação e aprofundamento de conhecimentos nas áreas das engenharias [recurso eletrônico] / Organizadores Franciele Braga Machado Tullio, Lucio Mauro Braga Machado. – Ponta Grossa, PR: Atena, 2020.

Formato: PDF

Requisitos de sistema: Adobe Acrobat Reader

Modo de acesso: World Wide Web

Inclui bibliografia

ISBN 978-65-86002-74-4

DOI 10.22533/at.ed.744200804

1. Engenharia – Pesquisa – Brasil. 2. Inovações tecnológicas.
 3. Tecnologia. I. Tullio, Franciele Braga Machado. II. Machado, Lucio Mauro Braga.

CDD 620

Elaborado por Maurício Amormino Júnior | CRB6/2422

Atena Editora

Ponta Grossa – Paraná - Brasil

www.atenaeditora.com.br

APRESENTAÇÃO

Em “Ampliação e Aprofundamento de Conhecimentos nas Áreas das Engenharias” vocês encontrarão dezenove capítulos que demonstram que as fronteiras nas engenharias continuam sendo ampliadas.

A engenharia aeroespacial brasileira vem realizando muitos estudos para a melhoria nos processos de construção de satélites e temos nesta obra quatro capítulos demonstrando isso.

Na engenharia elétrica e na computação temos quatro capítulos demonstrando empenho no aprofundamento de pesquisas envolvendo temas atuais.

A engenharia de materiais e a engenharia química trazem quatro capítulos com pesquisas na produção de novos materiais e produção de medicamentos.

Pesquisas na engenharia de produção temos três capítulos que demonstram o empenho na análise de qualidade da produção industrial.

Os demais capítulos apresentam boas pesquisas em engenharia civil, engenharia mecânica e engenharia agrícola.

Boa leitura!

Franciele Braga Machado Tullio

Lucio Mauro Braga Machado

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	1
AVALIAÇÃO DA PRONTIDÃO DA ORGANIZAÇÃO DE AIT DE SATÉLITES ARTIFICIAIS PARA O ATENDIMENTO DE REQUISITOS DE SEUS STAKEHOLDERS	
Isomar Lima da Silva Andreia Fátima Sorice Genaro José Wagner da Silva Elaine de Souza Ferreira de Paula Bruno da Silva Muro	
DOI 10.22533/at.ed.7442008041	
CAPÍTULO 2	13
EMPREGO DOS PARÂMETROS DE LAMINAÇÃO PARA OTIMIZAÇÃO DE PAINÉIS REFORÇADOS EM COMPÓSITOS SUBMETIDOS A CARGAS COMPRESSIVAS	
Hélio de Assis Pegado Laura Tameirão Sampaio Rodrigues	
DOI 10.22533/at.ed.7442008042	
CAPÍTULO 3	30
AN OVERVIEW OF THE BFO - BASIC FORMAL ONTOLOGY - AND ITS APPLICABILITY FOR SATELLITE SYSTEMS	
Adolfo Americano Brandão Geilson Loureiro	
DOI 10.22533/at.ed.7442008043	
CAPÍTULO 4	39
COLETA DE REQUISITOS DO SUBSISTEMA BAZOOKA CANSAT UTILIZADO NO SEGUNDO CUBEDESIGN	
Daniel Alessander Nono Anderson Luis Barbosa Bruno Carneiro Junqueira André Ferreira Teixeira Aline Castilho Rodrigues	
DOI 10.22533/at.ed.7442008044	
CAPÍTULO 5	47
CENTRAIS HIDROcinÉTICAS COMO MEIO PARA A REESTRUTURAÇÃO DEMOCRÁTICA DO SETOR ELÉTRICO	
Luiza Fortes Miranda Geraldo Lucio Tiago Filho	
DOI 10.22533/at.ed.7442008045	
CAPÍTULO 6	60
DE KAOS PARA SYSML NA MODELAGEM DE SISTEMAS EMBARCADOS: UMA REVISÃO DA LITERATURA	
Timóteo Gomes da Silva Fernanda Maria Ribeiro de Alencar Aêda Monalizza Cunha de Sousa Brito	
DOI 10.22533/at.ed.7442008046	

CAPÍTULO 7	68
INTERNET OF THINGS NA ENGENHARIA BIOMÉDICA	
Tatiana Pereira Filgueiras	
Pedro Bertemes Filho	
DOI 10.22533/at.ed.7442008047	
CAPÍTULO 8	77
AVALIAÇÃO DE TOPOLOGIAS DE FONTES DE CORRENTE EM BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA	
David William Cordeiro Marcondes	
Pedro Bertemes Filho	
DOI 10.22533/at.ed.7442008048	
CAPÍTULO 9	97
OBTENÇÃO DE BIODIESEL POR MEIO DA TRANSESTERIFICAÇÃO DO ÓLEO DE SOJA UTILIZANDO CATALISADOR DE KOH/Al ₂ O ₃ EM DIFERENTES COMPOSIÇÕES	
Laís Wanderley Simões	
Normanda Lino de Freitas	
Joelda Dantas	
Elvia Leal	
Julyanne Rodrigues de Medeiros Pontes	
Pollyana Caetano Ribeiro Fernandes	
DOI 10.22533/at.ed.7442008049	
CAPÍTULO 10	113
CARACTERIZAÇÃO MECÂNICA DE FILMES HÍBRIDOS PRODUZIDOS POR AMIDO DE MILHO E QUITOSANA	
Francielle Cristine Pereira Gonçalves	
Kilton Renan Alves Pereira	
Rodrigo Dias Assis Saldanha	
Simone Cristina Freitas de Carvalho	
Vitor Rodrigo de Melo e Melo	
Kristy Emanuel Silva Fontes	
Richelly Nayhene de Lima	
Magda Jordana Fernandes	
Elano Costa Silva	
Thaynon Brendon Pinto Noronha	
Liliane Ferreira Araújo de Almada	
Paulo Henrique Araújo Peixôto	
DOI 10.22533/at.ed.74420080410	
CAPÍTULO 11	125
SYNTHESIS AND STRUCTURAL CHARACTERIZATION OF SODIUM DODECYL SULFATE (DDS) MODIFIED LAYERED DOUBLE HYDROXIDE (HDL) AS MATRIX FOR DRUG RELEASE	
Amanda Damasceno Leão	
Mônica Felts de La Rocca	
José Lamartine Soares Sobrinho	
DOI 10.22533/at.ed.74420080411	
CAPÍTULO 12	134
THIN PLATE SPLINE INTERPOLATION METHOD APPLICATION TO PREDICT THE SUNFLOWER OIL INCORPORATION IN POLY (ACRYLIC ACID)-STARCH FILMS	
Talita Goulart da Silva	
Débora Baptista Pereira	
Vinícius Guedes Gobbi	

Layla Ferraz Aquino
Thassio Brandão Cubiça
Matheus Santos Cunha
Tiago dos Santos Mendonça
Sandra Cristina Dantas
Roberta Helena Mendonça

DOI 10.22533/at.ed.74420080412

CAPÍTULO 13 152

GESTÃO ESTRATÉGICA PARA O DESENVOLVIMENTO DE PROJETOS NA EMPRESA DE MANUTENÇÃO JL AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

Francely Cativo Bentes
David Barbosa de Alencar
Marden Eufrasio dos santos

DOI 10.22533/at.ed.74420080413

CAPÍTULO 14 162

OTIMIZAÇÃO DOS INSPETORES ELETRÔNICOS NA PRODUÇÃO DE TAMPAS METÁLICAS NO POLO INDUSTRIAL DE MANAUS

Elisabete Albuquerque de Souza
David Barbosa de Alencar
Marden Eufrasio dos Santos

DOI 10.22533/at.ed.74420080414

CAPÍTULO 15 174

CONTROLE DE QUALIDADE DOS BLOCOS CERÂMICOS DE VEDAÇÃO DE SEIS E OITO FUROS DAS OLARIAS DO AMAPÁ

Daniel Santos Barbosa
Adler Gabriel Alves Pereira
Orivaldo de Azevedo Souza Junior
Ruan Fabrício Gonçalves Moraes
Paulo Victor Prazeres Sacramento

