PROJETO E ANÁLISE DE APLICAÇÕES DE CIRCULADORES ATIVOS PARA A OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIAS DE ULTRASSOM DOPPLER DE ONDAS CONTÍNUAS

Tales Roberto de Souza Santini

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica

ORIENTADOR: Prof. Dr. Carlos Dias Maciel

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Sistemas Dinâmicos

São Carlos
2014

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTA TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

S235p Santini, Tales Roberto de Souza
Projeto e Análise de Aplicações de Circuladores
Ativos para a Operação em Frequências de Ultrassom
Doppler de Ondas Contínuas / Tales Roberto de Souza
Santini; orientador Carlos Dias Maciel. São Carlos,
2014.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2014.

1. Circulador Ativo. 2. Ultrassom Doppler. 3. CFOA.
4. Método de Monte-Carlo. 5. Análise do Pior Caso. 6.
PCB. 7. Faixa Dinâmica. 8. Largura de Banda. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **TALES ROBERTO DE SOUZA SANTINI**.

Título da dissertação: "Projeto e análise de aplicações de circuladores ativos para a operação em frequências de ultrassom Doppler de ondas contínuas".

Data da defesa: 11/07/2014

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Associado **Carlos Dias Maciel (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Aleksander Sade Paterno**
(Universidade do Estado de Santa Catarina/UDESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Aparecido Augusto de Carvalho**
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP- Ilha Solteira)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Em primeiro lugar agradeço à minha família, aos meus pais Sérgio e Célia, e à minha irmã Tatiana, que me forneceram as bases morais, éticas e de perseverança que levarei por toda a minha vida;

Agradeço ao meu orientador e amigo, Prof. Dr. Carlos Dias Maciel, pelos grandes ensinamentos técnicos e pelo compartilhamento de experiências e ensinamentos de vida, tão úteis para a minha formação como profissional e como pessoa. Também agradeço aos membros da banca de avaliação pelas importantes contribuições e correções;

Um agradecimento especial à minha namorada Gabriela pelo apoio e paciência nos momentos difíceis, e aos seus pais, Gláucia e Marcos, pelo grande carinho e acolhimento;

Agradeço aos amigos pela ajuda nas horas de necessidade e pela diversão nos demais momentos. Um agradecimento especial aos amigos das Repúblicas Bjo. me Liga, Chico Lopes e Mato Véio;

Também agradeço ao pessoal do Laboratório de Processamento de Sinais (LPS) pelas conversas, troca de conhecimento e apoio. Um agradecimento especial ao Wagner, Fabio, Daniel, Fernando, Giovana, Douglas, Michel, Darwin e Jen;

Agradeço ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos e à Universidade de São Paulo pela oportunidade de desenvolver este trabalho;

Por fim, agradeço à i-Healthsys e ao diretor Dr. Marcelo Prado por terem viabilizado e incentivado esse projeto de melhoria de minha formação, e aos colegas de trabalho pelo grande apoio, em especial ao Guilherme P., Polenta, Issao, Caio, Guilherme G. e Kermentz.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xxi
Lista de Símbolos	xxiii
Lista de Siglas	xxv
Resumo	xxvii
Abstract	xxix
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	6
1.1.1 Objetivos Específicos	6
1.2 Estrutura do Trabalho	6
2 Revisão Bibliográfica	7
2.1 Aplicações dos Circuladores	7
2.1.1 Isolador	8
2.1.2 Duplexador	9
2.1.3 Amplificador de Parâmetros e Deslocador de Fase	10
2.1.4 Um Tipo Especial de Circulador: o Quasi-Circulador	11
2.2 Circuladores Ativos	12
2.3 O Amplificador Operacional de Realimentação por Corrente	17
2.3.1 Modelo Ideal do Amplificador Operacional de Realimentação por Corrente	19
2.3.2 Parâmetros de um Amplificador Operacional de Realimentação por Corrente Real	20
2.3.3 Circuitos Amplificadores de Sinais	23
2.3.4 Modelo de Resposta em Frequência	24

2.4	Avaliação de Desempenho em Circuitos Eletrônicos	27
2.4.1	Faixa Dinâmica	27
2.4.2	Largura de Banda	27
2.4.3	Figura de Ruído	29
2.5	Matrizes de Espalhamento	30
2.6	Transdutores de Ultrassom Doppler de Ondas Contínuas	32
2.7	Métodos de Avaliação de Sensibilidade: Método de Monte-Carlo e Análise do Pior Caso	34
2.8	O Uso do Circulador Ativo em Transdutores de Ultrassom Doppler de Ondas Contínuas	36
3	Materiais e Métodos	37
3.1	Circuito Circulador	37
3.1.1	Equacionamento Baseado em Modelos Ideais	37
3.1.2	Equacionamento com Modelo de Resposta em Frequência e Variação de Impedância de Carga	42
3.2	Simulação Computacional	44
3.3	Montagem em Placa de Prototipagem Rápida	45
3.4	Montagem em Placa de Circuito Impresso	47
3.5	Análise de Sensibilidade	49
3.5.1	Bancadas de Testes	50
3.6	Resumo dos Testes Realizados	51
4	Resultados	55
4.1	Simulação Computacional	55
4.2	Testes em Placa de Prototipagem Rápida	57
4.3	Análise de Sensibilidade	57
4.4	Testes na Placa de Circuito Impresso	60
4.5	Resumo dos Resultados Apresentados	66
5	Discussão e Conclusões	67
5.1	Discussão dos Resultados do Equacionamento e da Simulação do Circuito . . .	67
5.2	Discussão dos Resultados dos Testes no Circulador Ativo	68
5.3	Discussão da Aplicação Prática do Circuito	69
5.4	Conclusões	69
5.5	Destaques deste Trabalho	70
5.6	Próximos Passos	70

Referências Bibliográficas	71
ANEXO A - Análise de Sensibilidade Estendida	77
ANEXO B - Modelo Spice do Amplificador Operacional de Realimentação por Corrente THS3121	83

Lista de Figuras

- FIGURA 2.1 Diagrama conceitual de um circulador contendo três portas de acesso externo. Todas as portas são idênticas, e cada uma tem a capacidade de enviar e receber sinais simultaneamente. A seta indicadora no centro da figura indica o único sentido possível que um sinal pode percorrer dentro do circuito 8
- FIGURA 2.2 Circuito circulador na configuração de isolador. Nesse modo, um gerador de sinais conectado à Porta A define o sinal que será emitido por uma antena ou transdutor, e, caso haja reflexão de onda na carga localizada na Porta B, o sinal refletido será direcionado para a Porta C, onde será absorvido, e nenhuma parte chegará até a Porta A, protegendo a fonte de sinais 9
- FIGURA 2.3 Circulador operando no modo Duplex, em que um circuito gerador de onda localizado na Porta A emite sinais que serão enviados pela antena ou transdutor localizado na Porta B. Essa antena/transdutor também tem a capacidade de receber sinais que serão transmitidos para a Porta C, apresentando uma grande isolação entre o sinal de envio e o sinal de recepção. Esse modo permite a emissão e recepção simultânea de sinais por um único meio 10
- FIGURA 2.4 Circulador operando como amplificador de parâmetros. Nesse modo, um gerador é alocado na Porta A do sistema, e na Porta B opera um circuito que filtra e/ou amplifica um certo parâmetro do sinal, que por sua vez percorre o circulador até a Porta C, onde localiza-se um receptor de sinais 11
- FIGURA 2.5 Circulador operando no modo deslocador de fase. Com configuração semelhante ao amplificador de parâmetros, o circuito é capaz de modificar a fase de um sinal na entrada e transmiti-lo para a saída do circuito. O deslocador também deve operar no modo reflexivo nesta configuração 11

FIGURA 2.6 O quasi-circulador é uma variação dos circuladores na qual a Porta C não tem conexão elétrica com a Porta A, não havendo mais a simetria entre as portas do dispositivo. O circuito deste trabalho é do tipo quasi-circulador . . . 12

FIGURA 2.7 Circuito do primeiro circulador ativo, proposto por Tanaka et al. (1965), composto por três transistores bipolares de junção (BJT), quinze resistores e três capacitores. O circuito realizava a função de circulador, mas com severas restrições em termos de potência entregue à carga e frequência de operação 13

FIGURA 2.8 Representação dos testes realizados por Tanaka et al. (1965). Nesta configuração, foram utilizadas duas fontes geradoras de sinais: uma fonte de ondas quadradas conectada na Porta A do circulador e uma fonte de ondas senoidais conectadas na Porta B. Na Porta C, é visto apenas o sinal proveniente da fonte de sinais conectada à Porta B, mostrando a eficiente isolação do circulador 14

FIGURA 2.9 Diagrama do circuito circulador ativo proposto por Wenzel (1991), que conta com três amplificadores operacionais, 15 resistores e capacitores de desacoplamento – conectados nas alimentações positiva e negativa de cada amplificador operacional – ocultos na figura. As duas opções de operação, comutável pela chave k , são: modo circulador, onde todas as portas são idênticas; e opção de quasi-circulador, em que a Porta C não possui ligação elétrica com a Porta A 16

FIGURA 2.10 Modelo ideal do amplificador operacional de realimentação por corrente. Suas características são bastante distintas das do seu equivalente de realimentação por tensão, pois a impedância de entrada na porta não inversora (R_B) é nula, gerando uma corrente que flui por essa porta até o circuito. Essa corrente também é a base da amplificação, já que o ganho em malha aberta é determinado pelo produto da corrente na porta não inversora (I^-) pela impedância interna Z_g , que no circuito ideal tem valor infinito 20

FIGURA 2.11 Representação do comportamento da tensão de saída de um amplificador operacional para sinais de grande amplitude. A linha tracejada representa um amplificador operacional ideal e a linha contínua representa um amplificador operacional real, cuja tensão de saída é limitada pelas tensões limites V_{lim+} e V_{lim-} , que são menores em módulo que as tensões de alimentação do circuito V_{cc} e V_{ss} 21

FIGURA 2.12 Representação do comportamento da saída de um amplificador operacional para sinais de alta frequência. A linha tracejada representa o amplificador operacional ideal, que contém *slew-rate* infinito, e a linha contínua representa um amplificador real, com *slew-rate* limitado, cuja forma de onda é distorcida pela incapacidade de acompanhar a inclinação da curva do sinal de saída esperado 22

FIGURA 2.13 Circuitos amplificadores de sinais representados com o modelo do amplificador operacional de realimentação por corrente ideal. O amplificador inversor tem a capacidade de amplificar ou atenuar o sinal, mas invertendo a sua curva de tensão, fazendo que inclinações positivas na entrada produzam inclinações negativas na saída. O amplificador não inversor amplifica o sinal sem essa inversão 24

FIGURA 2.14 Ganho de transimpedância de um amplificador operacional de realimentação por corrente típico (Karki (2001)). O ganho nesses dispositivos é estritamente dependente da frequência de operação 25

FIGURA 2.15 Modelo de resposta em frequência de um amplificador operacional de realimentação por corrente. A inclusão do capacitor C_C no modelo representa o decaimento de primeira ordem típico dos amplificadores operacionais 25

FIGURA 2.16 Circuitos amplificadores de sinais com o modelo de resposta em frequência para o amplificadores operacionais de realimentação por corrente . . 26

FIGURA 2.17 Representação da faixa dinâmica de um circuito, sendo definida como o intervalo de amplitudes do sinal que compreende desde o nível de ruído do circuito até o ponto de compressão de $1dB$ do sinal. No ponto de compressão $1dB$, um ganho de $10dB$ no sinal de entrada causa um ganho de $9dB$ na saída do sistema e é considerado por muitos autores como o ponto limite para a linearidade do circuito ou limite da faixa dinâmica 28

FIGURA 2.18 Ilustração do comportamento de um circuito linear de banda larga típico. O circuito comporta-se com ganho previsto no projeto até certo limite de frequência, quando o circuito começa a sair de sua faixa linear. Muitos autores consideram que o limite da banda de um circuito é o ponto no qual há o cruzamento da assíntota do decaimento em relação à frequência com a assíntota da região de baixa atenuação, representado por f_c 29

FIGURA 2.19 Representação no domínio da frequência do comportamento do sinal de entrada e de saída de um circuito amplificador típico. O sinal e o ruído da entrada são amplificados pelo circuito, mas o ruído tem uma amplificação maior que o sinal, o que indica que o circuito adicionou ruído ao sistema. A diferença entre o ruído amplificado pelo sistema e o ruído visto na saída é chamada de figura de ruído do circuito, que, no caso deste exemplo, tem o valor de $10dBm$ 30

FIGURA 2.20 Foto editada de um transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas composto por dois elementos transdutores: um para o envio de sinais e outro para a recepção 33

FIGURA 2.21 Modelo do circuito equivalente das cerâmicas piezoelétricas, baseado em Goler e Guler (1990), composto por: indutor L ; capacitor C_p , responsáveis pela ressonância paralelo; capacitor C_s , responsável pela ressonância série; e resistor r , que representa a transmissão de potência acústica 34

FIGURA 2.22 Representação do comportamento típico de um transdutor piezoelétrico destinado a equipamentos de ultrassom. Os dois gráficos mostram a variação de impedância em relação à frequência. Na frequência de ressonância série, a reatância do transdutor é próxima de zero e ele tem um comportamento puramente resistivo. Este é o ponto de operação em que ocorre a maior transferência de potência entre o transdutor e o circuito, devido ao casamento de impedâncias	35
FIGURA 2.23 Representação dos valores dos componentes do sistema de acordo com os dois métodos de análise de sensibilidade. A análise do pior caso leva em conta os pontos de máximo e mínimo que um componente pode ter dentro da sua tolerância, e o método de Monte-Carlo usa uma distribuição de probabilidade de acordo com a distribuição gaussiana	35
FIGURA 2.24 Diagrama de blocos comparando dois sistemas de ultrassom Doppler de ondas contínuas: um sistema sem o circulador ativo, outro contendo esse circuito. A inclusão de um circulador no sistema permite o envio e recepção simultâneo de sinais por um único elemento transdutor, o que potencialmente traz vantagens ao sistema	36
FIGURA 3.1 Parte do circulador ativo utilizada para a modelagem do circuito. Como o terminal V_{port} pode enviar e receber sinais, esse circuito contém duas entradas e duas saídas. O circuito circulador ativo é composto por três desses blocos	38
FIGURA 3.2 Parte do circuito do circulador ativo com o terminal V_{port} aterrado, possibilitando o equacionamento do circuito baseado no princípio da superposição. Esse circuito é equivalente a um amplificador não inversor com um divisor de tensão na entrada	39
FIGURA 3.3 Parte do circuito do circulador ativo com o terminal V_{port} aterrado. A simplificação deste circuito tem a forma de um amplificador inversor	39
FIGURA 3.4 Circuito visto no nó de uma porta do circulador ativo, contendo uma resistência de carga Z_L	40

FIGURA 3.5	Simulação computacional do circuito circulador ativo na configuração de quasi-circulador. Para a simulação, foi montado o circuito circulador proposto utilizando-se amplificadores ideais junto a componentes passivos e dois circuitos geradores de onda: um para simular o sinal a ser transmitido pelo transdutor, e outro para simular a ação de um transdutor emitindo e recebendo sinais	44
FIGURA 3.6	Montagem do circuito em placa de prototipagem rápida para testes em baixas frequências, contendo três circuitos distintos: o circuito de fonte de alimentação, que tem a função de gerar e regular tensões negativas e positivas adequadas para o funcionamento do circuito; o circuito circulador, seguindo o circuito simulado e utilizando os amplificadores operacionais OPA27; e o circuito do simulador de transdutor, de acordo com o circuito simulado	45
FIGURA 3.7	Esquemático do circuito do projeto da placa de circuito impresso. O circuito circulador ativo contém os amplificadores operacionais de realimentação por corrente THS3121, além dos resistores do circuito, capacitores de desacoplamento e potenciômetros de correção de nível DC. Os conectores das portas são do tipo BNC, para a ligação com cabos coaxiais. O circuito de condicionamento de tensão de alimentação conta com dois reguladores de tensão do tipo LDO e um conector para a ligação da fonte de alimentação externa . . .	48
FIGURA 3.8	Apresentação do leiaute do projeto da placa de circuito impresso e da placa fabricada por empresa especializada. O leiaute foi projetado utilizando-se boas práticas de projeto de placas de circuitos impressos para a operação em altas frequências	49
FIGURA 3.9	Bancada de testes do circuito montado em placa de circuito impresso. Os componentes utilizados são: (a) fonte de alimentação com duas saídas de tensões controladas, gerando tensões de alimentação de $\pm 12V_{dc}$; (b) gerador arbitrário de sinais, com saída dupla, utilizado para a geração dos sinais e simulação de transdutor; (c) osciloscópio de 4 canais e alta taxa de aquisição utilizado para observar o comportamento do circuito; (d) computador conectado ao osciloscópio com a função de armazenar os dados captados; (e) circuito circulador ativo montado na placa de circuito impresso	51