DOI 10.22533/at.ed.74420080415

CAPÍTULO 16 190

REAPROVEITAMENTO DE TOPSOIL COMO MEDIDA DE RECUPERAÇÃO DE ÁREAS DEGRADADAS

José Roberto Moreira Ribeiro Gonçalves
Fabiano Battemarco da Silva Martins
Ronaldo Machado Correia

DOI 10.22533/at.ed.74420080416

CAPÍTULO 17 199

AVALIAÇÃO DE OBRAS DE ARTE ESPECIAIS: COMPARAÇÃO ENTRE A NBR 9452/2019 E O MÉTODO ESLOVENO

Ana Carolina Virmond Portela Giovannetti

DOI 10.22533/at.ed.74420080417

CAPÍTULO 18 208

DIMENSIONAMENTO DA POTÊNCIA MÍNIMA EXIGIDA DO ACIONAMENTO PRINCIPAL DE TRANSPORTADORES DE CORREIA

José Joelson de Melo Santiago
Carlos Cássio de Alcântara
Daniel Nicolau Lima Alves

Jackson de Brito Simões

DOI 10.22533/at.ed.74420080418

CAPÍTULO 19 220

CONSTRUÇÃO, INSTRUMENTAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE UM TÚNEL DE VENTO DIDÁTICO DE CIRCUITO FECHADO

Lucas Ramos e Silva

Guilherme de Souza Papini

Rafael Alves Boutros

Romero Moreira Silva

Wender Gonçalves dos Santos

DOI 10.22533/at.ed.74420080419

SOBRE OS ORGANIZADORES..... 236

ÍNDICE REMISSIVO 237

AVALIAÇÃO DE TOPOLOGIAS DE FONTES DE CORRENTE EM BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA

Data de aceite: 27/03/2020

David William Cordeiro Marcondes
Pedro Bertemes Filho

RESUMO: Fonte de corrente controlada por tensão compõe um dos blocos críticos em sistemas de espectroscopia por bioimpedância elétrica. Seu design está diretamente associado a precisão e alcance, em termos da frequência, do espectro de impedância. Este artigo apresenta uma análise comparativa e de desempenho das principais topologias de fontes de corrente encontradas na literatura voltada a espectroscopia de bioimpedância elétrica. As topologias selecionadas foram: fonte de corrente Howland modificada, *driver* de corrente em malha aberta, malha fechada com amplificador de transcondutância e malha fechada com transferência não linear. O critério de seleção adotado se baseou nas características e peculiaridades do design. Analisa-se, em cada um dos circuitos, suas principais limitações e aplicações. Para a fonte de corrente Howland, é apresentado um modelo analítico simplificado dos parâmetros que impactam a performance. Conclui-se que a fonte Howland apresenta maior flexibilidade dentre as aplicações em

espectroscopia de bioimpedância elétrica, com suas características dependentes do design

PALAVRAS-CHAVE: Fonte de corrente Howland. Fonte não linear. Espectroscopia de bioimpedância elétrica.

1 | INTRODUÇÃO

Para medir impedância, eletricamente, existem dois caminhos possíveis: fazer uma tensão conhecida circular no objeto de estudo e então obter a correspondente resposta em corrente. Ou, inversamente, injetar uma corrente conhecida para obter a queda de tensão associada. A primeira abordagem, igualmente válida, encontra problemas de ordem técnica quando se trata da impedância de tecidos biológicos. Se pouco é conhecido sobre a impedância total vista sobre os eletrodos de excitação, isto é, que aplicam uma diferença de potencial sobre o objeto em estudo, então a amplitude da corrente de resposta ao estímulo também será desconhecida. Para medir corrente elétrica, em pequenas amplitudes, é necessário um conversor de transimpedância. A saída deste conversor, em tensão elétrica, geralmente é limitada a uma janela de excursão de sinal que

depende de uma escala propriamente escolhida com base na corrente de entrada. Oras, se não se conhece esta última, como determinar a escala do conversor? Esta é uma das principais limitações de uso do circuito integrado *AD5933* para obter a impedância de tecidos biológicos.

Por outro lado, a excitação do objeto em estudo por uma fonte de tensão possui a vantagem de eliminar o efeito de capacitâncias parasitas na medida que a fonte de tensão se aproxima do comportamento ideal, isto é, impedância de saída nula. A capacitância presente nos fios que conectam os eletrodos até a saída ativa da fonte encontram um nó de baixa impedância, formando um polo de alta frequência na saída da fonte, o que estende a banda de frequência de operação do sistema de medida. O efeito capacitância parasita formada pela polarização de eletrodo, que em alguns casos pode atingir a ordem de algumas centenas de nF [1], é eliminado se o estágio de saída da fonte de tensão possui saída de corrente o suficiente para que o tempo de carga e descarga deste capacitor seja menor que o período da máxima frequência de interesse.

Ao utilizar uma fonte de corrente para estimular o objeto de estudo, o problema de fundo de escala do conversor de transimpedância desaparece, dando lugar a medida da queda de potencial que é resposta ao estímulo. Esta abordagem tem diversas vantagens: **1)** É possível utilizar um sistema de medida de 4 eletrodos, onde não é necessário ter um eletrodo em comum entre a corrente de retorno e a leitura de potencial. Desta forma, o eletrodo de leitura pode ser posicionado em diferentes regiões do objeto. **2)** Melhor excursão de sinal. **3)** Não possui a banda de operação limitada pelo ganho¹, o que significa manter linearidade (no caso de circuitos com malha fechada) em frequências maiores [2]. Entretanto, a principal desvantagem do uso de fontes de corrente consiste na sua alta impedância de saída que, junto com capacitâncias parasitas associadas, criam um polo de baixa frequência que limita a banda de frequência na espectroscopia de impedância elétrica. Entretanto, reduzindo a capacitância parasita de cabos e/ou utilizando um circuito compensador de impedância [3], é possível reduzir a limitação na banda de operação.

As vantagens em se utilizar uma fonte de corrente controlada por tensão para aferir impedância justificam seu uso preferencial na literatura de espectroscopia de bioimpedância elétrica [4]. Este artigo discute as principais topologias de fontes de corrente usadas atualmente, comparando as soluções selecionadas da literatura entre si.

1. Em amplificadores operacionais comuns, o produto da banda de operação em frequência e ganho é constante

2 | RESTRIÇÕES DE DESIGN

Fontes de corrente para bioimpedância devem possuir: **A)** saída de alta impedância, **B)** banda de frequência de operação mínima da ordem de alguns M Hz; **C)** baixo atraso de fase; **D)** baixo consumo de energia devido à necessidade de dispositivos portáteis alimentados por bateria. Os requisitos **B** e **C** estão diretamente relacionados. Se a fonte possui um polo dominante, então nas proximidades deste polo a diferença de fase aumenta. Se a fonte de corrente é utilizada para aferir a parte imaginária da impedância do tecido e, além disso, o polo dominante se relaciona com a capacitância parasita total vista na saída da fonte, então a diferença de fase afeta diretamente os algoritmos significativos da medida. Em um design típico, na banda de frequência requerida, este atraso de fase não deve ser maior que 5° [5], com o risco de comprometer a medida da parte imaginária da impedância.

Manter alta impedância de saída em toda a faixa de medição é fundamental para alcançar resolução adequada em sistemas de imagem por espectroscopia de impedância elétrica [6]. Se a saída contém uma carga Z_L , a impedância de saída da fonte de corrente, Z_o , cria um caminho alternativo para a corrente de saída. A corrente pressuposta a circular na carga, desta forma, contém um erro da ordem de Z_L/Z_o , o que leva a impedância aferida propagar este erro para resto do sistema. Em sistemas de imagem por impedância elétrica, este erro se associa diretamente a resolução das imagens. Tipicamente, tolera-se um erro da ordem de 0.1% nestes sistemas [6]. Para medir uma carga de $1k \Omega$, por exemplo, a impedância mínima de saída da fonte de corrente é $1M \Omega$.

Entretanto, as características **A**, **B**, **C** e **D** não são mutualmente independentes. É comum o projetista encontrar uma situação onde algum *trade off* surge para limitar o design, nos conformes da aplicação desejada. Por exemplo, a escolha do amplificador operacional utilizado numa fonte Howland se depara em diversas classes. Amplificadores com alta velocidade e grande banda de frequência de entrada geralmente consomem maior potência para manter os nós de operação quiescentes internos, além de possuir menor ganho de malha aberta. Em contra partida, amplificadores de baixa potência possuem menor banda de entrada e maior quantidade de ruído. Para aplicações onde o dispositivo de medida é alimentado por bateria ou a amplitude da corrente de saída é muito pequena, o nível de ruído é um dos principais fatores que determinam a precisão da medida de bioimpedância. A Tabela 1 apresenta uma comparação entre alguns amplificadores operacionais comerciais nestes quesitos.

Modelo	Consumo (μA)	Ruído (pV/\sqrt{Hz})
OP281	3,2	7500
OPA843	35	2000
LT1028	7400	0,8
OP27	2000	3,2

Tabela 1 – Características de alguns amplificadores operacionais comerciais.

Fonte: O Autor.

Os autores do artigo [7] buscaram uma solução para extrair a melhor performance, maximizando a transferência de potência a carga e minimizando o nível de ruído. Para tal, definem uma grandeza diretamente ligada ao desempenho de um amplificador de tensão com ganho positivo. Escrita como função de parâmetros do circuito, é possível encontrar o ponto de máximo desta função e, uma vez determinadas suas condições, a performance máxima do circuito. Utilizando o mesmo raciocínio, incluindo neste parâmetro de performance a banda de frequência, é possível mostrar que a performance da fonte de corrente Howland modificada pode ser escrita como:

$$Desempenho \propto \frac{I_o}{TR_L V_{CC}} \quad (1)$$

Em que I_o , R_L , V_{CC} é a corrente de saída, a resistência da carga e tensão de alimentação, respectivamente. A dedução desta equação está descrita no apêndice. Assumindo amplificador operacional e resistores ideais, a fonte de corrente Howland modificada pode servir de modelo para uma fonte de corrente estabilizada por malha de *feedback*. O lado esquerdo da equação 1 contém a transferência de potência à carga multiplicada pela banda de frequência, por unidade de ruído térmico. Assim definida, a performance está diretamente associada aos quesitos **A**, **B**, **C** e **D**. O lado direito da equação 1 apresenta que fatores delimitam a performance máxima da fonte de corrente Howland modificada.

A performance é inversamente proporcional a temperatura pois o ruído térmico aumenta com a temperatura, degradando a corrente de interesse na saída da fonte. Assumindo resistores ideais e impedância infinita de saída, aumentar a resistência da carga diminui a performance na medida em que a corrente de saída é degradada pela presença de ruído térmico. Fixado este último, o aumento da impedância da carga reduz, desta forma, a banda de frequência da fonte, o que também implica no decréscimo da performance. Na prática, a saída de alta impedância da fonte junto com capacitâncias parasitas criam um polo de baixa frequência que limita a banda de frequências várias ordens de grandeza abaixo do que indica a equação 1,

que assume carga puramente resistiva na saída. Portanto, ainda que seja possível eliminar por completo o efeito de capacitâncias parasitas na saída da fonte de corrente, não é possível alcançar banda de frequências tão grandes quanto se desejar.

A corrente de saída e tensão de alimentação estão diretamente associados a eficiência de transferência de potência a carga e, desta forma, a eficiência energética. Reduzir a tensão de alimentação implica na redução de queda de potencial sobre o estágio de saída do amplificador operacional, o que reduz a potência desperdiçada pelo circuito. O aumento da corrente de saída aumenta a razão sinal-ruído, melhorando a performance. Portanto, parâmetros do lado esquerdo da equação 1 restringem a performance da fonte de corrente, o que leva a um design marcado por *trade offs* entre os quesitos **A**, **B**, **C** e **D**.

3 | ANÁLISE E DISCUSSÃO

Quatro diferentes topologias de fonte de corrente são analisadas perante a sua performance em concordância a aplicações de espectroscopia de bioimpedância elétrica. Os circuitos foram selecionados, a partir da literatura especializada, com base no desempenho e princípio de funcionamento distinto: com ou sem malha de *feedback*, linear ou não linear.

3.1 Howland Modificado

A fonte de corrente Howland é capaz de fornecer correntes precisas numa faixa que se estende de alguns μA a dezenas de mA [8]. Devido a sua simplicidade, fácil implementação e desempenho, é a topologia mais comum na literatura de espectroscopia de bioimpedância elétrica. Para atingir alta impedância de saída, este tipo de fonte usa uma malha ativa em torno de um amplificador operacional que força corrente sobre a carga independente da queda de tensão sobre ela. Existem várias modificações da implementação originalmente concebida por Howland. Na literatura é possível encontrar adaptações que, em simulações, atingem até $5M \Omega$ na faixa de alguns MHz [9]. Na Figura 1, a impedância $R_2 + R_4$ da fonte V_i vista pela carga é balanceada pela malha formada pelo amplificador operacional, R_1 , R_3 e R_5 . A saída de corrente é dada por:

$$I_o = \frac{V_i}{R_i} - \frac{V_o}{R_o} \quad (2)$$

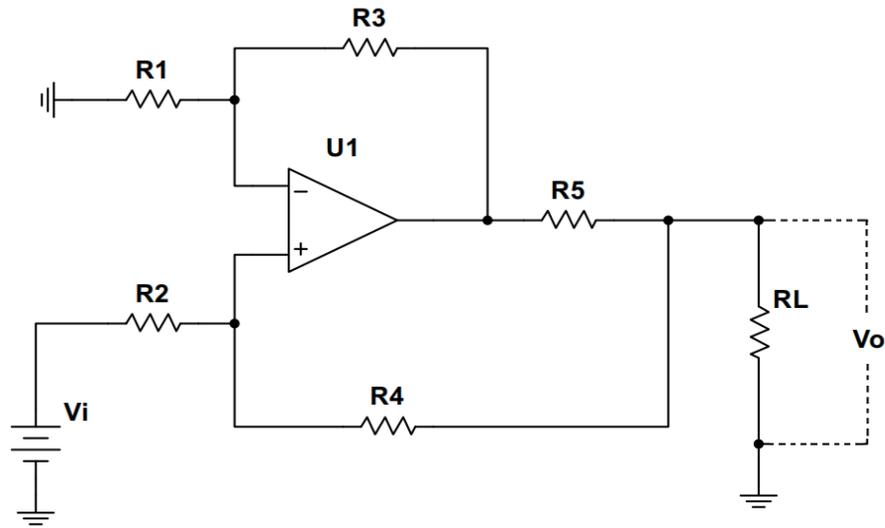


Figura 1 - Fonte Howland modificada

Fonte: Adaptação de [10]

Em que,

$$R_i = \frac{R_1 R_5 (R_2 + R_4)}{R_1 (R_4 + R_5) + R_4 R_3} \quad (3)$$

$$R_o = \frac{R_5 (1 + R_4 / R_2)}{(R_4 + R_5) / R_2 - R_3 / R_1} \quad (4)$$

As equações 2 e 4 mostram a dependência sensível da impedância de saída da fonte Howland. A literatura contém diversos estudos que mostram os efeitos de descasamento entre as resistências e o impacto na impedância de saída [11]. Utilizando a fórmula do erro propagado, é possível obter alguma interpretação acerca da variação em R_o devido a um erro, assumido pequeno, definido por:

$$\zeta = (R_4 + R_5) / R_2 - R_3 / R_1 \quad (5)$$

O desvio propagado na corrente de saída é, portanto:

$$\Delta I_o \big|_{R_i, V_i} = \frac{\partial I_o}{\partial R_o} \frac{\partial R_o}{\partial \zeta} \Delta \zeta \quad (6)$$

Aplicando as equações 2 e 4 na equação 6,

$$\Delta I_o \big|_{R_i, V_i} = \frac{|V_o|}{R_5 (1 + R_4 / R_2)} |\Delta \zeta| \quad (7)$$

A equação 7 mostra que, se $\Delta\xi$ é fixo, então para remediar o erro associado a corrente de saída deve-se diminuir a amplitude da tensão sobre o objeto de estudo e/ou aumentar o valor do resistor R_5 , ajustando o valor dos demais para satisfazer $\xi = 0$ na equação 5. Outras combinações de resistores também são possíveis. Entretanto, em espectroscopia de bioimpedância elétrica a magnitude da corrente esta associada a difusão de portadores de carga (íons) nas camadas mais profundas dos tecidos [1]. Em regiões de alta impedância, como a pele, minimizar V_o não é possível dependendo das circunstâncias da medida. Reduzir a tensão de saída sobre o objeto de estudo, fixando-se a corrente, é equivalente a diminuir o valor da carga ligada a fonte Howland.