FIGURA 3.10 Banca de teste para a determinação dos parâmetros de espalhamento do circuito circulador ativo montado em placa de circuito impresso. Foram utilizados os seguintes componentes: (a) fonte de tensão de dupla saída gerando uma tensão de alimentação de $\pm 12V_{dc}$ para o circuito; (b) analisador de rede de dois canais e alta largura de banda (de $300kHz$ até $1,5GHz$); (c) circuito circulador ativo em placa de circuito impresso 52

FIGURA 3.11 Bancada de testes para os testes com o transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas. Os componentes do sistema são: (a) transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas de frequência nominal de $2,5MHz$, fabricado pela ATL, preso em uma base de fixação; (b) tanque com água até o nível do transdutor, contendo uma placa de acetato e tecido geossintético à base de PVA na parte inferior, utilizados para absorção das ondas de ultrassom no fundo do tanque; (c) conector do transdutor duplo de ultrassom Doppler de ondas contínuas configurado de modo que os dois elementos transdutores estejam conectados em paralelo; (d) hidrofone para a observação do sinal próximo ao anteparo; (e) anteparo de aço para a reflexão das ondas ultrassônicas 53

FIGURA 4.1 Resultado da simulação do circuito circulador ativo, onde: em (a) é mostrado o sinal da fonte geradora de sinais localizada na Porta A; em (b) tem-se uma soma do sinal da fonte alocada na Porta A com o sinal do simulador de transdutor; em (c) é mostrado o sinal na Porta C, na qual aparece apenas a componente do simulador de transdutor; em (d) é apresentado o sinal do simulador de transdutor; e em (e) o sinal da Porta C com o circuito de simulação de cerâmica desligado, o qual mostra uma boa atenuação em relação ao sinal da Porta A do circuito 56

FIGURA 4.2 Testes de prova de conceito no circuito montado em placa de prototipagem rápida. O resultado é muito semelhante ao comportamento do circuito simulado da Figura 4.1 58

FIGURA 4.3 Análise de sensibilidade do circuito circulador ativo com a fonte de sinais na Porta A utilizando o método de Monte-Carlo. Os parâmetros da simulação são: distribuição gaussiana dos componentes passivos, com margem de tolerância de $\pm 5\%$, com 100 análises 59

FIGURA 4.4	Determinação da sensibilidade do circuito circulador ativo com a fonte de sinais na Porta A utilizando a análise de pior caso. Os parâmetros utilizados na simulação são: método Estocástico para 100 análises com tolerância dos componentes de $\pm 5\%$	60
FIGURA 4.5	Resultados dos testes do circuito circulador em placa de circuito impresso. O comportamento do circulador se manteve mesmo com a operação em frequências na ordem de $5MHz$ e $15MHz$	61
FIGURA 4.6	Teste de faixa dinâmica do circuito para a frequência de $2,5MHz$. O circuito se mostrou linear dentro de toda a amplitude de tensão de saída do equipamento de geração de onda e não foi atingido o ponto de compressão de $1dB$, indicando que o circuito tem um bom desempenho em termos de faixa dinâmica para essa frequência de operação	62
FIGURA 4.7	Resultado do teste de ganho entre as portas do circuito em relação à amplitude do sinal de entrada para a frequência de operação de $2,5MHz$. O ganho entre portas consecutivas (Porta B em relação à Porta A) é mantido praticamente constante e igual a $1 (0dB)$ para toda a extensão da amplitude da onda de entrada. A atenuação em portas não consecutivas (Porta C em relação à Porta A) é maior que $30dB$ para amplitudes de entradas maiores que $170mV_{rms}$, mostrando uma boa isolamento do circuito nessa faixa de amplitude	63
FIGURA 4.8	Parâmetros de espalhamento do circuito circulador montado em placa de circuito impresso. A marcação nos gráficos se refere à frequência de interesse de $2,5MHz$	64
FIGURA 4.9	Teste do circuito circulador ativo utilizando como carga o transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas. A posição vertical do transdutor foi sendo alterada em relação ao anteparo, e o resultado foi uma interação de ondas na terceira porta do circulador ativo	65
FIGURA 5.1	Método de Monte-Carlo para distribuição gaussiana, tolerância dos componentes de $\pm 5\%$, 100 análises. Fonte de sinais localizada na Porta B do sistema.	77

FIGURA 5.2	Método de Monte-Carlo para distribuição gaussiana, tolerância dos componentes de $\pm 5\%$, 100 análises. Fonte de sinais localizada na Porta C do sistema.	78
FIGURA 5.3	Análise do pior caso com método Estocástico, tolerância dos componentes de $\pm 5\%$, 100 análises. Fonte de sinais localizada na Porta B do sistema.	78
FIGURA 5.4	Análise do pior caso com método Estocástico, tolerância dos componentes de $\pm 5\%$, 100 análises. Fonte de sinais localizada na Porta C do sistema.	79
FIGURA 5.5	Análise da variação da impedância de carga, de 40Ω até 60Ω , em passos de 1Ω . Fonte de sinais localizada na Porta A do sistema.	79
FIGURA 5.6	Análise da variação da impedância de carga, de 40Ω até 60Ω , em passos de 1Ω . Fonte de sinais localizada na Porta B do sistema.	80
FIGURA 5.7	Análise da variação da impedância de carga, de 40Ω até 60Ω , em passos de 1Ω . Fonte de sinais localizada na Porta C do sistema.	80
FIGURA 5.8	Análise da variação da impedância dos dois resistores de definição da impedância de entrada do circuito, de 80Ω até 120Ω , em passos de 2Ω . Fonte de sinais localizada na Porta A do sistema.	81
FIGURA 5.9	Análise da variação da impedância dos dois resistores de definição da impedância de entrada do circuito, de 98Ω até 102Ω , em passos de $0,2\Omega$. Fonte de sinais localizada na Porta A do sistema.	81

Lista de Tabelas

TABELA 2.1	Comparação entre as características de amplificadores operacionais de realimentação por tensão e por corrente	18
TABELA 3.1	Resumo dos testes realizados no circuito circulador ativo	52
TABELA 4.1	Resultados dos testes realizados no desenvolvimento do circuito circulador ativo	66

Lista de Símbolos

A	Ganho
C_C	Capacitor interno no modelo de resposta em frequência do amplificador operacional de realimentação por corrente
C_p	Capacitor em paralelo do modelo do transdutor piezoelétrico
C_s	Capacitor em série do modelo do transdutor piezoelétrico
E^-	Intensidade da onda refletida em um terminal
E^+	Intensidade da onda transmitida em um terminal
F	Figura de ruído
f_c	Frequência de corte
I_x	Corrente em um determinado componente x
I^-	Corrente de entrada na porta inversora do amplificador operacional
I^+	Corrente de entrada na porta não inversora do amplificador operacional
L	Indutor do modelo do transdutor piezoelétrico
N_i	Potência do ruído de entrada
N_o	Potência do ruído de saída
r	Resistor do modelo do transdutor piezoelétrico
R_1	Resistor conectado na entrada inversora de um amplificador operacional
R_2	Resistor de realimentação de um amplificador operacional
$\mathbf{S}$	Matriz de espalhamento
S_i	Potência do sinal de entrada
S_{mn}	Parâmetros da matriz de espalhamento
S_o	Potência do sinal de saída
V_{cc}	Tensão de alimentação positiva
V_i	Tensão de entrada de um amplificador operacional
V_{in}	Tensão de entrada de um sistema

V_{lim-}	Limite negativo de tensão de saída de um amplificador operacional
V_{lim+}	Limite positivo de tensão de saída de um amplificador operacional
V_o	Tensão de saída de um amplificador operacional
V_{out}	Tensão de saída de um sistema
V_{port}	Tensão na porta de um circulador
V_{ss}	Tensão de alimentação negativa
V^-	Onda transmitida em um terminal
V^+	Onda incidente em um terminal
$V_{\pm}$	Diferença de potencial elétrico entre as portas de entrada de um amplificador operacional
Z_B	Impedância de entrada da porta não inversora do modelo do amplificador operacional de realimentação por corrente
Z_g	Impedância interna do modelo do amplificador operacional de realimentação por corrente responsável pelo ganho em malha aberta
ω_p	Frequência de ressonância paralelo do modelo do transdutor piezoelétrico
ω_s	Frequência de ressonância série do modelo do transdutor piezoelétrico
Γ	Índice de reflexão de onda

Lista de Siglas

<i>BJT</i>	B ipolar J unction Transistor ou Transistor Bipolar de Junção
<i>CFOA</i>	<i>C</i> urrent- <i>F</i> eedback <i>O</i> perational <i>A</i> mplifier
<i>CI</i>	<i>C</i> ircuito <i>I</i> ntegrado
<i>CMOS</i>	<i>C</i> omplementary <i>M</i> etal- <i>O</i> xide- <i>S</i> emiconductor
<i>CW</i>	<i>C</i> ontinuous <i>W</i> ave ou Ondas Contínuas
<i>DC</i>	<i>D</i> irect <i>C</i> urrent ou Corrente Contínua
<i>DDS</i>	<i>D</i> irect <i>D</i> igital <i>S</i> ynthesizer
<i>FET</i>	<i>F</i> ield- <i>E</i> ffect <i>T</i> ransistor ou Transistor de Efeito de Campo
<i>GaAs</i>	<i>G</i> allium <i>A</i> rsenide ou Arsenieto de Gálio
<i>LDO</i>	<i>L</i> ow- <i>d</i> ropout
<i>MMIC</i>	<i>M</i> onolithic <i>M</i> icrowave <i>I</i> ntegrated <i>C</i> ircuit
<i>PCB</i>	<i>P</i> rinted <i>C</i> ircuit <i>B</i> oard ou Placa de Circuito Impresso
<i>PVA</i>	<i>P</i> olyvinyl <i>A</i> cetate
<i>PVDF</i>	<i>P</i> olyvinylidene <i>D</i> ifluoride
<i>PZT</i>	<i>L</i> ead (<i>Pb</i>) <i>Z</i> irconate <i>T</i> itanate
<i>RF</i>	<i>R</i> adio <i>F</i> requency ou Rádio Frequência
<i>UHF</i>	<i>U</i> ltra <i>H</i> igh <i>F</i> requency

Resumo

Santini, Tales R. S.. **Projeto e Análise de Aplicações de Circuladores Ativos para a Operação em Frequências de Ultrassom Doppler de Ondas Contínuas**. 2014. Dissertação. Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2014.

Os circuladores tradicionais são amplamente utilizados em telecomunicações e defesa militar para o simultâneo envio e recepção de sinais por um único meio. Esses circuitos passivos, fabricados a partir de materiais ferromagnéticos, possuem a desvantagem do aumento de dimensões, peso e custos de fabricação com a diminuição da frequência de operação definida no projeto destes dispositivos, inviabilizando sua aplicação em frequências abaixo de 500MHz .

O circulador ativo surgiu como uma alternativa aos tradicionais, tendo aplicações em frequências desde o nível DC até a ordem de dezenas de gigahertz. As suas maiores aplicações ocorrem quando são necessários dispositivos compactos, de baixo custo e de baixa potência. Os primeiros circuitos propostos possuíam uma grande limitação em termos de frequência de operação e de potência entregue à carga. Entretanto, com os avanços tecnológicos na eletrônica, tais problemas podem ser amenizados atualmente.

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de um circuito circulador ativo para a utilização em instrumentação eletrônica, em particular para a operação em frequências na ordem das utilizadas em equipamentos de ultrassom Doppler de ondas contínuas, na faixa de 2MHz a 10MHz . As possíveis vantagens da implementação de circuladores em sistemas de ultrassom estão relacionadas ao incremento da relação sinal-ruído, aumento da área de recepção do transdutor, simplificação da construção do transdutor, simplificação do circuito de demodulação/processamento, e maior isolamento entre os circuitos de transmissão e recepção de sinais.

Na fase inicial, o circulador ativo proposto é modelado por equacionamento, utilizando-

se tanto o modelo ideal dos amplificadores operacionais como o seu modelo de resposta em frequência. Simulações computacionais foram executadas para confirmar a validade do equacionamento. Um circuito montado em placa de prototipagem rápida foi apresentado, e testes de prova de conceito em baixas frequências foram realizados, mostrando uma grande semelhança entre o teórico, o simulado e o experimental.

A segunda parte contou com o projeto do circuito circulador para a operação em maiores frequências. O circuito proposto é composto por três amplificadores operacionais de realimentação por corrente e vários componentes passivos. Uma análise de sensibilidade utilizando os métodos de Monte-Carlo e análise do pior caso foi aplicada, resultando em um perfil de comportamento frente às variações dos componentes do circuito e às variações da impedância de carga. Uma placa de circuito impressa foi projetada, utilizando-se de boas práticas de leiaute para a operação em altas frequências. Neste circuito montado, foram realizados os seguintes testes e medições: comportamento no domínio do tempo, faixa dinâmica, nível de isolamento em relação à amplitude do sinal, largura de banda, levantamento dos parâmetros de espalhamento, e envio e recepção de sinais por transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas.

Os resultados dos testes de desempenho foram satisfatórios, apresentando uma banda de transmissão de sinais para frequências de 100MHz , isolamento entre portas não consecutivas de 39dB na frequência de interesse para ultrassom Doppler e isolamento maior que 20dB para frequências de até 35MHz . A faixa dinâmica excedeu a tensão de $5V_{pp}$, e o circuito teve bom comportamento no envio e na recepção simultânea de sinais pelo transdutor de ultrassom.

Palavras-chaves: Circulador Ativo; Ultrassom Doppler; CFOA; Método de Monte-Carlo; Análise do Pior Caso; PCB; Faixa Dinâmica; Largura de Banda.

Abstract

Santini, Tales R. S.. Design and Application Analysis of Active Circulators for Operation in Frequencies of Continuous-Wave Doppler Ultrasound. 2014. Master's dissertation. São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, São Carlos, 2014.

Traditional circulators are widely used in both telecommunications and military defense for sending and receiving signals simultaneously through a single medium. These passive circuits which are manufactured from ferromagnetic materials, have the disadvantages of having suffered an increase in dimensions, weight, and manufacturing costs along with the decrease in the operation frequency established in the designs of such devices, thus preventing their useful employment in frequencies below 500MHz.

The active circulator emerged as an alternative to the traditional ones, and has applications on frequencies ranging from a DC level to levels involving dozens of gigahertz. It is applicable when compact devices are made necessary, at a low cost, and for low frequencies. The first circuits to be introduced had a major limitation in terms of operating frequency and power delivered to the load. However, due to technological advances in electronics, problems such as the aforementioned can now be minimized.

This research work presents the development of an active circulator circuit to be used in electronic instrumentation, particularly for operation at frequencies such as those used in continuous wave Doppler ultrasound equipment, ranging from 2 MHz to 10 MHz. The advantages made possible by implementing ultrasound systems with circulators are related to an increase in the signal-to-noise ratio, an increase in the transducer's reception area, a simplified construction of the transducer, simplification of the demodulation/processing circuit, and a greater isolation between the transmission circuits and signal reception.

In the initial phase, the proposed active circulator was modeled by means of an equating method, using both the ideal model of operational amplifiers and the model of frequency response. Computer simulations were carried out in order to confirm the validity of the equating method. A circuit mounted upon a breadboard was introduced and proof of concept assessments were performed at low frequencies, showing a great similarity among the theoretical, simulated and experimented data.

The second phase is when the circulator circuit's design was developed in order make its operation at higher frequencies possible. The proposed circuit is comprised of three current-feedback operational amplifiers and several passive components. A sensitivity analysis was carried out using Monte-Carlo methods and worst-case analyses, resulting in a certain behavioral profile influenced by variations in circuit components and variations in load impedance. A printed circuit board was designed, employing good practice layout standards so that operation at high frequencies would be achieved. The following evaluations and measurements were performed on the circuit that was assembled: time domain behavior, dynamic range, isolation level relative to signal amplitude, bandwidth, survey of the scattering parameters, and transmission and reception of signals by a continuous wave Doppler ultrasound transducer.