Os resultados da equação 7 são uma aproximação para o circuito real na medida que não idealidades do amplificador operacional, capacitâncias parasitas e ruído térmico são descartados. Ao introduzir estes fatores no modelo e obter as equações, a complexidade destas últimas dificultam uma avaliação interpretativa dos resultados. Para contornar este problema, o artigo [11] realiza uma simulação de Monte Carlo sobre os desvios uniformes de amostras de resistores que compõe a fonte Howland, apresenta um modelo que inclui não idealidades do amplificador operacional (por exemplo, ganho de malha aberta finito) e seu impacto na impedância de saída. Nestas simulações, mostra-se que a fonte Howland é bastante sensível a tolerância dos resistores, o que pode ser inferido, grosseiramente, tomando o incremento diferencial parcial ($\partial/\partial\xi$) em relação aos desvios de cada resistor na equação 5.

O circuito da figura 1 é capaz de manter algumas centenas de $k\Omega$ em $1M Hz$, com a saída na ordem de alguns mA , usando resistores de precisão apropriados. Para aplicações de tomógrafos por espectroscopia de impedância elétrica, a resolução de imagem pode ser comprometida na faixa de $1M Hz$ devido a redução da impedância de saída. Em frequências mais elevadas a margem de fase e ganho podem desestabilizar o circuito, o que torna necessário compensação na malha de *feedback* negativa. Uma análise completa da estabilidade da fonte de corrente Howland pode ser encontrada em [11].

3.2 Ponte H com saída *cascode*

A fonte de corrente da figura 2 [13] é baseada numa estrutura diferencial, com saída *cascode*. Os amplificadores diferenciais A_1 e A_2 forçam o potencial nos drenos de M_{10} e M_{11} a serem iguais, o que aumenta significativamente a impedância de saída da fonte. A presença deles no circuito é fundamental para amenizar os desvios de corrente entre as saídas $I+$ e $I-$, oriundos de erros intrínsecos na fabricação dos transistores. Devido a alta impedância de saída, $10M \Omega$ em $1M Hz$, pequenos erros

no balanço de corrente entre as saídas são capazes de saturar a fonte, além do fato de que a saída *cascode* adotada no design limita a excursão de sinal. A queda de tensão mínima sobre o estágio de saída, devido a limitada excursão de sinal, também aumenta a potência dissipada pela fonte, resultando em desperdício de energia. Portanto, este sistema não é o mais adequado a dispositivos portáteis.

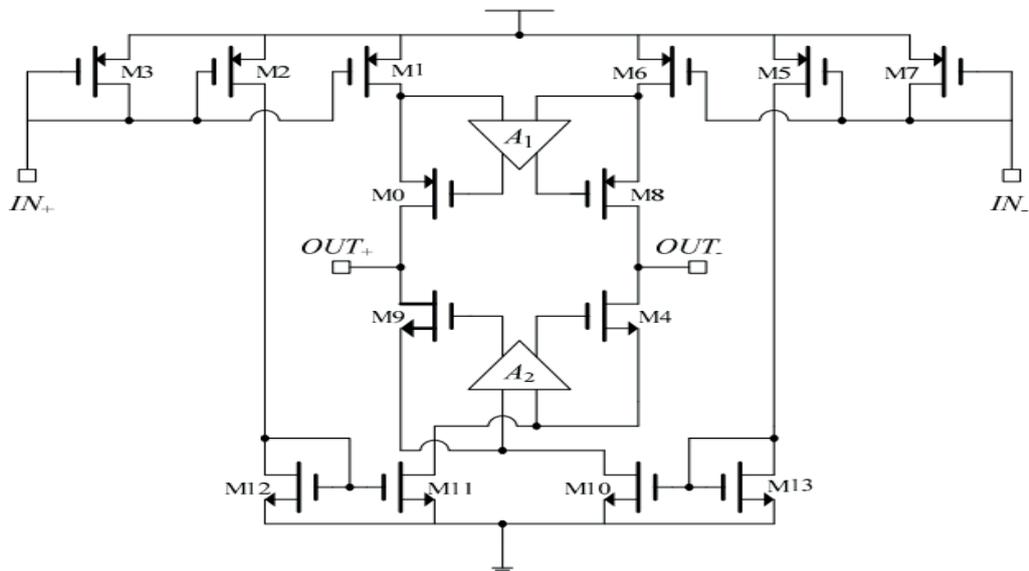


Figura 2 - Driver de corrente com saída ponte H cascode

Fonte: Adaptação de [13]

O circuito opera em modo de malha aberta, o que significa uma função de transferência dependente de parâmetros dos transistores, que por sua vez variam com a temperatura, ponto quiescente e precisão de fabricação. No entanto, uma estrutura de *feedback* negativo permite contornar parcialmente estes problemas. A impedância de saída deste circuito é:

$$Z_o = g_{m0}r_0r_{o1}(A_1 + 1) \parallel g_{m9}r_{o9}r_{o10}(A_2 + 1) \quad (8)$$

Em que g_{m0} , r_0 , r_{o1} , A_1 , g_{m9} , r_{o9} , r_{o10} , e A_2 é a transcondutância do estágio de saída, resistência de saída de M1, a transcondutância de M9, as resistências de saída de M9 e M10, e o ganho de malha aberta de A_2 , respectivamente. Numa estrutura de *feedback* negativo é importante garantir elevado ganho na função de transferência na medida em que se pretende estabilizar dependência da saída. Este ganho depende da razão de máscara de construção dos transistores W/L , o que reduz a eficácia da estrutura de *feedback*, visto que a razão W/L , está atrelada ao ponto quiescente de operação e não pode ser deliberadamente escolhida sem o risco de saturar ou forçar os transistores na região Ôhmica.

A estabilidade deste circuito é comprometida conforme a carga de saída varia. Os amplificadores A_1 e A_2 devem ter polos dominantes menores que o segundo polo dos espelhos de corrente para que o circuito seja estável [14]. Entretanto, se os polos dos espelhos de corrente estão associados com a impedância total vista na saída, então a estabilidade se compromete a medida que ocorre variações na carga. Diversos fenômenos associados com a geometria de eletrodo, sua constituição e características, peculiaridades do objeto de estudo, podem introduzir impedâncias de saída na fonte de corrente de forma a prejudicar a estabilidade de funcionamento. Não obstante, a presença de múltiplos polos proximamente localizados introduz erros de atraso de fase entre a entrada e saída do circuito. Nenhuma informação sobre estes erros é mencionada no artigo.

Ao comparar com a fonte Howland, a impedância de saída aumenta em duas ordens de grandeza ao custo de se eliminar por completo a estrutura de *feedback* que estabiliza a função de transferência. Por operar em malha aberta, não é possível interpretar os resultados da equação 1 para este circuito, o que particulariza avaliar a performance de operação. No entanto, se é feita alguma compensação dos possíveis erros de fase introduzidos pela rede de polos e zeros devidos a A_1 e A_2 , então este circuito é ideal para aplicações onde um sistema embarcado realiza a autocalibração da função de transferência a cada medida.

3.3 Estrutura diferencial com amplificador operacional de Transcondutância

A fonte de corrente da figura 3 [5] consiste em dois blocos: Um *current source* e um *current sink*. Ambos blocos operam de forma sincronizada por uma malha de feedback, controlados por uma central remota. O primeiro bloco (*source*) é construído por uma cascata entre um amplificador dual diferencial (DDTA) e um amplificador de transcondutância (OTA), responsável por suprir a corrente ao objeto em estudo. O DDTA compara duas tensões diferenciais de entrada, uma delas é a queda sobre um resistor que monitora a corrente de saída, a outra é a entrada que define a corrente. Projetando-se ambos os amplificadores com ganho de malha aberta suficiente, a estrutura de *feedback* estabiliza a função de transferência para:

$$I_o = \frac{\Delta V_i}{R_f} \quad (9)$$

Em que R_f é um resistor de precisão. A saída do OTA é formada por um par de espelhos de corrente tipo *common source*, o que limita a impedância de saída $\approx r_o/2$. Entretanto, a malha de *feedback* em torno da corrente força o ponto de operação da fonte, o que aumenta a impedância de saída na medida em que o ganho de malha

fechada aumenta. A impedância de saída é da ordem de $1M\ \Omega$ em $500k\ Hz$, com a saída de corrente máxima em torno de $6m\ A$. O erro de fase nesta frequência é de 4° , provavelmente devido a limitada banda de operação da fonte.

O segundo bloco (*current sink*) é formado pelo *AD8130*, um amplificador receptor diferencial. Um *buffer* é utilizado para medir a tensão da saída sobre a carga, que é então utilizada pelo *AD8130* para drenar a mesma corrente fornecida ao objeto de estudo pelo primeiro bloco. Não é mencionado algum esquema de compensação de erros por *offset* entre a sincronização dos blocos, o que pode levar a um desbalanceamento de tensão sobre o objeto de estudo. Este potencial de desbalanceamento pode, em espectroscopia de bioimpedância, retirar o objeto de estudo da região linear, o que dificulta na modelação para reconstrução de imagens [6].

Outro problema deste sistema é a tensão de modo comum gerada sobre o objeto em estudo. Os resistores R_p , a impedância de saída do *AD8130* e os resistores R_{on} geram um potencial comum sobre o objeto de estudo devido a circulação da corrente de saída. Esta tensão, que está em fase com a corrente de saída, pode introduzir erros na medida da impedância do objeto devido a fenômenos de polarização de eletrodo. Não obstante, estes mesmos fenômenos aumentam significativamente a capacitância vista pela saída da fonte de corrente, o que pode comprometer sua estabilidade. Para contornar este problema uma malha adicional de *feedback* pode ser adicionada ao circuito de forma ajustar a corrente do *AD8130*, reduzindo a tensão de modo comum.

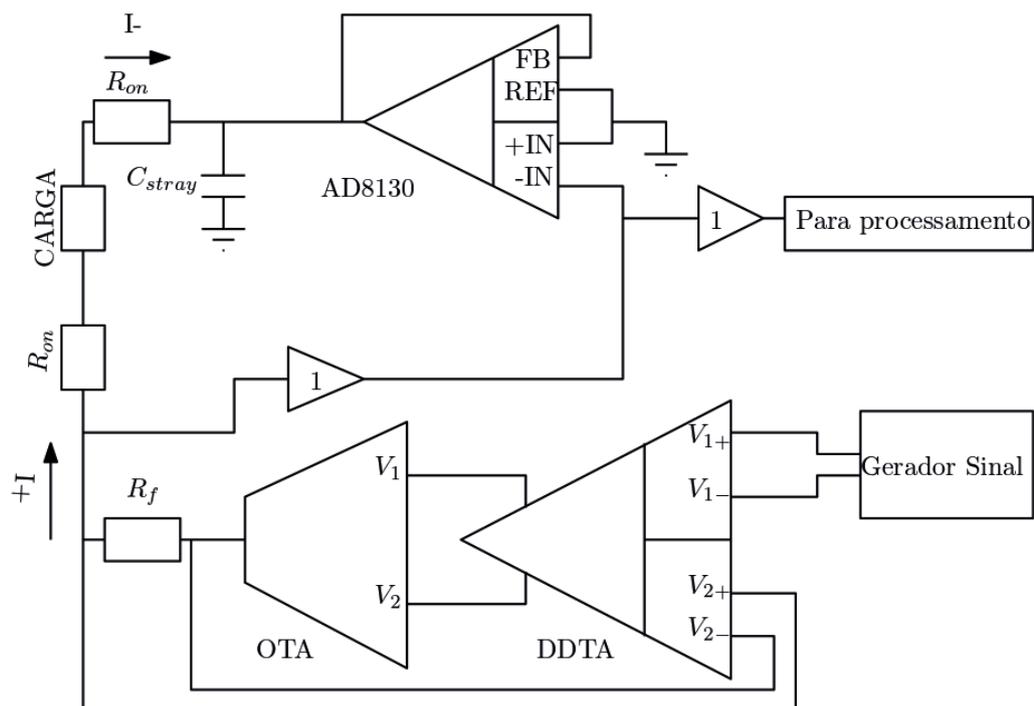


Figura 3 - Fonte de corrente de malha fechada com OTA e DDTA

Fonte: Adaptação de [5]

3.4 Estrutura diferencial com amplificador operacional de Transcondutância

O circuito da figura 4 [15] é capaz de alcançar uma impedância de saída da ordem de alguns $M\Omega$ em $3M Hz$, com erros de fase menores que 1° , erro de amplitude de corrente menor que $0,4\%$ e corrente de saída da ordem de alguns mA , superior em desempenho a todas as outras topologias utilizadas. O princípio de funcionamento se baseia numa estrutura de *feedback* não linear, o que torna inválida a análise das equações 1. Entretanto, é importante notar o aumento na complexidade deste tipo de design. Não é apresentado o consumo quiescente, porém estima-se que seja superior as outras propostas dado o número de transistores necessários para compor o circuito. Além disso, a performance é reduzida drasticamente se o sinal de entrada contém múltiplas frequências, visto que a malha de *feedback* não linear impede a aplicação do princípio de superposição de sinal.

A tensão diferencial V_{cont} e os resistores R_s definem a amplitude de saída da corrente, enquanto que as entradas senoidais em tensão definem a frequência de operação. Os multiplicadores de corrente A_1, A_2 são espelhos de corrente com saída *cascode*. A parte inferior do circuito forma uma malha de compensação dos erros de fase na corrente de saída, este erro é convertido em um nível *DC* por um filtro passa baixa R_{LP}, C_{LP} e injetado num DDTA de saída diferencial. Na presença de erros de fase, A_2 força a saída de corrente sobre os resistores R_s que alimenta o bloco superior por uma estrutura de *feedback* semelhante. O erro de fase é amplificado por A_1 e corrigido pelo multiplicador analógico MX_2 .

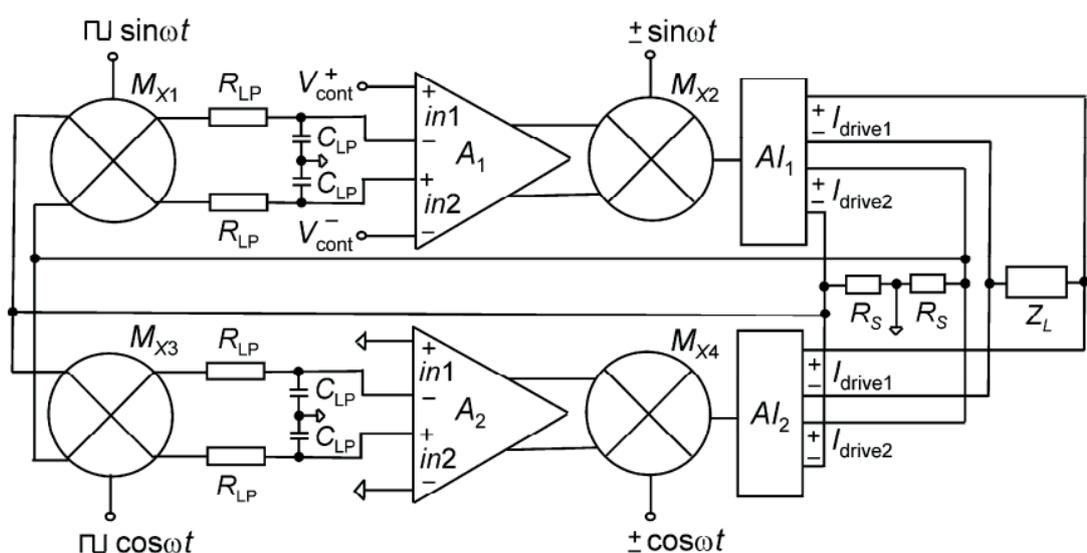


Figura 4 - Fonte de corrente de malha fechada não linear.