The results of the performance tests were satisfactory, presenting a 100MHz signal transmission band, isolation between non-consecutive ports of 39dB at the frequency of interest to the Doppler ultrasound, and an isolation greater than 20dB for frequencies of up to 35MHz. The dynamic range exceeded the $5V_{pp}$ and the circuit performed satisfactorily in the simultaneous transmission and reception of signals through the ultrasound's transducer.

Keywords: Active Circulator; Doppler Ultrasound; CFOA; Monte-Carlo Method; Worst-Case Analysis; PCB; Dynamic Range; Bandwidth.

Capítulo 1

Introdução

Os primeiros equipamentos médicos de diagnósticos baseados em ultrassom datam do início da década de 1940, com as contribuições de Karl Dussik (Dussik (1942), *apud* McNay e Fleming (1999)). Em sua pesquisa na área de técnicas de diagnóstico de tumores cerebrais, ele foi o primeiro médico a utilizar um equipamento de ultrassom por imagem em pacientes (Dussik (1942), *apud* Newman e Rozycki (1998)).

Basicamente, esses equipamentos utilizam as propriedades das ondas de ultrassom – que por definição são ondas mecânicas com frequência acima de $20kHz$ (Hedrick et al., 2004) – propagando-se através dos diferentes tecidos do corpo do paciente. As interações das ondas com os diversos tecidos causam um espalhamento de parte dessas ondas (Ishimaru, 1999), e o equipamento de ultrassom é capaz de captar e processar o sinal gerado por essas ondas que chegam ao transdutor. O resultado é apresentado para o profissional de saúde na forma de imagem ou som (Hedrick et al., 2004).

Um tipo de equipamento de ultrassom muito utilizado atualmente foi desenvolvido no final da década de 1950 por Shigeo Satomura (Satomura, 1957) e baseia-se no efeito Doppler sobre as ondas de ultrassom em contato com tecidos em movimento, em geral com o sangue (Hedrick et al., 2004). O equipamento de Ultrassom Doppler tem a função de medir velocidades dos meios líquidos e tem um importante papel no diagnóstico de aneurismas, trombozes e outra anomalias no sistema circulatório, com ênfase na aterosclerose, que promove uma obstrução parcial ou total de vasos sanguíneos (Pimentel et al., 1993).

Junto ao desenvolvimento dos equipamentos de ultrassom, cresceram as preocupações com a segurança de sua utilização e os seus efeitos a curto e longo prazo. Muitos estudos foram

conduzidos nessa direção, concentrados em duas áreas de pesquisa: efeitos relacionados ao aumento de temperatura devido à absorção das ondas de ultrassom e efeitos vinculados à cavitação em microbolhas nos tecidos (Williams, 1983). As maiores preocupações quanto ao aquecimento estão em tecidos extremamente sensíveis – como embriões, cérebro e coluna vertebral de fetos, e cérebro e olhos de neonatais (Repacholi et al., 1987) – e esse efeito está diretamente associado à intensidade da onda de ultrassom e aos efeitos de sua propagação não linear nos tecidos (Kinsler et al., 1999).

O limite geralmente considerado seguro para a intensidade das ondas é de $100mW/cm^2$ (Evans e McDicken, 2000), exceto para ultrassom oftalmológico, em que o limite é de $17mW/cm^2$ (Abramowicz, 2013), porém alguns equipamentos de diagnóstico (Abramowicz, 2013) e grande parte dos equipamentos de tratamento (Evans e McDicken, 2000) trabalham em uma faixa acima desse limite. Além disso, equipamentos modernos de Ultrassom por imagem combinado com Doppler requerem um aumento do tempo de exposição do paciente e da potência irradiada, potencializando os seus efeitos nocivos (Abramowicz, 2013).

Neste contexto, níveis de intensidade das ondas de ultrassom menores e tempos de exposição mais curtos são desejáveis. Uma maneira de buscar tais aperfeiçoamentos é através da implementação de dispositivos que trazem melhorias na qualidade do sinal e na relação sinal-ruído do circuito analógico desses equipamentos de ultrassom. A importância desse aperfeiçoamento está no fato de que isso permite a operação do equipamento em níveis mais baixos de potência e a apresentação de dados menos ruidosos para o profissional de saúde, facilitando o diagnóstico e reduzindo o tempo de exposição às ondas geradas pelo equipamento.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um circuito circulador, que, entre outras aplicações, pode ser utilizado para melhorar o desempenho do *front-end* analógico de equipamentos de ultrassom Doppler: um circulador pode ser utilizado para enviar e receber sinais por um único elemento transdutor de ultrassom.

Os circuladores tradicionais de ferrite são amplamente utilizados nas áreas de telecomunicações e defesa, por exemplo, em sistema de comunicação de satélites ou em projetos de radares (Razavipour et al., 2009). As suas aplicações estão relacionadas com a transmissão e recepção de sinais em altas frequências e potências de operação e geralmente são projetados para operarem em uma faixa de frequências de $50MHz$ até $20GHz$ (Philips Semiconductor, 1998), o que inclui frequências na faixa de rádio e de micro-ondas. Os principais empregos deste tipo de dispositivo incluem a isolação da fonte de sinal – a fim de evitar reflexões que

prejudiquem o funcionamento ou danifiquem o gerador de sinais – e o envio e recepção de sinais simultaneamente por um mesmo meio (Linkhart, 1989). Ainda, os circuladores são muito utilizados nas funções de multiplexador, amplificador de parâmetros (PARAMP) e deslocador de fase (Koul, 1991).

Circuladores tradicionais são dispositivos passivos. As suas características elétricas são baseadas em propriedades não lineares de materiais ferromagnéticos, geralmente ferrites, imersos em campos magnéticos gerados por uma corrente alternada (Liao, 1990). Essas propriedades estão relacionadas com o momento angular dos elétrons desses materiais, fazendo com que um sinal senoidal injetado na entrada, em conformidade com a frequência de projeto, percorra o sistema em apenas um sentido, sendo quase completamente absorvido no sentido reverso (Linkhart, 1989). Esse fenômeno recebe o nome de ressonância ferromagnética (Fuller, 1995).

Como consequência, toda a energia do sinal que entra por uma porta do dispositivo é entregue à próxima porta e, caso esta esteja com uma carga adequada, nenhuma parte do sinal chegará até qualquer outra porta. Esse comportamento define os dois principais modos de operação do circulador: modo isolador e modo duplex (Linkhart, 1989). No primeiro modo, quando um sinal é injetado em uma das portas e transmitido até a próxima porta, podem ocorrer reflexões de ondas, sendo que, nesse caso, o sinal refletido é transmitido para a terceira porta, não retornando para a fonte e protegendo-a contra reflexões de ondas. No segundo modo, caso um sinal seja gerado por uma porta e transmitido até porta seguinte, e esta mesma porta também realizar a recepção de um sinal, o sinal recebido será transmitido até a terceira porta do sistema. Isso permite a transmissão e recepção de um sinal através de um mesmo meio simultaneamente, sem que uma interfira na outra.

Embora seja amplamente utilizado para altas frequências, os projetos de circuladores começam a apresentar problemas para frequências abaixo de algumas centenas de megahertz (Wenzel, 1991), pois as dimensões dos materiais ferromagnéticos envolvidos em sua construção aumentam consideravelmente, limitando as suas aplicações devido aos altos custos, às grandes dimensões e à elevada massa do dispositivo.

Uma alternativa a esses circuitos para a operação em baixas frequências, como as frequências geralmente associadas ao equipamentos de Ultrassom (na faixa de 2MHz até 10MHz) (Evans e McDicken, 2000), é a utilização de circuladores ativos. Esses circuitos eletrônicos foram propostos inicialmente na década de 1960 como uma alternativa para os circuladores tradicionais (Tanaka et al., 1965). O objetivo era o desenvolvimento de um circuito eletrônico que apresen-

tasse características semelhantes às dos circuladores tradicionais de ferrite, mas com custos e dimensões adequados a projetos de dispositivos que operam a baixas frequências e níveis de potência. No entanto, a tecnologia disponível na época limitava vários parâmetros de desempenho, como largura de banda, isolamento reversa e faixa dinâmica, além de apresentarem altos níveis de ruído (Furukawa e Horiguchi, 1967) e grande variação dos parâmetros do circuito com a temperatura (Tanaka et al., 1965).

Os avanços tecnológicos presenciados nos últimos anos e as melhorias nos processos de fabricação de circuitos integrados estão permitindo o surgimento de novos circuitos circuladores ativos com desempenho adequado para utilização em várias aplicações, principalmente aquelas em que é aplicável o modo duplex.

Existe na literatura uma grande variedade de circuladores ativos. Há trabalhos disponíveis relatando projetos que utilizam transistores, amplificadores operacionais, acopladores direcionais e amplificadores operacionais de transcondutância para obter-se o comportamento característico de circuladores (Chen e Narayanan, 2010). Os trabalhos mais recentes relatam projetos de circuladores ativos de baixa potência operando com frequência de até 80GHz (Chang et al., 2010).

A utilização desses dispositivos em circuitos de ultrassom exige uma faixa de frequência de operação menor que o estado da arte, mas é necessário uma boa isolamento entre portas não consecutivas e uma maior potência de operação. Isso é devido às características particulares dos circuitos e dos transdutores de equipamentos de Ultrassom Doppler.

Existem dois grandes tipos de equipamentos de ultrassom Doppler: os que trabalham com a emissão e recepção contínuas de ondas ultrassônicas e os que trabalham com ondas pulsadas (Hedrick et al., 2004). Os equipamentos que trabalham com ondas contínuas possuem algumas vantagens sobre os de ondas pulsadas, como a possibilidade de medição de corpos se movendo a altas velocidades, maior sensibilidade a baixas velocidades e a pequenas reflexões, e normalmente são dotados de um circuito eletrônico mais simples. Entretanto, também possuem algumas desvantagens, como a incapacidade de medir a profundidade do objeto em movimento e a necessidade de, no mínimo, dois elementos transdutores: um para transmissão e outro para recepção de sinal (Edelman, 2004).

As desvantagens de se utilizar dois elementos transdutores são grandes. Primeiramente, o elemento de recepção pode captar diretamente o sinal de transmissão, devido ao acoplamento mecânico entre os transdutores (Evans e McDicken, 2000), o que acarreta uma maior necessi-

dade de processamento e filtragem do sinal adquirido. Outra desvantagem é a redução da área do transdutor de recepção, pois o espaço disponível precisa ser compartilhado entre os dois transdutores, ocasionando uma diminuição da sensibilidade e, consequentemente, um sinal de menor intensidade será captado (Heywang et al., 2008).

Um circuito circulador ativo no modo Duplex pode ser utilizado no *front-end* analógico desses equipamentos para enviar e receber sinais de Ultrassom por um único elemento transdutor, possivelmente trazendo melhorias na qualidade do sinal recebido e simplificando o circuito de demodulação do equipamento.

Os possíveis problemas da utilização de circuladores ativos junto a transdutores de ultrassom são característicos de projetos com esses circuitos. O principal ponto de preocupação é quanto à isolamento entre o sinal recebido e o enviado, pois isso é fortemente dependente do casamento de impedância entre a carga e o circuito e reflexões na porta (Wenzel, 1991). Outro fator é a potência entregue à carga: os circuladores ativos disponíveis na literatura geralmente possuem uma baixa potência de operação, o que pode degradar a relação sinal-ruído do circuito. Há também outros fatores, como largura de banda e alimentação dos circuitos eletrônicos, que devem ser considerados em um projeto.

Este trabalho apresenta o estudo de aplicabilidade de um circuito circulador ativo como o substituto dos circuladores tradicionais de ferrite para baixas frequências. O dispositivo pode ser empregado para uso geral – em situações em que se queira isolar a fonte de sinais ou enviar e receber sinais por um mesmo meio – e para sistemas de Ultrassom Doppler de ondas contínuas. Uma abordagem em termos de parâmetros de espalhamento foi utilizada para a modelagem do circuito. Ademais, foram conduzidas simulações para determinar-se a influência da variação da impedância de carga e da variação dos parâmetros do circuito na eficiência do dispositivo quanto à isolamento entre portas não consecutivas e à transmissão de sinal entre portas consecutivas. O circuito foi implementado utilizando-se o estado da arte em componentes eletrônicos, e testes foram realizados no circuito montado.

1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é o projeto de um circulador ativo de uso geral na faixa de frequências dentro do intervalo de $2MHz$ até $10MHz$.

1.1.1 Objetivos Específicos

A partir do objetivo geral, podem-se enumerar os seguintes objetivos específicos:

1. análise dos modelos de circuladores ativos disponíveis na literatura e escolha do circuito que melhor atende aos requisitos de projeto;
2. modelagem baseada na matriz de espalhamento;
3. análise de sensibilidade utilizando o método de Monte-Carlo e análise do pior caso;
4. atualização do circuito com base nos dispositivos eletrônicos de alto desempenho disponíveis atualmente no mercado;
5. implementação física do circuito, realização de testes de desempenho, e análise dos resultados obtidos.

1.2 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está estruturado da seguinte maneira:

- **Capítulo 2:** são apresentados os principais conceitos contidos na literatura científica a respeito dos circuladores tradicionais e ativos, bem como o embasamento teórico para a determinação de diversos parâmetros de desempenho em circuitos eletrônicos;
- **Capítulo 3:** apresenta a modelagem do circulador ativo utilizado e o detalhamento dos testes de desempenho realizados;
- **Capítulo 4:** são descritos os resultados de simulação e de testes experimentais no circuito;
- **Capítulo 5:** no último capítulo, são feitas as análises, considerações finais do projeto e as perspectivas futuras de pesquisa.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Este capítulo apresenta os principais conceitos publicados na literatura científica que foram utilizados na elaboração deste trabalho. Serão apresentados os diversos modos de operação dos circuladores, bem como a origem e os tipos de circuladores ativos. Também será apresentado um aprofundamento dos estudos de amplificadores operacionais, com o foco em um tipo especial: o amplificador operacional de realimentação por corrente. A parte final conta com os métodos de modelagem e de avaliação de desempenho de circuitos que operam em médias e altas frequências e com a apresentação de dois métodos de determinação de sensibilidade em circuitos: o método de Monte-Carlo e a análise do pior caso.

2.1 Aplicações dos Circuladores

Os circuladores são normalmente utilizados em sistemas operando em frequências de rádio ou micro-ondas, apresentando um importante papel no desacoplamento entre ondas incidentes e ondas refletidas no sistema (Chang et al., 2010). São também muito utilizados como duplexadores, permitindo que o transmissor e o receptor compartilhem a mesma antena (Huang et al., 2012). Nesta seção, serão apresentados os detalhes das aplicações mais comuns para circuladores.

Por definição, um circulador é um dispositivo com portas de acesso externo no qual a energia que entra em uma porta é acoplada até a próxima porta e desacoplada das demais portas do circuito (Linkhart, 1989). Um circulador pode ter qualquer número de portas, mas são muito raros os dispositivos com número de portas diferente de três. A Figura 2.1 mostra o diagrama

conceitual de um circulator tradicional.

Figura 2.1: Diagrama conceitual de um circulator contendo três portas de acesso externo. Todas as portas são idênticas, e cada uma tem a capacidade de enviar e receber sinais simultaneamente. A seta indicadora no centro da figura indica o único sentido possível que um sinal pode percorrer dentro do circuito

A importância prática desse circuito está no modo como o sinal se propaga internamente e através de suas portas. Quando um sinal é transmitido pela Porta A, ele percorre o circuito em apenas um sentido até a Porta B, onde pode-se observar um dos seguintes comportamentos:

- se a Porta B estiver em aberto ou em curto-circuito, o sinal seguirá até a Porta C com o mínimo de atenuação;
- se a carga da Porta B estiver casada com a impedância de saída das portas do circulator, todo o sinal será absorvido pela carga e nenhum sinal chegará até a Porta C;
- se a carga em B estiver parcialmente casada com o circuito, parte do sinal será absorvido e parte chegará até a Porta C.

Esse comportamento vale para qualquer outra porta do circuito e possibilita a sua aplicação nos principais modos de operação dos circutores, que são: isolador, duplexador, amplificador de parâmetros e deslocador de fase. A seguir serão detalhados cada um desses modos de operação.