Fonte: Adaptação de [15]

O efeito da malha de *feedback* não linear é separar a dependência da operação

da fonte de corrente em altas frequências do seu polo dominante. Ainda que a conversão do erro de fase esteja atrelada a um filtro passa baixa de frequência inferior a saída de corrente, os erros de fase e amplitude são corrigidos pela estrutura de *feedback* ao custo de um aumento da resposta a função degrau do circuito. Uma análise detalhada do funcionamento deste tipo de compensação encontra-se na referência [16].

4 | CONCLUSÃO

A escolha do tipo de fonte de corrente em bioimpedância elétrica deve levar em conta a aplicação em específico, bem como características do objeto de estudo. Olhar apenas para a impedância de saída da fonte, por exemplo, nem sempre significa obter os melhores resultados. Fontes de corrente possuem impedância de saída que varia com a banda de frequência de tal forma que é impossível maximizar indiscriminadamente os dois parâmetros. Além disso, a performance de um circuito está atrelada a diversos fatores que, devido a razões de ordem física e tecnológica, colocam um limite superior na acurácia de todo o sistema de espectroscopia de bioimpedância elétrica. A tabela 2 resume, comparativamente, as principais características das fontes de corrente aqui analisadas e pode ser útil na escolha da topologia de acordo com a aplicação desejada.

TIPO	Imp. Saída	Erro de fase	Consumo. Pot.	Multifrequência?
Holand modificado	500K Ω – 1M Hz	Médio	Médio	Sim
Ponte H com saída cascode*	10M Ω – 1M Hz	Pequeno	Médio	Sim
Estrutura diferencial com DDTA e OTA	1M Ω – 500k Hz	Grande	Médio	Sim
Malha fechada não linear	2M Ω - 1MHz	Nulo	Elevado	Não

Tabela 2 – Comparação entre características das topologias de fontes de corrente analisadas neste artigo (*simulado).

Fonte: O Autor.

REFERÊNCIAS

[1] O. M. Sverre Grimnes, “**Bioimpedance and bioelectricity basics**” vol. 4. Amsterdam :Academic Press, 3 ed., 2014.

[2] E. Arslan, S. Minaei, and A. Morgul, “**On the realization of high performance current conveyors**

and their applications” *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 22, 03 2013.

[3] P. Bertemes-Filho and H. Tanaka, “**An adaptive current source using a negative impedance converter (nic) for electrical impedance tomography (eit)**” 07 2003.

[4] T. K. Bera, “**Bioelectrical impedance methods for noninvasive health monitoring: A review**” *Journal of Medical Engineering*, vol. 2014, pp.1–28, 06 2014.

[5] Y. Wu, D. Jiang, A. Bardill, S. de Gelidi, R. Bayford, and A. Demosthenous, “**A high frame rate wearable eit system using active electrode asics for lung respiration and heart rate monitoring**” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, pp. 3810–3820, Nov 2018.

[6] J. Newell, D. Isaacson, and J. Mueller, “**Electrical impedance tomography**” *IEEE Trans. Med. Imaging*, vol. 21, pp. 553–554, 01 2002.

[7] A. Cuadras, O. Casas, and R. Pallas-Areny, “**Power-noise trade-off in signal amplifiers**” in *2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, pp. 2567–2571, May 2012.

[8] P. Bertemes-Filho, B. Brown, and A. Wilson, “**A comparison of modified howland circuits as current generators with current mirror type circuits**” *Physiological measurement*, vol. 21, pp. 1–6, 03 2000.

[9] V. Sirtoli, P. Bertemes-Filho, K. Morcelles, and V. Vincence, “**Howland current source for high impedance load applications**” *Review of Scientific Instruments*, 09 2018.

[10] S. Santos, T. Schlebusch, and S. Leonhardt, “**Simulation of a current source with a cole-cole load for multi-frequency electrical impedance tomography**” *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 2013, pp. 6445–6448, 07 2013.

[11] P. Bertemes-Filho, A. Felipe, and V. Vincence, “**High accurate howland current source: Output constraints analysis**” *Circuits and Systems*, vol. 4, pp. 451–458, 11 2013.

[12] I. M. Pandiev, “**Stability analysis and design of wideband howland current pumps using monolithic current-feedback amplifiers**” *2018 41st International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, pp. 1–7, 2018.

[13] J. Frounchi, F. Dehkoda, and M. H. Zarifi, “**A low-distortion wideband integrated current source for tomography applications,**” *European Journal of Scientific Research*” vol. 27, pp. 56–65, 01 2009.

[14] K. Gulati and Hae-Seung Lee, “**A high swing cmos telescopic operational amplifier**” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 2010–2019, Dec 1998.

[15] N. Neshatvar, P. Langlois, and A. Demosthenous, “**A non-linear feedback current driver with automatic phase compensation for bioimpedance applications**” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, pp. 1340–1344, Oct 2018.

[16] Y. Bai and Z. Roth, “**Practical nonlinear control systems: Design, implementation and applications**” *Advances in Industrial Control*, pp. 323–435, 01 2019.

[17] P. Seller, “**Noise analysis in linear electronic circuits**” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 376, no. 2, pp. 229–241, 1996.

[18] L. Xuyang, C. Zheng, L. Chunhua, and P. Pong, “**Experimental investigation of a johnson noise**

[19] S. Ghorpade and B. Limaye, **A course in multivariable calculus and analysis**. 01 2010.

APÊNDICE

O circuito da fonte de corrente Howland modificada, com detalhes da análise porvir, encontra-se n figura 5. Para avaliar a performance do circuito é necessário definir uma quantidade que, estabelecida sobre parâmetros de construção do design, permita comparar diferentes cenários onde os requisitos de funcionamento da fonte de corrente são satisfeitos. Para exemplificar esta ideia, tome-se o ganho (transcondutância) da fonte Howland modificada descrita pelas equações 10 e 11:

$$I_o = \frac{V_i}{R_i} \quad (10)$$

$$R_i = \frac{R_1 R_5 (R_2 + R_4)}{R_1 (R_4 + R_5) + R_4 R_3} \quad (11)$$

Nestas equações está implícito o requisito $(R_4 + R_5)/R_2 = R_3/R_1$ que torna a impedância de saída da fonte de corrente infinita. A relação entre a tensão de entrada e corrente de saída é, portanto, escrita como uma razão de resistores do circuito onde diversos valores de resistência garantem o mesmo valor de ganho (a transcondutância $1/R_i$). A escolha específica dos valores destes resistores é delegada a outras restrições como, por exemplo, a capacidade máxima de corrente de saída do amplificador operacional, consumo de energia, integridade de sinal nas malhas de *feedback*, etc.

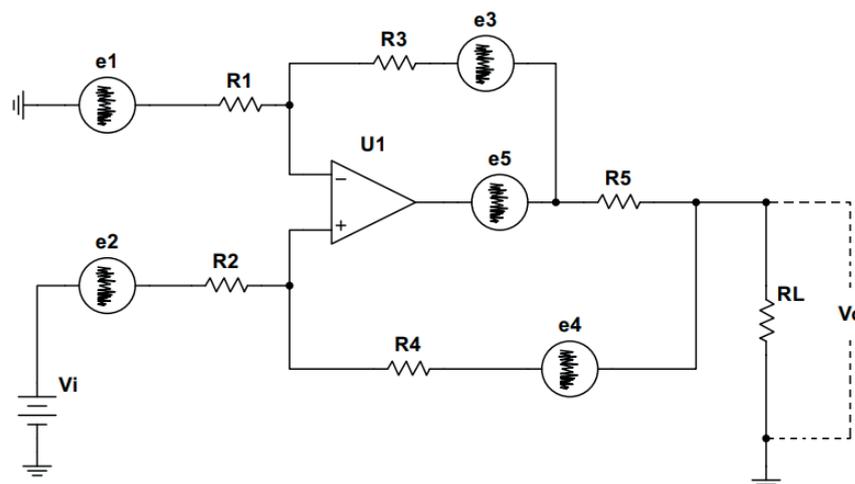


Figura 5 - Modelo de geradores de ruído térmico na fonte Howland modificada

Outra maneira de resolver o problema da escolha de componentes é adotada em [7]. Os autores definem uma nova grandeza que permite avaliar a performance de circuito, bastante semelhante a uma figura de mérito para componentes eletrônicos discretos. Esta grandeza foi chamada de SIGNAL-TO-NOISE-TO-POWER RATIO (SNPR)² e consiste em tomar o quociente da transferência de potência de sinal pela amplitude RMS de ruído no circuito:

$$SNPR = \frac{P_o}{PE_{RMS}^2} \quad (12)$$

Em que P_o é a potência entregue a carga, E_{RMS} é a amplitude total do ruído na saída e P é a potência total consumida pelo circuito. Os autores indicam que grandeza SNPR em função dos valores de resistores do circuito possui um ponto extremo (isto é, onde a performance é a melhor possível) utilizando um argumento ao comparar as características de amplificadores operacionais comerciais. No artigo é ressaltado o fato de que amplificadores operacionais de baixo ruído consumirem maior potência que os de uso geral, pois as fontes de ruído de um amplificador operacional são inversamente proporcionais a corrente que define o ponto de operação quiescente dos nós internos.