2.1.1 Isolador

A configuração como Isolador é uma das mais utilizadas em circuitos de RF e micro-ondas (Linkhart, 1989). Nessa configuração, uma porta é utilizada como entrada de sinais, a porta

seguinte como saída e a terceira porta é utilizada para a absorção de sinais refletidos pela carga localizada na segunda porta. Isso é possível com a alocação de uma carga de impedância casada na terceira porta. A Figura 2.2 mostra a montagem dessa configuração no sistema. Nesse circuito, a transferência de potência entre a fonte e a carga tem uma baixa atenuação, enquanto que a transferência de potência entre a carga e a fonte tem alta atenuação, fazendo com que o gerador de sinais fique protegido contra reflexões da carga.

Figura 2.2: Circuito circulator na configuração de isolador. Nesse modo, um gerador de sinais conectado à Porta A define o sinal que será emitido por uma antena ou transdutor, e, caso haja reflexão de onda na carga localizada na Porta B, o sinal refletido será direcionado para a Porta C, onde será absorvido, e nenhuma parte chegará até a Porta A, protegendo a fonte de sinais

Esse circuito é muito utilizado para produzir um correto casamento de impedâncias na saída do gerador de sinais no caso da carga não apresentar um casamento adequado ou quando o gerador de sinais exibe pequenas flutuações na saída que influencie na impedância de carga.

Comercialmente, esse dispositivo conta com versões reduzidas, em que apenas duas portas são expostas no circuito, sendo a terceira porta uma terminação interna ao circuito com o devido casamento de impedâncias. Outro fato relevante é que níveis maiores de isolamento podem ser atingidos alocando-se vários isoladores em série no sistema.

2.1.2 Duplexador

A configuração de duplexador é a mais importante para este trabalho. Essa configuração é aplicada quando se tem uma fonte geradora de sinais alocada em uma das portas do dispositivo, uma antena ou um transdutor na porta seguinte e um receptor de sinais na terceira porta. Desta maneira, o sinal proveniente da fonte é transmitido à antena ou transdutor, e nenhuma parte deste sinal chega até o receptor, considerando um devido casamento de impedâncias da antena ou transdutor. Além disso, os sinais captados pela antena/transdutor chegam até o receptor

de sinais com mínima atenuação. Essa característica dos circuladores permite a sua utilização para o envio e recepção de sinais simultaneamente por um único meio. A Figura 2.3 mostra o diagrama conceitual do sistema.

Figura 2.3: Circulador operando no modo Duplex, em que um circuito gerador de onda localizado na Porta A emite sinais que serão enviados pela antena ou transdutor localizado na Porta B. Essa antena/transdutor também tem a capacidade de receber sinais que serão transmitidos para a Porta C, apresentando uma grande isolamento entre o sinal de envio e o sinal de recepção. Esse modo permite a emissão e recepção simultânea de sinais por um único meio

A utilização dessa configuração com um transdutor que trabalha em baixas frequências pode trazer melhorias para a aquisição de dados, já que o circuito apresenta uma boa isolamento entre a emissão e recepção de sinais. No caso de transdutores de ultrassom de ondas contínuas, a utilização de apenas um elemento transdutor pode aumentar a sensibilidade e a relação sinal-ruído do equipamento, permitindo a operação em níveis mais baixos de potência e, conseqüentemente, aumentando a segurança na operação do equipamento. Outra vantagem, principalmente no caso da utilização de transdutores de alto custo, é a diminuição da complexidade do projeto do transdutor, o que pode ocasionar uma redução dos custo de produção.

2.1.3 Amplificador de Parâmetros e Deslocador de Fase

Os circuladores podem ser utilizados para filtrar e amplificar determinadas frequências do sinal, com ou sem conversão de frequência (Linkhart, 1989). Essa configuração é praticamente exclusiva para circuitos de alta frequência, não havendo registros dela sendo utilizada com circuladores ativos na literatura. A utilização como amplificador de parâmetros necessita de uma carga que gere um ganho no sinal refletido na própria linha, como mostra a Figura 2.4.

De modo semelhante, tem-se os deslocadores de fase, cuja função é modificar a fase do

sinal, sem alterar a sua amplitude. Novamente, o dispositivo modificador de fase é reflexivo, o que dificulta a sua aplicação em baixas frequências, devido a melhores alternativas disponíveis. O circuito é mostrado na Figura 2.5.

Figura 2.4: Circulador operando como amplificador de parâmetros. Nesse modo, um gerador é alocado na Porta A do sistema, e na Porta B opera um circuito que filtra e/ou amplifica um certo parâmetro do sinal, que por sua vez percorre o circulador até a Porta C, onde localiza-se um receptor de sinais

Figura 2.5: Circulador operando no modo deslocador de fase. Com configuração semelhante ao amplificador de parâmetros, o circuito é capaz de modificar a fase de um sinal na entrada e transmiti-lo para a saída do circuito. O deslocador também deve operar no modo reflexivo nesta configuração

2.1.4 Um Tipo Especial de Circulador: o Quasi-Circulador

O quasi-circulador tem um circuito interno um pouco diferente do circulador comum: duas portas do circuito são completamente isoladas, tanto no sentido direto como no reverso. Como pode ser observado na Figura 2.6, o sinal incidente na Porta A é transferido até a Porta B, o mesmo é válido para as Portas B e C, mas nenhum sinal que incide na Porta C chega à Porta A.

Figura 2.6: O quasi-circulador é uma variação dos circuladores na qual a Porta C não tem conexão elétrica com a Porta A, não havendo mais a simetria entre as portas do dispositivo. O circuito deste trabalho é do tipo quasi-circulador

O circuito desenvolvido neste trabalho possui em sua configuração interna as características de quasi-circulador. Essa escolha foi baseada no fato de que a transmissão de sinal entre as Portas C e A não é desejável para a aplicação proposta, pois o receptor e o transmissor de sinais estão respectivamente localizados nessas portas, e é importante haver o máximo possível de isolamento entre esses dois componentes. Além disso, essa configuração aumenta a liberdade de operação de circuito, pois a carga ligada à Porta C não precisa estar com a impedância casada com a entrada.

2.2 Circuladores Ativos

Os circuladores tradicionais de ferrite são circuitos amplamente utilizados em aplicações de alta potência com frequências de operação na faixa de rádio e micro-ondas. No entanto, eles possuem algumas características que podem torná-los inviáveis em alguns projetos. Primeiramente, esse tipo de equipamento opera em uma banda de frequência bem restrita, o que limita o projeto a uma aplicação específica (Linkhart, 1989). Outra característica é a elevada massa do equipamento e suas grandes dimensões, principalmente para projetos nos quais eles devem operar em frequências abaixo de algumas centenas de megahertz (Wenzel, 1991). Eles também apresentam um alto custo, problemas de distorções e interferências de sinais entre portas adjacentes (El-Khatib et al., 2008)

Os circuladores ativos surgiram como uma alternativa aos circuladores tradicionais. Construídos a partir de circuitos eletrônicos, eles têm o objetivo de reproduzir o comportamento de

um circulator tradicional, mas possuem algumas características especiais. As principais vantagens desse novo circuito são a larga banda de operação – alguns podendo atuar desde do nível DC até frequências acima de UHF (300MHz - 1GHz) – o baixo custo de construção, pequenas dimensões, e baixa massa.

O primeiro projeto de circulator ativo foi proposto por Tanaka et al. (1965). No trabalho publicado na década de 60, os autores demonstraram a possibilidade do projeto de um circulator a partir de elementos ativos, no caso, transistores. O circuito é baseado em três transistores bipolares de junção (BJT) e vários componentes passivos, como o mostrado na Figura 2.7.

Figura 2.7: Circuito do primeiro circulator ativo, proposto por Tanaka et al. (1965), composto por três transistores bipolares de junção (BJT), quinze resistores e três capacitores. O circuito realizava a função de circulator, mas com severas restrições em termos de potência entregue à carga e frequência de operação

Os autores Tanaka et al. (1965) relatam um dos testes no novo dispositivo que ilustra o comportamento característico de circulator do circuito. Esse teste foi realizado utilizando-se dois geradores de sinais, um de ondas retangulares e outro de ondas senoidais, alocados respectivamente nas Portas A e B do circulator, enquanto que na Porta C havia apenas uma terminação resistiva, como o ilustrado na Figura 2.8. Durante o teste, o sinal da Porta A, gerado pela fonte de ondas retangulares, é transmitido com baixa atenuação até a Porta B, onde este sinal é somado ao gerado pelo gerador de ondas senoidais. Na Porta C, é visualizado apenas o sinal proveniente da fonte geradora de sinais senoidais acoplada à Porta B, não havendo

indícios do sinal da fonte de ondas retangulares proveniente da Porta A. Isso indica o correto funcionamento do sistema, o qual isolou a recepção da transmissão de sinais na Porta B do circuito.

Figura 2.8: Representação dos testes realizados por Tanaka et al. (1965). Nesta configuração, foram utilizadas duas fontes geradoras de sinais: uma fonte de ondas quadradas conectada na Porta A do circulator e uma fonte de ondas senoidais conectadas na Porta B. Na Porta C, é visto apenas o sinal proveniente da fonte de sinais conectada à Porta B, mostrando a eficiente isolamento do circulator

Além da análise do comportamento, foram realizados testes de desempenho no circuito. Os resultados apontaram uma boa isolamento entre portas não consecutivas, mas a baixa potência de operação ($\approx 0,5mW$) e a baixa frequência máxima de operação ($\approx 300kHz$) limitavam a aplicação prática do circuito. Os autores ainda relatam que as causas dessa estreita largura de banda estava relacionada com as limitações dos transistores utilizados.

Em seguida, outros autores aprofundaram o estudo do circuito proposto por Tanaka et al. (1965) a fim de avaliar melhor as questões de desempenho. Os primeiros foram Furukawa e Horiguchi (1966), que modelaram o circuito com base em matrizes de espalhamento e previram um incremento na largura de banda com a substituição dos componentes eletrônicos utilizados

no projeto. Um ano depois, os mesmos autores discutiram a figura de ruído deste circuito e previram o incremento de desempenho com a utilização de técnicas de circuitos integrados (CI) na construção de circuladores (Furukawa e Horiguchi, 1967).

Logo após, Keen et al. (1968) destinaram seus esforços na busca de circuladores com características mais próximas do linear e deram um importante passo com a utilização de amplificadores operacionais na construção de circuladores ativos. Com uma configuração simples, utilizando apenas resistores e amplificadores operacionais, os autores relataram uma largura de banda simulada em 10MHz para esses dispositivos. Esse estudo foi estendido por Rollett e Greenaway (1968), que propuseram várias configurações de circuitos, também utilizando amplificadores operacionais e resistores.

No início da década de 1970, van der Puije (1971) foi o primeiro a estudar uma aplicação para os circuladores ativos. Em seu trabalho, comprovou-se a viabilidade do uso desses dispositivos em sistemas de telefonia. Junto com o seu estudo, foi levantada uma questão de grande importância no desenvolvimento de circuladores: a influência da variação da impedância de carga no desempenho desses circuitos. van der Puije (1971) estava elaborando um estudo de aplicações em linhas telefônicas e se deparou com o problema da grande variação de impedância das linhas de transmissão de sinais, que apresentam uma grande variação de distância de acordo com as regiões conectadas.

Ainda na década de 1970, Atiya (1975) obteve avanços na análise de sensibilidade do circuito quanto à variação de certos componentes e propôs alguns métodos de compensação com a inserção de impedâncias variáveis. Também previu um ganho de desempenho com amplificadores de alta frequência de operação e destacou novos usos dos circuladores, como repetidores de duas vias, conectores de filtros em sistemas multiplex e em projetos de giradores. Além disso, Park (1975) desenvolveu uma variação de circuladores ativos para operarem com alto ganho, destinado à aplicação em repetidores.

Os avanços ocorridos na década de 1980 foram no sentido de aumentar a frequência de operação dos circuladores baseados em transistores. Naito et al. (1980) propôs a utilização de transistores que atuam em frequências de micro-ondas, considerando aplicações em comunicação móvel, e atingiu frequências na ordem de 800MHz . Posteriormente, Smith (1988) conseguiu experimentalmente frequências na ordem de 2GHz , com a introdução de transistores de alta velocidade do tipo GaAs FET.

Os últimos 25 anos foram os mais importantes para o desenvolvimento dos circuladores

ativos. O desenvolvimento tecnológico e a disponibilidade de componentes de alto desempenho no mercado promoveram um grande impulso no número de publicações sobre esses dispositivos.

O circuito base para este trabalho foi proposto inicialmente por Wenzel (1991) em seu premiado artigo. Neste circuito, o autor retomou os estudos sobre a utilização de amplificadores operacionais para o projeto de circuladores, como pode ser visto em seu circuito representado na Figura 2.9. Ele utilizou amplificadores de ampla largura de banda disponíveis na época, atingindo um bom desempenho para frequências desde o nível DC até 350MHz , com uma dissipação de 32mW na carga, embora estivesse operando com tensões de alimentação bem acima das especificações dos componentes.

Figura 2.9: Diagrama do circuito circulator ativo proposto por Wenzel (1991), que conta com três amplificadores operacionais, 15 resistores e capacitores de desacoplamento – conectados nas alimentações positiva e negativa de cada amplificador operacional – ocultos na figura. As duas opções de operação, comutável pela chave k , são: modo circulador, onde todas as portas são idênticas; e opção de quasi-circulador, em que a Porta C não possui ligação elétrica com a Porta A

Posteriormente, foi introduzida, nos circuitos baseados em transistores, a tecnologia dos circuitos integrados do tipo MMIC (sigla do inglês para *Monolithic Microwave Integrated Circuit*) com um grande aumento da frequência de operação, primeiramente para 20GHz (Robertson e Aghvami, 1992), depois para 40GHz (Kother et al., 1994) e 80GHz (Berg et al.,

1996). Novas aplicações foram propostas para esses circuitos, como projetos de radares de baixo custo (Prescott et al., 1995), e circuitos integrados com antenas integradas (Cryan e Hall (1996) e Cryan e Hall (1997)).

Nos últimos anos, tem havido um grande número de publicações no sentido de aprimorar os projetos e os processos de fabricação. Um exemplo disso é a introdução da tecnologia de fabricação de circuitos integrados CMOS (sigla do inglês para Complementary Metal-Oxide Semiconductor) (Shin et al., 2008), que trouxe melhorias na miniaturização, isolamento e possibilidade de operação em níveis menores de potência.

Os resultados obtidos por Chen e Narayanan (2010) são os mais relevantes para o presente trabalho. Os autores se basearam no circuito proposto por Wenzel (1991), mas implementaram uma melhoria fundamental para este trabalho: a introdução dos amplificadores operacionais de realimentação por corrente. Com isso, houve um grande aumento da potência entregue à carga devido às diferentes características desses amplificadores operacionais de realimentação por corrente em relação aos tradicionais, de realimentação por tensão. Isso é importante, pois aumenta a faixa dinâmica do circuito, o que é essencial para muitas aplicações, incluindo Ultrassom. Ainda, esses novos amplificadores operacionais apresentam uma largura de banda maior em relação aos tradicionais.

Este trabalho visa o aprimoramento do circuito proposto por Wenzel (1991) e aperfeiçoado por Chen e Narayanan (2010) para que ele opere com uma maior potência na região de frequências de interesse, que é entre $2MHz$ e $10MHz$, ainda mantendo um bom desempenho em termos de isolamento entre portas não consecutivas e transmissão de sinais entre portas consecutivas.

As próximas seções apresentam brevemente os amplificadores operacionais de realimentação por corrente, bem como os componentes passivos empregados para os diferentes modos de trabalho desse dispositivo, os métodos de modelagem, e as análises de desempenho empregadas para a avaliação dos sistemas que os contêm.

2.3 O Amplificador Operacional de Realimentação por Corrente

Os amplificadores operacionais tradicionais, ou amplificadores operacionais de realimentação por tensão, são os elementos ativos mais populares na Engenharia Eletrônica (Sedra e Smith, 2009). Isso ocorre principalmente devido à sua versatilidade e à possibilidade de uso em um grande número de aplicações. Outro fator de grande impacto é o baixo custo do compo-

nente, principalmente devido ao alto volume de produção. Uma grande variedade de circuitos integrados de amplificadores operacionais pode ser encontrada no mercado, contando com vários fabricantes, diferentes faixas de preço e variadas características de desempenho.

A disseminação do uso dos amplificadores operacionais também se deve ao fato de que esse tipo de circuito integrado apresenta um comportamento muito próximo ao seu modelo ideal (Sedra e Smith, 2009). Essa característica facilita a modelagem do sistema, podendo este variar desde simples amplificadores de sinais até circuitos analógicos bastante complexos.