Para quantificar a performance da fonte de corrente Howland modificada, uma extensão do conceito de SNPR deve incluir a largura de banda. Em aplicações típicas de bioimpedância, fontes de corrente controladas por tensão devem garantir precisão e estabilidade dentro de uma banda desejável de alguns MHz. Entretanto, na medida em que a banda de frequência aumenta, o valor de E_{RMS} aumenta devido a a característica do ruído branco ser proporcional a banda de frequência [17]. Se é necessário manter uma mesma faixa de sinal-ruído, deve-se aumentar corrente quiescente³, o que leva a um aumento da potência consumida. Para quantificar estes problemas, seja a medida otimização Ot definida por:

$$Ot = \frac{P_o \Delta \omega}{PE_{RMS}^2} \quad (13)$$

Em que $\Delta \omega$ é a banda de frequência. Para aplicar a equação 13 ao circuito da figura 5 considera-se que o amplificador operacional é ideal, visto que o foco da

2. O nome é um tanto confuso, pois no equacionamento final do SNPR não é utilizado a razão sinal ruído mas sim o valor RMS quadrático.
3. A estratégia mais comum para se livrar do ruído térmico consiste em reduzir a magnitude das resistências no circuito, para manter a tensão nos nós quiescentes é necessário, portanto, elevar a corrente.

análise é a estrutura da fonte de corrente Howland modificada. Pelo mesmo motivo, o cálculo da potência consumida pelo circuito não inclui a fonte V_p , que é assumida como ideal.

Para determinar o valor de E_{RMS} na equação 13, a contribuição de ruído para cada resistor é determinada utilizando análise de malhas, enquanto os outros resistores são assumidos livres ruído. Esta contribuição é então somada pelo seu quadrado e, pelo princípio de superposição, a raiz dessa soma é o valor RMS do ruído total na saída (equação 16). O ruído gerado pelo resistor R_1 é dado pelas equações 14 e 15:

$$\bar{E}_1 = \frac{\bar{e}_1}{\frac{R_2}{R_2+R_4} + \frac{R_1}{R_5} + \frac{R_1}{R_L} + \frac{R_1}{R_2+R_4}} \quad (14)$$

$$\bar{e}_1^2 = \int_{\Delta\omega} \left[4kTR_1 + \frac{\omega_{nc}}{\omega} \right] d\omega \quad (15)$$

$$E_{RMS}^2 = \bar{E}_1^2 + \bar{E}_2^2 + \bar{E}_3^2 + \bar{E}_4^2 \quad (16)$$

Em que T, k são a temperatura absoluta e constante de Boltzman, respectivamente. ω_{nc} é frequência em que o espectro de ruído rosa intercepta o espectro de ruído branco (*corner frequency*) [17]. A contribuição de R_1 é:

$$\bar{E}_1^2 = \int_{\Delta\omega} \left(\frac{4kTR_1 + \frac{\omega_{nc}}{\omega}}{\left[\frac{R_2}{R_2+R_4} + \frac{R_1}{R_5} + \frac{R_1}{R_L} + \frac{R_1}{R_2+R_4} \right]^2} \right) d\omega \quad (17)$$

Em que a integral é calculada sobre todo o domínio de frequência que compõe a banda do circuito. De maneira similar, a contribuição dos outros resistores é:

$$\bar{E}_2^2 = \int_{\Delta\omega} \left(\frac{4kTR_2 + \frac{\omega_{nc}}{\omega}}{\left[\frac{1}{R_2+R_4} \frac{R_2R_3}{R_5(R_2+R_4)} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_5} \right) \right]^2} \right) d\omega \quad (18)$$

$$\bar{E}_3^2 = \int_{\Delta\omega} \left(\frac{4kTR_3 + \frac{\omega_{nc}}{\omega}}{\left[\frac{1}{R_3 \left(1R_1 + \frac{1}{R_3} \right) \left(\frac{R_2}{R_2+R_4} \right) + \frac{R_5}{R_L} + \frac{R_5}{R_2+R_4} + 1 \right]^2} \right) d\omega \quad (19)$$

$$\bar{E}_4^2 = \int_{\Delta\omega} \left(\frac{4kTR_4 + \frac{\omega_{nc}}{\omega}}{\left[\frac{1}{R_2+R_4} \frac{R_2R_3}{R_5(R_2+R_4)} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_5} \right) \right]^2} \right) d\omega \quad (20)$$

Nas equações 17, 18, 19 e 20 as integrais podem ser facilmente calculadas visto que a maior parte dos integrandos não dependem da frequência, *a priori*. Além disso, mediante escolha criteriosa do tipo de resistor, pode-se assumir que o espectro de ruído rosa cai rapidamente em uma banda próxima a 0 Hz. Em valores típicos para resistores, a temperatura ambiente, $\omega_{nc} \approx 10 \text{ Hz}$ [18]. Frequências tão baixas não são interessantes do ponto de vista da espectroscopia de bioimpedância elétrica, pois fenômenos de polarização de eletrodo diminuem significativamente a acurácia da medida [1]. Portanto, em comparação com o valor típico do ruído branco, pode-se assumir $\omega_{nc} \approx 0 \text{ Hz}$.

Resta determinar a razão de potências. A potência entregue a carga é $P_o = I_o^2 R_L$. A potência total consumida é $P = P_q + P_o + P_{es} + P_{fb}$, onde P_q é a potência quiescente consumida pelo amplificador operacional, P_{es} é a potência dissipada pelo estágio de saída do amplificador operacional e P_{fb} é a potência dissipada nas malhas de *feedback*. Num amplificador operacional típico, $P_q \ll P_o$ pois a potência quiescente é usada apenas para manter o ponto de operação dos nós internos do amplificador operacional. A potência dissipada pelo estágio de saída pode ser aproximada por:

$$P_{es} \approx (V - V_s)I_s \quad (21)$$

Em que I_s é a corrente drenada na saída do amplificador operacional, V_s é a tensão de saída e V_{sup} é a tensão de alimentação do circuito. I_s pode ser escrito como:

$$I_s = R_L I_o \left[\left(\frac{R_5}{R_1} + \frac{R_5}{R_2+R_4} + 1 \right) \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3+R_1} \right) - \frac{1}{R_5} \right] \quad (22)$$

A tensão V_s é:

$$V_s = R_L I_o \left(\frac{R_5}{R_L} + \frac{R_5}{R_2+R_4} + 1 \right) \quad (23)$$

Portanto,

$$P_{es} \approx (R_L I_o)^2 \left[\frac{V_{supp}}{R_L I_o} \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3+R_1} \right) \left(\frac{R_5}{R_L} + \frac{R_5}{R_2+R_4} + 1 \right) - \frac{V_{supp}}{R_L I_o R_5} - \frac{1}{R_3+R_1} \right] \quad (24)$$

Além disso,

$$P_{fb} = (I_o R_L)^2 \left(\frac{B^2}{R_1+R_2} + \frac{1}{R_2+R_4} + \frac{(B-1)^2}{R_5} \right) \quad (25)$$

Onde,

$$B = \frac{R_5}{R_L} + \frac{R_5}{R_2+R_4} + 1 \quad (26)$$

Calculando as integrais que definem $\bar{E}_1^2, \bar{E}_2^2, \bar{E}_3^2$ e \bar{E}_4^2 , substituindo estes resultados na equação 16, junto com as equações 24 e 25 na definição do parâmetro de otimização Ot (equação 13), após algumas manipulações algébricas resulta em:

$$Ot = \frac{1}{4kTR_L \left[C + \frac{B^2}{R_1+R_2} + \frac{1}{R_2+R_4} + \frac{(B-1)^2}{R_5} + \frac{1}{R_L} \right] \left(\frac{R_1}{A_1} + \frac{R_2}{A_2} + \frac{R_3}{A_3} + \frac{R_4}{A_4} \right)} \quad (27)$$

Onde A_1, A_2, A_3 e A_4 são os termos em colchetes nas equações 17, 18, 19 e 20, respectivamente. C é o termo em colchetes na equação 24.