Um tipo de amplificador operacional que está disponível no mercado há mais de trinta anos, mas ainda é pouco utilizado, é o amplificador operacional de realimentação por corrente ou CFOA (Sigla do inglês para *Current Feedback Operational Amplifier*). Ele possui algumas vantagens sobre os tradicionais, e uma comparação entre esses dois tipos está descrita na Tabela 2.1 (Texas Instruments, 2013).

Tabela 2.1: Comparação entre as características de amplificadores operacionais de realimentação por tensão e por corrente

Realimentação por tensão	Realimentação por corrente
Menor Ruído	Maior <i>Slew-rate</i>
Melhor desempenho em nível DC	Menor distorção
Liberdade na realimentação	Restrições na realimentação

Os amplificadores operacionais de realimentação por tensão geralmente têm uma largura de banda menor que os com realimentação por corrente, devido principalmente à necessidade de circuitos internos de compensação, que inserem capacitâncias no circuito (Mancini, 2002), e a usual implementação de dois ou mais estágios de amplificação, que resultam em maior atraso do sinal (Texas Instruments, 2013). A diferença em termos de largura de banda chega a ser da ordem de grandeza de 10 vezes maior numa comparação entre os amplificadores de realimentação por corrente em relação aos seus equivalentes de realimentação por tensão (Mancini, 2002).

A grande desvantagem desses dispositivos está na menor precisão. Convenientemente, muitas aplicações de altas frequências não exige alta precisão, sendo o quesito mais importante a largura de banda do dispositivo. Isso indica a adequação do uso desses amplificadores operacionais para essas frequências.

As próximas subseções irão detalhar os métodos de modelagem desse componente, bem como os seus mais importantes parâmetros de desempenho.

2.3.1 Modelo Ideal do Amplificador Operacional de Realimentação por Corrente

Modelagem é uma importante área na engenharia para a previsão de comportamento e equacionamento matemático de circuitos. Assim como os amplificadores operacionais tradicionais, os CFOA tem modelos de comportamento ideais, que são utilizados com muita frequência por reproduzir com boa fidelidade o comportamento desses dispositivos, desde que operando dentro de certos limites de amplitude e frequência do sinal.

O modelo do CFOA ideal é um circuito linear teórico que contém três portas de acesso externo, como o mostrado na Figura 2.10. Ele contém duas portas de entrada: a porta inversora (representada pelo símbolo “-”) e não inversora (representada pelo símbolo “+”), e uma porta de saída. O seu circuito se baseia nas seguintes considerações (Mancini, 2002):

- A corrente de entrada na porta não inversora é nula, ou seja, a impedância de entrada tem valor infinito;
- A impedância de entrada da porta inversora, Z_B , é nula;
- A diferença de potencial entre as entradas é controlada por um *buffer* ideal de ganho unitário;
- A impedância interna Z_g tem valor infinito;
- O ganho de transimpedância é infinito.

Essas suposições simplificam consideravelmente o cálculo do comportamento dos circuitos eletrônicos que contêm CFOA. O modelo ideal e o circuito real passam a se distanciar com o aumento da frequência e a da amplitude do sinal, pois, entre outros fatores, o ganho em malha aberta de um amplificador operacional real é limitado e estritamente dependente da frequência de operação, e a amplitude do sinal de saída é limitada de acordo com o circuito interno e com a tensão de alimentação do amplificador operacional. Alguns parâmetros importantes que diferenciam o modelo de um circuito real serão apresentados a seguir.

Figura 2.10: Modelo ideal do amplificador operacional de realimentação por corrente. Suas características são bastante distintas das do seu equivalente de realimentação por tensão, pois a impedância de entrada na porta não inversora (R_B) é nula, gerando uma corrente que flui por essa porta até o circuito. Essa corrente também é a base da amplificação, já que o ganho em malha aberta é determinado pelo produto da corrente na porta não inversora (I^-) pela impedância interna Z_g , que no circuito ideal tem valor infinito

2.3.2 Parâmetros de um Amplificador Operacional de Realimentação por Corrente Real

Os amplificadores operacionais podem ser considerados circuitos lineares para a maioria das aplicações em Engenharia Eletrônica. Esta simplificação começa a não ser válida à medida que se aproxima dos limites de operação previstos pelo fabricante no projeto do dispositivo. Nesses pontos de operações, o amplificador começa a operar em região não linear, e os parâmetros que caracterizam essa não linearidade precisam ser compreendidos e considerados no projeto.

A seguir, serão apresentados os principais parâmetros de um amplificador operacional real, baseados em Daryanani (1976).

Máxima Tensão e Potência Saída

Uma das maiores preocupações no projeto com amplificadores operacionais é em relação aos limites de tensão e potência de saída. Quando a carga exige pouca potência, ou seja, apresenta uma alta resistência de entrada, a tensão de saída não pode exceder certo limite interno do circuito. Esse limite é geralmente de 1 a 2V menor em módulo que as tensões de alimentação, com exceção de um tipo especial de amplificadores operacionais denominado *Rail-to-Rail*

(Sedra e Smith, 2009), o qual pode operar em tensões próximas às das alimentações. Quando a carga apresenta um grande consumo de energia, a limitação passa a ser na potência, restringindo ainda mais a amplitude de excursão de tensão na saída do dispositivo. A Figura 2.11 ilustra esse fato.

Figura 2.11: Representação do comportamento da tensão de saída de um amplificador operacional para sinais de grande amplitude. A linha tracejada representa um amplificador operacional ideal e a linha contínua representa um amplificador operacional real, cuja tensão de saída é limitada pelas tensões limites V_{lim+} e V_{lim-} , que são menores em módulo que as tensões de alimentação do circuito V_{cc} e V_{ss} .

Os parâmetros limite de tensão de alimentação e limite de potência entregue à carga variam consideravelmente entre os dispositivos oferecidos no mercado. Geralmente eles podem ser facilmente encontrados na documentação disponibilizadas pelos fabricantes. Alguns circuitos integrados conseguem aumentar consideravelmente a sua potência máxima de saída com a inclusão de dissipadores de calor e resfriamento forçado do circuito integrado.

Slew-rate

Esse parâmetro representa a máxima inclinação da curva de tensão que um amplificador operacional consegue fornecer em seu terminal de saída. Quando a inclinação do sinal excede o *slew-rate*, é observado na saída do dispositivo um comportamento como o ilustrado na Figura 2.12.

O *slew-rate* limita a largura de banda de um amplificador operacional, pois impõe limites na máxima frequência de operação dada uma certa amplitude do sinal. Normalmente, os amplificadores operacionais apresentam *slew-rate* na ordem de unidades de $V/\mu s$, mas existem

Figura 2.12: Representação do comportamento da saída de um amplificador operacional para sinais de alta frequência. A linha tracejada representa o amplificador operacional ideal, que contém *slew-rate* infinito, e a linha contínua representa um amplificador real, com *slew-rate* limitado, cuja forma de onda é distorcida pela incapacidade de acompanhar a inclinação da curva do sinal de saída esperado

no mercado alguns dispositivos especiais que atingem um nível bem maior.

Tensão de *offset*

Imperfeições nos métodos de produção de amplificadores operacionais fazem que estes apresentem certa tensão em nível DC, que se soma com a tensão de saída do dispositivo. Esse sinal recebe o nome de tensão de *offset*.

Além dessa tensão de *offset* intrínseca do dispositivo, existe uma outra tensão de *offset* causada pela diferença de corrente necessária para a polarização dos transistores nas duas portas de entrada do amplificador operacional.

Essas duas fontes de tensão não costumam exceder alguns milivolts de amplitude e muitos amplificadores operacionais contêm circuitos internos de compensação ajustáveis por potenciômetros alocados externamente ao dispositivo. Esse efeito também pode ser compensado alocando-se uma fonte de nível DC na entrada não inversora do amplificador, com sinal contrário ao valor da tensão de *offset*.

Ruído

Ruídos de fontes externas, como oscilações na alimentação, irradiação eletromagnética e ruído com frequência de $60Hz$ (ou $50Hz$, dependendo das normas regionais) irradiados pela rede elétrica podem interferir no sinal de saída de um amplificador operacional. Esses dispositivos também incluem algumas fontes de ruídos internas, causadas pelos resistores e transistores de sua constituição, mas geralmente são de pequena intensidade, menores que $1\mu V_{pp}$, e podem ser desconsiderados na maioria das aplicações.

2.3.3 Circuitos Amplificadores de Sinais

Os amplificadores operacionais não são utilizados sozinhos, sendo na maioria das vezes conectados a componentes passivos, como resistores e capacitores, em uma configuração com realimentação (Sedra e Smith, 2009). Um uso comum desses dispositivos na eletrônica é para produzir ganho em sinais. Isso facilita a visualização de sinais de pequena amplitude, o seu processamento, e o controle de atuadores dentro de um projeto. Os dois principais circuitos de amplificação utilizando amplificadores operacionais são os amplificadores inversores e não inversores.

O amplificador inversor recebe esse nome, pois gera um ganho negativo ao sinal, ou seja, se o sinal de entrada variar positivamente, a saída irá variar negativamente. O seu esquemático elétrico baseado em um CFOA é mostrado na Figura 2.13a.

A relação de ganho dos dois circuitos é obtida pela análise nodal no nó ligado à entrada inversora dos amplificadores operacionais e considerando que, do modelo ideal da Figura 2.10, $V_{out} = I^- Z_g$. No caso do amplificador inversor, o ganho pode ser visto pela equação 2.1.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(-\frac{R2}{R1} \right) \left(\frac{1}{R2/Z_g + 1} \right) \approx -\frac{R2}{R1} \quad (2.1)$$

O amplificador não inversor, como o próprio nome denota, não inverte o sinal de entrada e possui o esquema elétrico mostrado na Figura 2.13b. Novamente considerando o modelo ideal do amplificador operacional, a relação do sinal de entrada com o sinal de saída desse circuito é dada pela Equação 2.2.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \left(\frac{1}{R2/Z_g + 1} \right) \approx 1 + \frac{R2}{R1} \quad (2.2)$$

Figura 2.13: Circuitos amplificadores de sinais representados com o modelo do amplificador operacional de realimentação por corrente ideal. O amplificador inversor tem a capacidade de amplificar ou atenuar o sinal, mas invertendo a sua curva de tensão, fazendo que inclinações positivas na entrada produzam inclinações negativas na saída. O amplificador não inversor amplifica o sinal sem essa inversão

Comparando o modelo ideal e o real desses amplificadores de sinais, é possível observar um boa proximidade entre os modelos em termos de comportamento para baixas frequências e amplitudes do sinal. Há uma diminuição no ganho do circuito causada pelo ganho de transimpedância (Z_g) finito do amplificador; no entanto, segundo Sedra e Smith (2009), esse erro é menor que 0,1% para os CFOA modernos, que geralmente têm um ganho de transimpedância em malha aberta na ordem de 100.000.

2.3.4 Modelo de Resposta em Frequência

O modelo de resposta em frequência é mais realista para os amplificadores operacionais de realimentação por corrente, já que leva em conta o decaimento do ganho de transimpedância em malha aberta (Figura 2.14), sendo um modelo válido para toda a banda de frequência desde o nível DC até a região dos polos de alta frequência desses dispositivos.

O novo modelo é semelhante ao modelo ideal, mas conta com um capacitor C_c que representa as capacitâncias internas e de alimentação equivalentes no circuito integrado, como o mostrado na Figura 2.15.

Em uma análise nodal no ponto P , a nova relação de ganho de transimpedância é dada pela Equação 2.3.

$$\frac{V_o}{I^-} = \frac{Z_g}{1 + j2\pi f Z_g C_c} \quad (2.3)$$

Figura 2.14: Ganho de transimpedância de um amplificador operacional de realimentação por corrente típico (Karki (2001)). O ganho nesses dispositivos é estritamente dependente da frequência de operação

Figura 2.15: Modelo de resposta em frequência de um amplificador operacional de realimentação por corrente. A inclusão do capacitor C_C no modelo representa o decaimento de primeira ordem típico dos amplificadores operacionais

Os dois circuitos básicos de amplificação de sinais utilizando o novo modelo do CFOA também são modificados. A Figura 2.16 mostra os novos esquemáticos para os amplificadores inversores e não inversores.

Assim, o novo equacionamento para o amplificador inversor pode ser visto na Equação 2.4.

$$\frac{V_o}{V_i} = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{1}{1 + j2\pi f C_c R_2} \right) \quad (2.4)$$

onde o primeiro termo do segundo membro da equação é correspondente ao ganho em baixa frequência e o segundo termo é a correção em frequência, o qual gera o decaimento de 20dB/década em altas frequências.

De modo semelhante, a Equação 2.5 determina o ganho do amplificador não inversor, de

Figura 2.16: Circuitos amplificadores de sinais com o modelo de resposta em frequência para o amplificadores operacionais de realimentação por corrente

acordo com o modelo de resposta em frequência.

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1}{1 + j2\pi f C_c R_2}\right) \quad (2.5)$$

Os valores dos componentes do modelo dependente em frequência podem ser obtidos de acordo com a análise dos dados contidos na documentação do componente, por exemplo, a curva do ganho de transimpedância em malha aberta em relação à frequência de operação.

Desse modelo, é possível extrair uma informação importante e particular para os CFOA: o ganho é dependente da impedância de realimentação (R_2) e da impedância ligada à porta não inversora do dispositivo (R_1), mas a largura de banda é dependente apenas da resistência de realimentação. Com isso, a largura de banda é independente do ganho, ao contrário do que ocorre nos amplificadores operacionais de realimentação por tensão, e isso faz que, na prática, R_2 controle a largura de banda e R_1 controle o ganho do circuito. Essa é outra vantagem desses amplificadores operacionais em relação aos tradicionais de realimentação por tensão, pois garantem um melhor controle do desempenho em frequência.

Após as análises dos modelos de circuitos projetados com CFOA, as próximas seções irão

tratar de parâmetros importantes na avaliação de desempenho e confiabilidade de circuitos elétricos trabalhando próximo aos limites de operação, ou seja, em altas frequências e altas amplitudes dos sinais.

2.4 Avaliação de Desempenho em Circuitos Eletrônicos

É importante a determinação de métodos para avaliação de desempenho de circuitos, pois estes permitem a sua classificação e a comparação entre diferentes projetos. Além disso, possibilita verificar se o circuito atende ou não a pré-requisitos de projeto (Watson, 1987). Nesta seção, serão apresentados os principais parâmetros de avaliação para os circuitos com operação na faixa de frequência do circulador ativo.

2.4.1 Faixa Dinâmica

A faixa dinâmica é a medida da máxima excursão dos sinais de entrada e saída em que um dispositivo permanece em região linear. Sinais operando fora dessa faixa, apresentam deformações, como o mostrado na Figura 2.11, onde o limite de tensão e corrente foram ultrapassados, causando um efeito de ceifamento na curva devido à saturação do amplificador operacional (Daryanani, 1976).

Isso é importante, pois delimita uma faixa de amplitude dos sinais em que o circuito possa ser considerado linear, e todas as considerações feitas para o amplificador operacional ideal podem ser aplicadas com uma grande equivalência com os circuitos reais.

Para se determinar os limiares dessa faixa, um método muito utilizado é o da medição do ponto de compressão de $1dB$. Este ponto é determinado como o ponto de operação em que um ganho de $10dB$ na entrada proporciona um ganho de $9dB$ na saída, como o ilustrado na Figura 2.17. A faixa dinâmica é determinada pela faixa de amplitude do sinal que compreende desde o limiar do nível de ruído até o ponto de compressão $1dB$, dada uma certa frequência de operação (Watson, 1987).

2.4.2 Largura de Banda

A operação dos circuitos eletrônicos é restrita a um certo intervalo de frequências devido às limitações intrínsecas dos componentes que os constitui. Essa limitação pode ser forçada,

Figura 2.17: Representação da faixa dinâmica de um circuito, sendo definida como o intervalo de amplitudes do sinal que compreende desde o nível de ruído do circuito até o ponto de compressão de $1dB$ do sinal. No ponto de compressão $1dB$, um ganho de $10dB$ no sinal de entrada causa um ganho de $9dB$ na saída do sistema e é considerado por muitos autores como o ponto limite para a linearidade do circuito ou limite da faixa dinâmica

como o caso de filtros, ou pode ser um efeito indesejável, limitando a excursão de frequências de operação do circuito.

Alguns circuitos tendem a ter uma ampla faixa de operações em frequência, como é o caso dos próprios circuladores ativos, outros necessitam ter uma banda muito estreita, como é o caso de circuitos osciladores. A medição desta faixa faz-se necessária, pois define as frequências com que certo circuito pode ser operado ou se certo componente é adequado em um projeto.

Os métodos para se medir a largura de banda dos circuitos se baseiam na monitorização do comportamento da saída do circuito para sinais com diferentes frequências inseridos na entrada. Para circuitos de banda larga, o resultado se assemelha ao formato apresentado na Figura 2.18. A determinação da largura de banda é calculada pela faixa de frequências em que o sinal fica acima de um limiar, em geral o ponto de cruzamento da assíntota do decaimento do ganho com a assíntota da região de baixa atenuação. Há equipamentos específicos para esse tipo de medição no mercado, como os analisadores de rede, sendo estes em geral equipamentos de alto custo.

Figura 2.18: Ilustração do comportamento de um circuito linear de banda larga típico. O circuito comporta-se com ganho previsto no projeto até certo limite de frequência, quando o circuito começa a sair de sua faixa linear. Muitos autores consideram que o limite da banda de um circuito é o ponto no qual há o cruzamento da assíntota do decaimento em relação à frequência com a assíntota da região de baixa atenuação, representado por f_c .

2.4.3 Figura de Ruído

A definição básica para a figura de ruído é a potência de ruído que um certo circuito adiciona a uma rede. Um amplificador perfeito amplificaria o sinal e o ruído com o mesmo ganho, mas, na prática, o amplificador insere ruído na amplificação, resultando em uma diminuição da relação sinal-ruído na saída do amplificador (Agilent Technologies, 2010).

A Figura 2.19 ilustra um exemplo típico do comportamento de um circuito amplificador. Nela, o ganho do sinal foi de $20dBm$, mas o ganho do ruído está na casa de $30dBm$, composto por $20dBm$ de ganho devido à amplificação, e os outros $10dBm$ são ruídos gerados pelo amplificador. Isso quer dizer que a figura de ruído deste circuito é de $10dBm$.

A medição da figura de ruído permite ao projetista estimar o quanto o sinal irá se degradar após passar por um determinado circuito. Essa medida é determinada pela relação entre a potência de entrada e a potência da saída do sinal e do ruído, de acordo com a equação 2.6 (Agilent Technologies, 2010).

$$F = 10 \log \left(\frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \right) \quad (2.6)$$

onde S_i e S_o são respectivamente a potência do sinal de entrada e de saída, e N_i e N_o são respectivamente a potência de ruído de entrada e de saída.

Figura 2.19: Representação no domínio da frequência do comportamento do sinal de entrada e de saída de um circuito amplificador típico. O sinal e o ruído da entrada são amplificados pelo circuito, mas o ruído tem uma amplificação maior que o sinal, o que indica que o circuito adicionou ruído ao sistema. A diferença entre o ruído amplificado pelo sistema e o ruído visto na saída é chamada de figura de ruído do circuito, que, no caso deste exemplo, tem o valor de $10dBm$

Como no caso da largura de banda, existem equipamentos no mercado para a medição deste parâmetro, sendo eles também de alto custo. Uma outra opção é a medição de uma grande quantidade de amostras do sinal de entrada e saída do dispositivo e aplicar métodos de processamento do sinal para determinar os valores de potência dos sinais puros e dos ruídos contidos na entrada e na saída.

2.5 Matrizes de Espalhamento

Na operação em altas frequências, a descrição das impedâncias do circuito passa a ser uma abstração devido ao fato de que não é possível a medição direta de tensão, corrente e impedância para esses circuitos (Collin, 2001). Assim, são utilizados outros métodos de medição, como amplitude e fase de ondas refletidas em um terminal ou a transmissão de ondas em um terminal em relação a ondas incidentes em outros terminais. A matriz que descreve essas relações

lineares são chamadas de matrizes de espalhamento (Collin, 2001).

Por definição, a matriz de espalhamento é uma matriz quadrada de dimensões $N \times N$, onde cada elemento S_{mn} representa o comportamento em termos de tensão equivalente no Terminal m em relação à onda incidente no Terminal n . Considerando-se que a tensão equivalente de uma onda incidente em um terminal n é representada por V_n^+ e a onda transmitida é representada por V_n^- , temos que:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \dots & S_{2N} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & \dots & S_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & S_{N3} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Em sistemas com mais de um terminal, os elementos da diagonal da matriz de espalhamento representam as constantes de reflexão nas linhas, e os demais elementos estão relacionados com a transmissão entre os terminais do dispositivo.

É muito comum a modelagem de circuladores pelas matrizes de espalhamento. De acordo com as características dos circuladores vistas na Seção 2.1, as matrizes de circuladores e quasi-circuladores ideais são descritas, respectivamente, nas matrizes de espalhamento 2.8a e 2.8b (Bahri et al., 2008).

$$\mathbf{S}_{\text{circulador}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8a)$$

$$\mathbf{S}_{\text{quasi-circulador}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8b)$$

Nos circuitos reais, as matrizes de espalhamento variam consideravelmente de acordo com a variação da frequência em que o sistema está operando, sendo muitas vezes inviáveis de serem deduzidas analiticamente (Collin, 2001). Uma alternativa comum é a medição direta do sistema com equipamentos de testes específicos, como os analisadores de rede. Os circuladores ativos baseados em amplificadores operacionais começam a ter variações significativas em suas

matrizes de espalhamento quando a frequência de operação está próxima ou acima dos limites de largura de banda seus componentes eletrônicos.

2.6 Transdutores de Ultrassom Doppler de Ondas Contínuas

A grande maioria dos transdutores de equipamentos de ultrassom Doppler de ondas contínuas são fabricados a partir de cerâmicas piezoelétricas do tipo PZT (sigla do inglês para *Lead Zirconate Titanate*), mesmo que para algumas aplicações específicas, como transdutores em cateteres, podem ser utilizados polímeros flexíveis do tipo PVDF (sigla do inglês para *Polyvinylidene Difluoride*) (Heywang et al., 2008). Os dois tipos de elementos transdutores são baseados nas propriedades piezoelétricas de seus materiais, os quais têm a capacidade de converter energia elétrica em energia acústica, sendo o contrário também válido.

Os transdutores de equipamentos de ultrassom trabalham normalmente em frequências entre 2 e 10 MHz, sendo muito comuns os transdutores de frequência de operação em 2, 5 MHz. Em geral, para medições mais profundas no corpo do paciente, utilizam-se frequências menores, enquanto que as frequências mais altas são normalmente utilizadas nas medições em vasos superficiais. Também, os transdutores que trabalham em ondas contínuas (ou CW, sigla em inglês para *Continuous Wave*) são desenvolvidos para terem um alto fator de qualidade, ou seja, sua largura de banda é projetada para ser estreita.

Quanto aos aspectos construtivos, os transdutores CW são normalmente dotados de dois elementos transdutores: um para o envio de sinais e outro para a recepção, como representado na Figura 2.20. Eles, normalmente, são fabricados a partir de uma cerâmica circular cortada ao meio e preenchida com materiais específicos, objetivando a redução do acoplamento mecânico entre as duas partes.

O comportamento elétrico-mecânico dos transdutores pode ser modelado usando-se circuitos elétricos equivalentes. O mais comum é o modelo KLM (Goler e Guler, 1990), que possui esse nome em homenagem aos seus criadores Krimholtz, Leedom e Matthaei. Esse modelo, mostrado na Figura 2.21, é composto por: um indutor; dois capacitores, que juntos com o indutor são responsáveis pela ressonância série e paralelo; e um resistor, que representa a transmissão de potência acústica.

A interação entre o indutor e os capacitores causa duas diferentes frequências de ressonância: a ressonância série (ω_s), causada pela capacitância C_s e o indutor L , e a ressonância

Figura 2.20: Foto editada de um transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas composto por dois elementos transdutores: um para o envio de sinais e outro para a recepção

paralelo (ω_p), entre o capacitor C_p e o mesmo indutor. Esses dois pontos de ressonância são importantes, pois definem respectivamente o melhor e o pior ponto de operação para a transmissão de potência acústica.

O comportamento em termos de impedância aparente e potência entregue à carga nesses transdutores é intimamente ligado à sua frequência de operação. A Figura 2.22 é o resultado do equacionamento do circuito equivalente de um elemento piezoelétrico citado em Sedra e Smith (2009) e apresentado na Equação 2.9. Nela são apresentados os gráficos da parte reativa e resistiva da impedância de um elemento piezoelétrico de alto fator de qualidade, com destaque para os pontos de ressonância série e paralelo. Na ressonância série, o transdutor apresenta comportamento teórico puramente resistivo. Esse é o ponto de interesse para as cerâmicas de ultrassom, pois permite a máxima transferência de potência para o transdutor, o que indica uma máxima geração de potência acústica. Já na ressonância paralelo, a reatância possui valor máximo, o que deixa a transmissão de potência no menor patamar de toda a excursão em frequência.

$$Z = \left(sL + \frac{1}{sC_s} + r \right) \parallel \left(\frac{1}{sC_p} \right) = \frac{s^2 C_s L + sr C_s + 1}{s(s^2 C_s C_p L + sr C_s C_p + C_p + C_s)} \quad (2.9)$$

Essa grande dependência entre impedância de entrada e frequência de operação aumenta as preocupações do uso de circuladores para o envio e recepção de sinais por esses transdutores. A próxima seção trata dos recursos de previsão do comportamento de circuitos frente a variações de impedância na carga e nos próprios componentes que os formam.

Figura 2.21: Modelo do circuito equivalente das cerâmicas piezoelétricas, baseado em Goler e Guler (1990), composto por: indutor L ; capacitor C_p , responsáveis pela ressonância paralelo; capacitor C_s , responsável pela ressonância série; e resistor r , que representa a transmissão de potência acústica

2.7 Métodos de Avaliação de Sensibilidade: Método de Monte-Carlo e Análise do Pior Caso

É notável a importância do conhecimento de quanto a variação dos componentes internos de um circuito ou dos componentes ligados a ele podem influenciar em seu desempenho. No caso dos circuladores ativos, isso se torna mais importante, pois a isolação entre portas não consecutivas nesses circuitos é diretamente dependente do casamento de impedância entre a saída do dispositivo e a carga. Existem dois métodos computacionais aptos para esse tipo de análise: a análise do pior caso e o método de Monte-Carlo (Figura 2.23).

Na análise do pior caso, o circuito é simulado com os parâmetros do circuito situados nos valores limite de suas tolerâncias em relação aos seus valores nominais. Esta análise é pouco realista, já que os componentes normalmente têm valores próximos aos nominais, tendo probabilidade próxima a zero de algum componente ter valores iguais ao testado nesta análise, sendo considerada exageradamente pessimista (Schwarz, 1987). Mesmo assim, este método é muito útil para a análise de circuitos que precisam ser muito confiáveis, e também possui a vantagem de consumir um relativo baixo esforço computacional.

O método de Monte-Carlo é também baseado em múltiplas simulações nos circuitos, variando-se os seus parâmetros dentro da região de tolerância, mas a escolha dos valores dos componen-

(a) Gráfico da parte imaginária da impedância (reatância)

(b) Gráfico da parte real da impedância (resistência)

Figura 2.22: Representação do comportamento típico de um transdutor piezoelétrico destinado a equipamentos de ultrassom. Os dois gráficos mostram a variação de impedância em relação à frequência. Na frequência de ressonância série, a reatância do transdutor é próxima de zero e ele tem um comportamento puramente resistivo. Este é o ponto de operação em que ocorre a maior transferência de potência entre o transdutor e o circuito, devido ao casamento de impedâncias

tes baseia-se em uma distribuição de probabilidade do parâmetro ter um certo valor (Schwarz, 1987), que, no caso dos componentes passivos utilizados no circuito circulador, é próxima de uma gaussiana. Para se ter resultados confiáveis, um grande número de simulações devem ser executadas, consumindo um grande esforço computacional, mas os resultados geralmente são bem próximos aos reais.

Figura 2.23: Representação dos valores dos componentes do sistema de acordo com os dois métodos de análise de sensibilidade. A análise do pior caso leva em conta os pontos de máximo e mínimo que um componente pode ter dentro da sua tolerância, e o método de Monte-Carlo usa uma distribuição de probabilidade de acordo com a distribuição gaussiana

2.8 O Uso do Circulador Ativo em Transdutores de Ultrassom Doppler de Ondas Contínuas

O circuito circulador ativo pode ser utilizado como *front-end* analógico do circuito de ultrassom Doppler de ondas contínuas, como o mostrado na Figura 2.24. Operando no modo Duplex, o circulador tem a capacidade de enviar e receber sinais através de um único elemento cerâmico transdutor, ao invés das cerâmicas duplas, típicas desse equipamento. Isso faz que o transdutor possa ter uma construção mais simples e uma maior área para recepção de sinal. Ainda, isso determina que o sinal de envio não exerça influência no sinal de recepção, o que pode diminuir consideravelmente a necessidade de processamento e filtragem do sinal desses equipamentos.

No entanto, a sensibilidade do circulador ativo frente às variações na impedância de carga e a grande variação das características dos elementos piezoelétricos com a variação de frequência sugere um alto nível de dificuldade na elaboração deste circuito para a aplicação em ultrassom Doppler de ondas contínuas.

O próximo capítulo irá detalhar o projeto do circulador ativo destinado a este uso e também para as aplicações gerais em instrumentação, apresentando o protótipo construído bem como os testes e análises realizados.

Figura 2.24: Diagrama de blocos comparando dois sistemas de ultrassom Doppler de ondas contínuas: um sistema sem o circulador ativo, outro contendo esse circuito. A inclusão de um circulador no sistema permite o envio e recepção simultâneo de sinais por um único elemento transdutor, o que potencialmente traz vantagens ao sistema

Capítulo 3

Materiais e Métodos

O circuito circulador ativo desenvolvido neste trabalho foi baseado no circuito proposto por Wenzel (1991) e adaptado para apresentar uma maior largura de banda e, principalmente, maior faixa dinâmica. Isso se deve à utilização de amplificadores operacionais de alto desempenho e ao projeto de uma placa de circuito impresso específica para esse circuito. O intuito desta seção é apresentar o desenvolvimento deste circuito eletrônico e as ferramentas e procedimentos utilizados para os testes.

3.1 Circuito Circulador

O circulador ativo projetado por Wenzel (1991) é composto por três amplificadores operacionais, quinze resistores e seis capacitores de desacoplamento de alimentação. Ele foi escolhido para este trabalho principalmente devido às vantagens desses dispositivos baseados em amplificadores operacionais em relação aos demais circuitos encontrados na literatura, como maior linearidade, baixo custo de produção, ampla disponibilidade de componentes no mercado e, principalmente, maior potência entregue à carga. Nesta subseção será apresentado o equacionamento do circuito eletrônico apresentado na Figura 2.9 e adaptado para a operação com amplificadores operacionais de realimentação por corrente.

3.1.1 Equacionamento Baseado em Modelos Ideais

Para o equacionamento, o circuito do circulador foi dividido em três partes iguais, sendo um desses novos subcircuitos mostrado na Figura 3.1. Cada subcircuito contém uma porta de

acesso externo, representada por V_{port} , e é ligado aos subcircuitos anteriores e posteriores, por meio de V_{in} e V_{out} respectivamente. Como V_{port} pode atuar como entrada e saída de sinais, esse circuito é caracterizado como um quadripolo (Johnson et al., 1997), com dois terminais de entrada e dois de saída.

Figura 3.1: Parte do circulator ativo utilizada para a modelagem do circuito. Como o terminal V_{port} pode enviar e receber sinais, esse circuito contém duas entradas e duas saídas. O circuito circulator ativo é composto por três desses blocos

Na primeira parte da modelagem do circuito, foi utilizado o modelo ideal para todos os componentes, incluindo o modelo do CFOA apresentado na subseção 2.3.1, e o princípio da superposição (Johnson et al., 1997), o qual prevê que o comportamento geral de um circuito linear é composto pela soma do comportamento de suas partes. Observando-se o circuito da Figura 3.1, o primeiro passo para o equacionamento consiste em obter a relação entre V_{out} e V_{in} . Para isso, o terminal V_{port} é aterrado e o circuito resultante é analisado, como o mostrado na Figura 3.2.