A equação 27 permite extrair informações importantes sobre o funcionamento e design da fonte de corrente Howland modificada. O lado esquerdo é a razão cujo o numerador contém o percentual de transferência de potência a carga, que está associado a eficiência energética do circuito, e a banda de frequência. O denominador contém o *trade-off* destas características, o aumento do ruído térmico. Em fontes de corrente de pequenas amplitudes ($\approx nA$), o valor de ruído térmico também determina a acurácia das medidas. Por outro lado, com a tendência de equipamentos de espectroscopia portáteis, a eficiência energética se torna peça importante para determinar a autonomia do equipamento. Deve-se, portanto, reduzir a amplitude da potência dissipada pelo ponto quiescente. Para manter a queda de tensão nos nós quiescentes, os valores dos resistores internos aumentam proporcionalmente, o que resulta no aumento do ruído térmico.

O lado direito da equação 27, em contrapartida, contém parâmetros de

design da fonte de corrente, valores dos resistores, saída de corrente, tensão de alimentação e valor da carga. Usando cálculo multivariável, é possível determinar a condição que maximiza o lado esquerdo da equação 27, o que impõe um conjunto adicional de restrições para valores dos resistores de forma a obter máxima performance do circuito. Utilizando estas ferramentas analíticas deve ser possível identificar os pontos de extremo locais, de sela e absoluto da equação 27, sendo mais interessante este último, pois garante a máxima performance possível [19].

Uma análise qualitativa da equação 27 revela a ocorrência de extremos locais sobre os parâmetros da corrente de saída, tensão de alimentação e resistência da carga. Por outro lado a performance é inversamente proporcional a temperatura, o que era esperado pois o valor quadrático médio do ruído branco é proporcional a temperatura. Mantendo fixo os outros parâmetros, pode-se concluir, grosseiramente, que a performance é impactada por:

$$Performance \propto \frac{\text{corrente de saída}}{\text{temperatura} \times \text{resistência carga} \times \text{tensão alimentação}} \quad (28)$$

É possível interpretar a queda na performance com o aumento da resistência da carga lembrando que, fixados os outros parâmetros da equação heurística 28, o aumento da impedância no nó de saída reduz a banda de frequência de operação do circuito. Durante a análise não foi assumido capacitâncias parasitas no nó de saída, portanto a redução da banda de frequência (logo, sua performance) se deve puramente ao aumento de ruído térmico no circuito, devido ao aumento da resistência da carga. Em um contexto prático, esta redução coloca-se como um limite absoluto para a banda de frequência do circuito, com uma carga puramente resistiva, o que difere da criação de polos por capacitâncias parasitas em um nó de alta impedância. Fisicamente, sendo o espectro de potência do ruído térmico proporcional a banda de frequência, a saída de corrente é degradada pela amplitude de ruído na medida que a banda de frequência aumenta, o que justifica a queda no valor da performance.

A degradação da performance com o aumento da tensão de alimentação, fixados outros parâmetros, ocorre na proporção que a dissipação do estágio de saída do amplificador operacional aumenta (equação 21). A excursão de sinal do amplificador operacional é, portanto, fundamental para diminuir o consumo de energia do circuito. Reduzindo a queda de tensão sobre o estágio de saída, para uma corrente fixa, reduz-se a dissipação de potência desperdiçada sobre o amplificador operacional. A equação 23 pode ser usada para obter a ordem de grandeza ideal para V_{sup} . Para reduzir a potência dissipada, deve-se ter $V_{sup} \approx V_s + V_{op}$ em que V_{op}

representa a queda de potencial mínima sobre o estágio de saída do amplificador operacional.

ÍNDICE REMISSIVO

A

AIT 1, 2, 3, 4, 5, 8, 9, 10, 11

Alumina 97, 98, 99, 101, 102, 103, 105, 107, 108, 109, 110, 111, 112

Áreas Degradadas 190, 192, 193, 194, 195, 196, 197, 198

B

Biocompatible Polymers 135

Biodegradáveis 114, 115

Biodiesel 97, 98, 99, 100, 101, 104, 110, 111, 112

C

Camada fértil do solo 190, 194

CanSat 39, 40, 43, 44, 45

Catalisadores Impregnados 98, 105, 106, 108

Cerâmica 102, 174, 175, 176, 177, 178, 188, 189

Controle de qualidade 174, 177, 178, 184, 188

D

Democracia energética 47, 51, 52

Desenvolvimento 15, 47, 52, 53, 54, 55, 56, 58, 60, 61, 63, 64, 67, 75, 98, 102, 111, 112, 114, 120, 122, 152, 164, 178, 190, 191, 192, 193, 194, 196, 197, 236

E

Embalagens 114, 115, 122

Engenharia baseada em conhecimento 31

Engenharia Biomédica 68, 70, 72, 74

Engenharia de Sistema 39

Espectroscopia de bioimpedância elétrica 77, 78, 81, 83, 88, 93

Estradas 190, 200

F

ferramentas da qualidade 152, 153, 156, 162

Filmes 113, 114, 115, 116, 117, 118, 119, 120, 121, 122

Flambagem 13, 15, 18, 20, 21, 24, 27, 28

Fonte de corrente Howland 77, 89

Fonte não linear 77

G

Gestões estratégicas 152

I

Inspetores Eletrônicos 162, 163, 168, 169, 171, 172, 173

K

KAOS 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67

M

Modeling 30, 32, 34, 35, 36, 37, 44, 60, 61, 64, 66, 67, 111, 135, 136, 139

N

NASTRAN 13, 15, 16, 19, 20, 21, 22, 25, 26, 27, 28, 29

O

Olaria 174, 175, 182, 183, 184, 185, 186, 187

Ontologia 30, 31

Otimização 13, 15, 16, 18, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 27, 28, 29, 91, 94, 162

P

PDCA 153, 154, 155, 158, 159, 162, 163, 164, 166, 173

Planejamento 55, 67, 114, 116, 117, 118, 152, 153, 155, 158, 164, 177, 178

Polymeric Films 134, 135

Processos 1, 63, 69, 102, 105, 117, 120, 157, 158, 160, 162, 163, 164, 165, 173, 178, 190, 192, 193, 196, 209

Projeto 1, 13, 15, 16, 17, 18, 19, 25, 61, 62, 70, 71, 74, 103, 152, 156, 177, 191, 192, 207, 208, 209, 219, 235

Prontidão 1

R

Reaproveitamento 190, 192, 194, 195, 196

Rede de Petri 60, 64

Requisitos 1, 39, 60, 61, 62, 63, 65, 67, 68, 70, 74, 75, 79, 90, 178, 179, 188, 189

Rodovias 190, 191, 194

S

Saúde 53, 68, 70, 71, 74, 75

Sistemas Complexos 31, 38, 60, 62

Sistemas de satélite 30, 31

Sistemas Embarcados 60, 61, 63, 64, 65, 67

Stakeholders 1, 2, 3, 4, 5, 8, 11, 12, 39, 40, 41, 43, 44, 45

SysML 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67

T

Tecnologia 37, 38, 47, 48, 49, 50, 56, 58, 68, 69, 74, 128, 134, 174, 175, 189, 190, 208, 236

Tecnologia hidrocínética 47, 48, 49, 56

Tissue engineering 135, 144, 145

Topsoil 190, 191, 192, 193, 194, 195, 196, 197, 198

transição energética 47, 55, 58

Transição energética 48

Transport phenomena 134, 135

 **Atena**
Editora

2 0 2 0