O circuito resultante é um amplificador não inversor, como o visto na subseção 2.3.3, mas com um divisor de tensão na entrada. Aplicando-se uma análise de malha, chega-se à Equação 3.1.

$$\left. \begin{aligned} V_{out|V_{in}} &= \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) V_x \\ V_x &= \left(\frac{R_b}{R_a + R_b}\right) V_{in} \end{aligned} \right\} V_{out|V_{in}} = V_{in} \quad (3.1)$$

O próximo passo é encontrar a relação entre V_{out} e V_{port} , considerando-se que a porta do circuito está operando como entrada de sinais. Com a entrada V_{in} aterrada, o novo circuito resultante é mostrado na Figura 3.3. A simplificação do circuito resulta em um circuito ampli-

Figura 3.2: Parte do circuito do circulator ativo com o terminal V_{port} aterrado, possibilitando o equacionamento do circuito baseado no princípio da superposição. Esse circuito é equivalente a um amplificador não inversor com um divisor de tensão na entrada

ficador inversor, como o apresentado na subseção 2.3.3. Neste caso, a relação entre a entrada e a saída é dada pela Equação 3.2.

Figura 3.3: Parte do circuito do circulator ativo com o terminal V_{port} aterrado. A simplificação deste circuito tem a forma de um amplificador inversor

$$V_{out|V_{port}} = - \left(\frac{R_a}{R_b} \right) V_{port} \quad (3.2)$$

Aplicando-se o princípio da superposição, tem-se que V_{out} é a somatória das parcelas encontradas nas equações 3.1 e 3.2, resultando na equação 3.3.

$$V_{out} = V_{out|V_{in}} + V_{out|V_{port}} = V_{in} - \left(\frac{R_a}{R_b} \right) V_{port} \quad (3.3)$$

Agora, considerando-se V_{port} como um terminal de saída de sinais, conectado a uma impedância definida de valor Z_L , é possível a determinação da relação entre V_{in} e V_{port} . Com base no circuito ideal, a porta inversora está no mesmo potencial elétrico da porta não inversora, devido ao buffer entre esses dois terminais. Assim podemos simplificar o circuito para o seu equivalente mostrado na Figura 3.4, e a equação 3.4 apresenta a relação procurada, baseada em uma análise nodal do circuito.

Figura 3.4: Circuito visto no nó de uma porta do circulador ativo, contendo uma resistência de carga Z_L

$$V_{port} = \left(\frac{Z_L \left(1 + \frac{R_b}{R_a + R_b} \right)}{2Z_L + R_b} \right) V_{in} \quad (3.4)$$

Outra análise importante é referente ao casamento de impedâncias na carga. Segundo o teorema da máxima transferência de potência (Johnson et al., 1997), a impedância de entrada da carga deve ser numericamente igual ao conjugado da impedância equivalente de Thévenin visto pela carga.

A carga enxerga no circuito duas resistências de valor R_b em paralelo, acopladas a duas fontes de tensão: uma é a entrada do subcircuito, com valor V_{in} , e a outra é a entrada inversora do amplificador operacional, com valor V_x . A entrada inversora de um amplificador operacional de realimentação por corrente funciona como uma fonte de tensão devido ao fato deste ponto ser a saída do *buffer* interno no circuito deste dispositivo, assim como à entrada do subcircuito, que está conectada à saída do amplificador operacional do subcircuito anterior.

Aplicando-se a análise de Thévenin no circuito da Figura 3.4, a impedância equivalente vista pela carga é dada pela Equação 3.5.

$$Z_{th} = R_b || R_b = \frac{R_b}{2} \quad (3.5)$$

Deste modo, a relação da equação 3.6 garante a máxima transferência de potência à carga.

$$Z_L = \frac{R_b}{2} \quad (3.6)$$

Um dos princípios dos circuitos circuladores é que um sinal que chega até uma porta segue apenas um caminho até a próxima porta, e nenhuma parte deste sinal é detectada em qualquer outra porta. Essa característica pode ser investigada pela análise da relação entre V_{out} e V_{in} , que pode ser obtida pela substituição da Equação 3.4 em 3.3. O resultado é a Equação 3.7.

$$V_{out} = V_{in} - \frac{R_a}{R_b} \frac{Z_L \left(1 + \frac{R_b}{R_a + R_b}\right)}{2Z_L + R_b} V_{in} \quad (3.7)$$

Para que se obedeça esse princípio, V_{out} deve ser igual a zero. Supondo-se que a carga esteja em perfeito casamento de impedâncias com a porta (Equação 3.6), isso acontece com a seguinte relação dos resistores R_a e R_b :

$$\frac{R_a}{R_b} = 3,2361 \quad (3.8)$$

Com a relação da Equação 3.8, podemos estimar o ganho entre duas portas consecutivas do circuito. Como a tensão de saída V_{out} de um subcircuito é a tensão entrada V_{in} do próximo subcircuito, a relação entre duas portas consecutivas é dada pela combinação entre as Equações 3.2 e 3.4, resultando na Equação 3.9.

$$\frac{V_{port(n+1)}}{V_{port(n)}} = -\frac{R_a}{R_b} \frac{Z_L \left(1 + \frac{R_b}{R_a + R_b}\right)}{2Z_L + R_b} \quad (3.9)$$

Substituindo-se as relações encontradas nas Equações 3.8 e 3.5, tem-se o ganho do circuito entre duas portas consecutivas:

$$\frac{V_{port(n+1)}}{V_{port(n)}} = -1 \quad (3.10)$$

Com base no equacionamento do circuito circulador ativo, é possível determinar a matriz de espalhamento do modelo ideal dos dois tipos de circuito: o circulador (Matriz 3.11) e quasi-

circulador (Matriz 3.12).

$$\mathbf{S}_{\text{circulador}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{S}_{\text{quasi-circulador}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Comparando-se as matrizes de espalhamento deduzidas no equacionamento com as constatadas na literatura (Matriz 2.8a e 2.8b), é possível observar que elas não são iguais, sendo que a matriz equacionada tem um ganho entre portas consecutivas de -1 , enquanto que, na literatura, o mais comum é o ganho unitário. Isso se deve aos aspectos construtivos do circuito com amplificadores operacionais que estão configurados para inverter o sinal. Isso não exerce influência negativa na maioria dos projetos, desde que essa divergência seja considerada.

3.1.2 Equacionamento com Modelo de Resposta em Frequência e Variação de Impedância de Carga

O modelo descrito nessa seção apresenta uma previsão mais realista do comportamento do circuito circulador ativo, levando em conta dois parâmetros importantes: a frequência de operação e a impedância de carga. Esses dois parâmetros têm influência significativa no desempenho do circuito quanto à isolamento entre portas não consecutivas e transmissão de sinais entre portas consecutivas.

Repetindo-se o equacionamento do circuito circulador ativo da seção anterior, mas considerando-se o equacionamento do ganho dependente da frequência de operação em malha fechada para os amplificadores operacionais, definidos nas equações 2.4 e 2.5, tem-se na Equação 3.13 o novo ganho entre portas consecutivas.

$$\frac{V_{\text{port}(n+1)}}{V_{\text{port}(n)}} = -\frac{R_a}{R_b} \frac{Z_L \left(1 + \frac{R_b}{R_a + R_b}\right)}{2Z_L + R_b} \left(\frac{1}{1 + j2\pi f C_c R_a}\right) \quad (3.13)$$

Outro fator que deve ser considerado é a reflexão de ondas nas portas do circuito. Essa reflexão é causada pela descasamento entre a impedância de entrada da porta e a da carga, e

é geralmente descrita em termos de coeficiente de reflexão de onda (Γ), como o mostrado na Equação 3.14 (Sadiku, 2009). Para que haja uma boa transferência de potência na porta, um baixo nível de coeficiente de reflexão é necessário.

$$\Gamma = \frac{E^-}{E^+} = \frac{Z_{carga} - Z_{porta}}{Z_{carga} + Z_{porta}} = \frac{R_b/2 - Z_L}{R_b/2 + Z_L} \quad (3.14)$$

onde E^- é a intensidade da onda refletiva e E^+ é a intensidade da onda transmitida.

De acordo com o novo modelo de relação entre portas consecutivas e com o equacionamento do coeficiente de reflexão de ondas, é possível determinar uma nova matriz de espalhamento para os circuitos circulador ativo (Matriz 3.15) e quasi-circulador ativo (Matriz 3.16).

$$\mathbf{S}_{circulador} = \begin{bmatrix} \Gamma_{Porta1} & 0 & \frac{V_{porta1}}{V_{porta3}} \\ \frac{V_{porta2}}{V_{porta1}} & \Gamma_{Porta2} & 0 \\ 0 & \frac{V_{porta3}}{V_{porta2}} & \Gamma_{Porta3} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{S}_{quasi-circulador} = \begin{bmatrix} \Gamma_{Porta1} & 0 & 0 \\ \frac{V_{porta2}}{V_{porta1}} & \Gamma_{Porta2} & 0 \\ 0 & \frac{V_{porta3}}{V_{porta2}} & \Gamma_{Porta3} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Pela modelagem teórica da matriz de espalhamento levando em consideração a variação da impedância de carga e a largura de banda dos amplificadores operacionais, é possível estabelecer alguns comportamentos esperados para o circuito. Primeiramente, o sinal de saída em todas as portas do circuito sofre com o decaimento do ganho em altas frequências do circuito, principalmente acima dos polos em altas frequências dos amplificadores operacionais. Ainda, há uma dependência da isolação entre portas não consecutivas com a variação de impedância de carga e da reflexão de onda nas portas. Essa reflexão de onda pode ter origem no circuito ou pode ser de caráter externo, como conectores e até soldagem dos componentes na placa de circuito impresso. As próximas seções irão tratar dos métodos de análise do circuito circulador quanto a diversos parâmetros de desempenho.

3.2 Simulação Computacional

As simulações computacionais têm um papel fundamental no projeto de circuitos eletrônicos, pois, junto com o equacionamento, auxiliam na previsão do comportamento do circuito sob diversas condições. Nesta seção, será apresentada a simulação computacional no domínio do tempo, que tem como objetivo a detecção do comportamento de circulador do circuito, como o indicado no equacionamento e na literatura.

Para a simulação do circuito, foi utilizado o programa LTSpice, da Linear Technology¹. O circuito simulado conta com amplificadores operacionais ideais junto a componentes passivos. A impedância de carga escolhida foi de $Z_L = 50\Omega$, por ser muito comum em circuitos de alta frequência. Assim, de acordo com as Equações 3.5 e 3.8, os resistores do circuito devem ter os valores $R_a = 323$ e $R_b = 100$. A Figura 3.5 mostra o esquemático do circuito contendo esses elementos.

Figura 3.5: Simulação computacional do circuito circulador ativo na configuração de quasi-circulador. Para a simulação, foi montado o circuito circulador proposto utilizando-se amplificadores ideais junto a componentes passivos e dois circuitos geradores de onda: um para simular o sinal a ser transmitido pelo transdutor, e outro para simular a ação de um transdutor emitindo e recebendo sinais

¹<http://www.linear.com/designtools/software/>

Além do próprio circuito circulador, foram incluídos dois outros circuitos na simulação: um gerador de sinais senoidais e um simulador de transdutor. O gerador de sinais está ligado à Porta A do circuito e tem a função de fornecer uma onda que será transmitida para a Porta B, onde está o simulador de transdutor. Este simulador de transdutor tem duas funções no circuito: simular a transmissão de sinal, por meio de sua impedância de entrada casada com a impedância de porta, e a simulação da recepção do sinal, por meio de uma fonte geradora de sinais e um amplificador operacional na configuração de seguidor de tensão (amplificador não inversor de ganho unitário). O amplificador operacional tem a função de transmitir o sinal da fonte geradora de sinais e manter a impedância de saída baixa para que o resistor conectado em sua porta de saída determine a impedância de carga do sistema. O circuito está simulando o modo Duplex de operação do circulador ativo na configuração de quasi-circulador.

3.3 Montagem em Placa de Prototipagem Rápida

Após a etapa de simulação do circuito, o circulador ativo na configuração de quasi-circulador foi montado em uma placa de prototipagem rápida, como o mostrado na Figura 3.6, para fins de prova de conceito. Essa montagem é semelhante ao circuito simulado e contém três partes principais: a fonte de alimentação, o circuito circulador ativo e o simulador de transdutor.

Figura 3.6: Montagem do circuito em placa de prototipagem rápida para testes em baixas frequências, contendo três circuitos distintos: o circuito de fonte de alimentação, que tem a função de gerar e regular tensões negativas e positivas adequadas para o funcionamento do circuito; o circuito circulador, seguindo o circuito simulado e utilizando os amplificadores operacionais OPA27; e o circuito do simulador de transdutor, de acordo com o circuito simulado

O circuito da fonte de alimentação tem o objetivo de transformar a tensão de saída da fonte

de alimentação chaveada de $9V - 1A$, fabricada pela Esteves², para as tensões de alimentação adequadas para o circuito. Como o circulador trabalha com ondas senoidais com média nula, os amplificadores operacionais precisam operar no modo *dual-supply*, com dois tipos de alimentação: uma com tensão positiva e outra com tensão negativa. Para a alimentação positiva, foi utilizado um regulador linear com tensão de saída de 5V, o LM7805, fabricado pela ST Microelectronics³, junto com os capacitores externos de desacoplamento, como indicado na documentação dos componentes. O suprimento de tensão negativa foi obtido com o inversor de tensão ICL7660, fabricado pela Maxim⁴, junto com os devidos capacitores externos, também alocados de acordo com a documentação fornecida pelo fabricante.

O circuito circulador ativo foi montado seguindo o esquemático da Figura 3.5a e utilizando os amplificadores operacionais OPA27GP, fabricados pelas Texas Instruments⁵, cujas principais características são: extra-alta precisão, baixo ruído, baixa tensão de *offset*, e alta rejeição de modo comum. Ele é indicado para baixas frequências e potências de operação, e foi escolhido para esse teste de prova de conceito principalmente pela grande estabilidade do circuito integrado. Foram também utilizados resistores do fabricante Vishay⁶ e capacitores de desacoplamento na alimentação, fabricados pela Murata⁷.

O circuito do simulador de transdutor também utilizou os mesmos amplificadores operacionais do circuito circulador. Como gerador de sinais, foi utilizado o conversor digital-analógico MCP4922 e o microcontrolador PIC18F4550, ambos do fabricante Microchip⁸.

Esse circuito foi utilizado para a verificação da viabilidade prática do circuito, mesmo sendo testado a baixas frequências. O gerador de sinais GF-200, fabricado pela Instrutherm⁹, foi conectado à Porta A do sistema e o comportamento do circuito foi analisado pelo osciloscópio digital da marca Tektronix¹⁰, modelo TDS 1002B, coletando sinais nas três portas do sistema e na saída do amplificador do circuito de simulação de transdutor.

---

²<http://www.eletronicaesteves.com.br/>

³<http://www.st.com/>

⁴<http://www.maximintegrated.com/>

⁵<http://www.ti.com/>

⁶<http://www.vishay.com/>

⁷<http://www.murata.com/>

⁸<http://www.microchip.com/>

⁹<http://www.instrutherm.com.br/>

¹⁰<http://www.tek.com/>

3.4 Montagem em Placa de Circuito Impresso

A montagem em placa de prototipagem rápida possui uma série de problemas que inviabilizam a sua operação em altas frequências, como a limitação de variedade de componentes que tem encapsulamento apto para serem instalados na placa e principalmente a alta capacitância de suas linhas de sinais, que atua como um filtro para sinais de altas frequências.

Com base nessas constatações, foi projetada uma placa de circuito impresso para a montagem final do circuito, visando principalmente uma melhoria na largura de banda do circuito, que, no caso da montagem em placa de prototipagem, estava sendo limitada tanto pelo amplificador operacional utilizado como pela própria montagem na placa.

Um placa de circuito impresso foi projetada com o auxílio do KiCad, um programa de código aberto, atualmente em desenvolvimento pelo KiCad Developers Team¹¹. A primeira etapa foi o projeto do esquemático do circuito, como o mostrado na Figura 3.7, baseado no circuito simulado na seção 3.2.

Foram utilizados os amplificadores operacionais de realimentação por corrente THS3121, fabricados pela Texas Instruments. Uma importante característica desse circuito integrado é o seu alto *Slew-rate*, que está na ordem de $1700V/\mu s$, sendo um dos mais altos disponíveis no mercado atualmente. Isso permite uma rápida excursão do sinal de saída, possibilitando a operação em altas frequências com a manutenção de altos níveis de potência entregue à carga. Este CI também conta com uma alta corrente de saída, podendo chegar a até $475mA$ para uma resistência de carga de 25Ω . Outras características importantes são a flexibilidade das tensões de alimentação, que podem variar desde $\pm 5V$ até $\pm 15V$, e a largura de banda, que chega a $120MHz$ operando com tensão de saída de $8V_{pp}$ para uma carga de 50Ω .

A placa ainda conta com alguns itens disponíveis em caso de uma futura utilização de outros amplificadores, com potenciômetro para correção de nível DC e reguladores de tensão linear do tipo LDO (do inglês, *low dropout*), que não foram utilizados no protótipo a fim de se obter uma maior faixa dinâmica. A presença desses reguladores poderia limitar a corrente elétrica disponível para o circuito. Em contrapartida, o circuito ficou mais vulnerável a ruídos advindos da alimentação.

Na associação de esquemático, foram relacionados os componentes do esquemático com os seus respectivos encapsulamentos. Foram utilizados apenas componentes do tipo SMD (do

---

¹¹<http://www.kicad-pcb.org/>

Figura 3.7: Esquemático do circuito do projeto da placa de circuito impresso. O circuito circulador ativo contém os amplificadores operacionais de realimentação por corrente THS3121, além dos resistores do circuito, capacitores de desacoplamento e potenciômetros de correção de nível DC. Os conectores das portas são do tipo BNC, para a ligação com cabos coaxiais. O circuito de condicionamento de tensão de alimentação conta com dois reguladores de tensão do tipo LDO e um conector para a ligação da fonte de alimentação externa

inglês, *surface-mount device*), com exceção dos conectores das portas de acesso externo, que são do tipo BNC: um conector de engate rápido utilizado para ligar cabos coaxiais na placa de circuito impresso. Os amplificadores operacionais são do tipo SOIC de 8 pinos, os resistores têm encapsulamento 1206, e os capacitores, 0805.

A placa foi projetada seguindo algumas regras de boas práticas de leiaute (Hahn (2000), Ardizzoni (2006) e Texas Instruments (2008)): um forte plano de terra foi construído, foram evitadas vias nas trilhas de sinais, trilhas de sinais foram construídas para terem curta extensão, e os capacitores de desacoplamento foram alocados próximos aos pinos de alimentação dos circuitos integrados. A Figura 3.8 mostra as duas faces do projeto e da placa de circuito impresso fabricada.

(a) Camada componente do leiaute

(b) Camada componente da placa fabricada

(c) Camada cobre do leiaute

(d) Camada componente da placa fabricada

Figura 3.8: Apresentação do leiaute do projeto da placa de circuito impresso e da placa fabricada por empresa especializada. O leiaute foi projetado utilizando-se boas práticas de projeto de placas de circuitos impressos para a operação em altas frequências

3.5 Análise de Sensibilidade

A análise de sensibilidade, vista na Seção 2.7, é importante na estimativa de quanto a variação dos parâmetros de um circuito pode influenciar no seu desempenho. No caso do circuito analisado neste trabalho, foram feitas as seguintes análises de sensibilidade:

- Método de Monte-Carlo com distribuição gaussiana para todos os componentes passivos do circuito, incluindo a impedância de carga;
- Análise do pior caso para todos os componentes do circuito, incluindo a impedância de carga;
- Variação linear da impedância de carga;
- Variação linear dos resistores que definem a impedância de entrada do circuito;

A análise foi obtida com o auxílio do programa de simulações de circuitos eletrônicos Tina, desenvolvido pela DesignSoft¹². Os amplificadores operacionais utilizados na simulação são os mesmos projetados para a placa de circuito impresso, e seus modelos Spice estão no Anexo B deste trabalho.

3.5.1 Bancadas de Testes

Para a realização dos testes na montagem na placa de circuito impresso, foram montadas três bancadas de testes: uma para o teste no domínio do tempo e de faixa dinâmica, outra destinada ao levantamento dos parâmetros de espalhamento, e a última para testar o circuito atuando como circuito circulador com um transdutor de ultrassom Doppler acoplado em umas de suas portas.

A primeira bancada tem como objetivo determinar se o comportamento de circulador do circuito se mantém para as frequências na ordem das normalmente utilizadas em equipamentos de ultrassom. Ela também foi utilizada para a determinação da faixa dinâmica do circuito, um parâmetro importante apresentado na subseção 2.4.1. Os equipamentos utilizados para a montagem foram: fonte de alimentação regulável de dupla saída, modelo MPC-303DI, fabricado pela Minipa¹³; gerador arbitrário de sinais com dois canais e 240MHz de largura de banda, modelo AFG3252, fabricado por Tektronix¹⁴, utilizado para geração de sinal de entrada e simulação de transdutor; e osciloscópio digital de 4 canais com 1GHz de largura de banda, modelo MSO4104B, fabricado por Tektronix, utilizado para monitorar o comportamento do sinal nas três portas do circuito. A Figura 3.9 mostra a bancada de testes montada.

Um outra bancada foi montada para a determinação dos parâmetros de espalhamento do circuito, conceito visto na seção 2.5. Os componentes dessa bancada são: fonte de alimentação fabricada pela Minipa, igual à da montagem anterior; analisador de rede modelo E5061A, fabricado pela Agilent Technologies¹⁵, que conta com uma banda de frequência de análise de 300kHz até 1,5GHz e dois canais de medição. Além disso, foram utilizados dois adaptadores para BNC, uma terminação de 50Ω para o casamento de impedância da porta que não está sendo monitorada, e um dispositivo de memória para o armazenamento das medições. A bancada de teste pode ser vista na Figura 3.10.

---

¹²<http://designsoftware.com/home/English/>

¹³<http://www.minipa.com.br/>

¹⁴<http://www.tek.com/>

¹⁵<http://www.home.agilent.com/>

Figura 3.9: Bancada de testes do circuito montado em placa de circuito impresso. Os componentes utilizados são: (a) fonte de alimentação com duas saídas de tensões controladas, gerando tensões de alimentação de $\pm 12V_{dc}$; (b) gerador arbitrário de sinais, com saída dupla, utilizado para a geração dos sinais e simulação de transdutor; (c) osciloscópio de 4 canais e alta taxa de aquisição utilizado para observar o comportamento do circuito; (d) computador conectado ao osciloscópio com a função de armazenar os dados captados; (e) circuito circulador ativo montado na placa de circuito impresso

A última bancada de testes é semelhante à vista na Figura 3.9, mas, ao invés dos testes realizados com a carga resistiva, foi alocado em uma das portas do circulador ativo um transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas, de $2,5MHz$, fabricado pela ATL¹⁶, sendo que as duas cerâmicas do transdutor estão conectadas em paralelo. Esse transdutor foi parcialmente imerso em água devido às características semelhantes com os tecidos humanos. O tanque de água conta com um anteparo no fundo para a prover a reflexão das ondas ultrassônicas, como pode ser visto na Figura 3.11

3.6 Resumo dos Testes Realizados

A Tabela 3.1 mostra o resumo dos testes realizados no circuito.

A próxima seção apresenta os resultados das simulações e dos testes realizados na placa de prototipagem rápida e na placa de circuito impresso.

¹⁶Empresa atualmente integrante do grupo Philips: http://www.medical.philips.com/br_pt/

Figura 3.10: Banca de teste para a determinação dos parâmetros de espalhamento do circuito circulador ativo montado em placa de circuito impresso. Foram utilizados os seguintes componentes: (a) fonte de tensão de dupla saída gerando uma tensão de alimentação de $\pm 12V_{dc}$ para o circuito; (b) analisador de rede de dois canais e alta largura de banda (de $300kHz$ até $1,5GHz$); (c) circuito circulador ativo em placa de circuito impresso

Tabela 3.1: Resumo dos testes realizados no circuito circulador ativo

Teste	Objetivo
Simulação computacional	Simular o comportamento do circuito comparativamente com o comportamento padrão de circuitos circuladores
Testes de prova de conceito	Testes do circuito em baixa frequência em placa de prototipagem rápida
Análise de sensibilidade	Aplicação dos métodos de Monte-Carlo e análise do pior caso para a determinação da sensibilidade do circuito
Faixa dinâmica	Determinar a máxima amplitude do sinal para um certo ponto de operação
Isolação	Determinar o nível de isolação entre portas não consecutivas do circuito
Largura de banda	Determinar a faixa de frequências que o circuito pode operar
Parâmetros S	Medição dos parâmetros de espalhamento do circuito
Testes com transdutor	Teste de comportamento utilizando um transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas

Figura 3.11: Bancada de testes para os testes com o transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas. Os componentes do sistema são: (a) transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas de frequência nominal de $2,5\text{MHz}$, fabricado pela ATL, preso em uma base de fixação; (b) tanque com água até o nível do transdutor, contendo uma placa de acetato e tecido geossintético à base de PVA na parte inferior, utilizados para absorção das ondas de ultrassom no fundo do tanque; (c) conector do transdutor duplo de ultrassom Doppler de ondas contínuas configurado de modo que os dois elementos transdutores estejam conectados em paralelo; (d) hidrofone para a observação do sinal próximo ao anteparo; (e) anteparo de aço para a reflexão das ondas ultrassônicas

Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos no presente trabalho. Eles são baseados nos testes e observações dos critérios de desempenho do circuito, como linearidade, isolamento, resposta em frequência, faixa dinâmica, e a confiabilidade do sistema. A apresentação dos resultados contém os seguintes tópicos: resultados obtidos com a simulação computacional do sistema, resultados dos testes de prova de conceito realizados em baixas frequências de sinal na placa de prototipagem rápida, análise de sensibilidade do sistema, testes de comportamento em altas frequências, faixa dinâmica, levantamento dos parâmetros de espalhamento e os testes com o transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas.

4.1 Simulação Computacional

Os resultados da simulação computacional são apresentados na Figura 4.1, onde é mostrado o comportamento do circulador ativo operando em modo Duplex. Foi utilizado um simulador de transdutor acoplado ao circuito circulador com a finalidade de verificar-se esse comportamento. Na simulação, um sinal com amplitude de $85mV_P$ e frequência de $232Hz$ foi alocado na Porta A; o simulador de transdutor na Porta B teve duas funções: ora gerar um sinal de amplitude de $68mV$ e frequência de $1126Hz$, ora, desligado, apresentar apenas a função de absorver o sinal que chega até o terminal. Esses valores de amplitude e frequências do sinal foram escolhidos na simulação por se tratarem de sinais compatíveis com o teste em placa de prototipagem rápida, permitindo assim a comparação entre os dois resultados. A simulação foi realizada no intervalo de tempo de 0 até $10ms$, e o comportamento do sinal verificado nas três portas do circuito e na saída do amplificador operacional do simulador de transdutor está

apresentado na Figura 4.1.

(a) Sinal na Porta A

(b) Sinal na Porta B

(c) Sinal na Porta C

(d) Sinal na saída do amplificador operacional do circuito simulador de transdutor

(e) Sinal na Porta C com o circuito simulador de transdutor desligado

Figura 4.1: Resultado da simulação do circuito circulador ativo, onde: em (a) é mostrado o sinal da fonte geradora de sinais localizada na Porta A; em (b) tem-se uma soma do sinal da fonte alocada na Porta A com o sinal do simulador de transdutor; em (c) é mostrado o sinal na Porta C, na qual aparece apenas a componente do simulador de transdutor; em (d) é apresentado o sinal do simulador de transdutor; e em (e) o sinal da Porta C com o circuito de simulação de cerâmica desligado, o qual mostra uma boa atenuação em relação ao sinal da Porta A do circuito

Analisando-se os resultados da simulação e de acordo com a teoria dos circuladores e o equacionamento do circuito circulador visto na seção 3.1, pode-se fazer as seguintes observações:

- O sinal na Porta B (Figura 4.1b) é composto pela soma do sinal na Porta A (Figura 4.1a) e do sinal na saída do seguidor de tensão do simulador de transdutor (Figura 4.1d);

- O sinal na Porta C (Figura 4.1c) é composto apenas pelo sinal gerado pelo simulador de transdutor, o que indica que o sinal gerado pela Porta A foi completamente absorvido pelo simulador de transdutor, e nenhuma parte chegou até a Porta C, como prevê a teoria dos circuladores;
- Quase não há sinal na Porta C quando o simulador de transdutor está desligado (Figura 4.1e), demonstrando a boa isolamento entre portas não consecutivas.

A simulação computacional gerou um resultado muito próximo do previsto pelo equacionamento e do revisado na literatura, mas foram considerados apenas componentes ideais na sua execução. As próximas seções irão apresentar os testes experimentais no circuito.

4.2 Testes em Placa de Prototipagem Rápida

A montagem em placa de prototipagem rápida foi utilizada para a confirmação do comportamento previsto na simulação do circuito. Portanto, os parâmetros da simulação foram repetidos, tanto para as frequências e amplitudes dos sinais injetados no sistema, como para os pontos de aquisição de sinais. Os resultados podem ser vistos na Figura 4.2.

Uma comparação entre os resultados obtidos pelos testes na placa de prototipagem rápida e pela simulação mostram uma grande semelhança, comprovando experimentalmente a funcionalidade do circuito. Esse teste também mostrou a estabilidade e a grande imunidade a ruídos do circulador, o que motivou o projeto de uma placa de circuito impresso para os testes em altas frequências.

4.3 Análise de Sensibilidade

Os resultados de análise de sensibilidade do circuito frente às variações nos seus componentes podem ser vistos na Figura 4.3, que apresenta a análise pelo método de Monte-Carlo, e na Figura 4.4, que mostra os resultados da análise do pior caso.

Uma análise dos resultados obtidos pelos dois métodos revela que o parâmetro de transmissão entre portas consecutivas, S_{21} , apresenta pouca variação com a variação dos componentes do sistema. A teoria prevê um ganho $0dB$ neste parâmetro, e a simulação mostra que a variação de ganho está dentro do intervalo entre $\pm 1,5dB$ e da fase entre 173° e 179° para os dois

Figura 4.2: Testes de prova de conceito no circuito montado em placa de prototipagem rápida. O resultado é muito semelhante ao comportamento do circuito simulado da Figura 4.1

métodos de análise, na frequência de interesse de $2,5\text{MHz}$. É possível observar um grande decaimento nas altas frequências da análise, que é atribuído às limitações da largura de banda do circuito, principalmente dos amplificadores operacionais que o compõe.

No entanto, o parâmetro de transmissão entre portas não consecutivas, S_{31} , que é idealmente nulo, apresenta na prática um valor muito dependente da variação dos parâmetros do circuito. No método de Monte-Carlo, essa variação ficou entre -53dB e -20dB , com fase dividida entre dois intervalos de -6° até 31° e de 162° até 183° . Para a análise do pior caso, os valores ficaram entre -53dB e -17dB , também apresentando duas bandas de variação de fase, uma de -3° até 37° e outra de 171° até 186° . Ambos os valores são referentes aos pontos de operação em frequência de $2,5\text{MHz}$. Isso demonstra a grande dependência entre a isolamento

Figura 4.3: Análise de sensibilidade do circuito circulador ativo com a fonte de sinais na Porta A utilizando o método de Monte-Carlo. Os parâmetros da simulação são: distribuição gaussiana dos componentes passivos, com margem de tolerância de $\pm 5\%$, com 100 análises

das portas não consecutivas e a variação dos parâmetros do sistema. Pode-se observar também o efeito de decaimento em altas frequências do circuito, como o apresentado na análise do parâmetro S_{21} .

Uma análise mais aprofundada do circuito revela que a variação de isolamento entre portas está relacionada principalmente à variação de dois parâmetros do circuito: a impedância de carga e a composição dos dois resistores de valor Rb que determinam a impedância de entrada da porta, vistos na Figura 3.4. O descasamento de impedância entre essas duas partes causa a queda do nível de isolamento. Outros testes variando apenas esses parâmetros ou a simulação de outros parâmetros de espalhamentos podem ser vistos no Anexo A deste trabalho.

Os testes demonstraram que os resultados do método de Monte-Carlo, que é um método mais realista, são melhores que os da análise do pior caso em termos de isolamento entre portas não consecutivas, por apresentar mais linhas próximas à isolamento máxima. Por esse método, a isolamento mínima do sistema foi de $20dB$, o que pode ser suficiente para um grande número de aplicações. A utilização de componentes de baixa tolerância também ajuda a melhorar o parâmetro de isolamento entre portas não consecutivas do circuito.

Figura 4.4: Determinação da sensibilidade do circuito circulador ativo com a fonte de sinais na Porta A utilizando a análise de pior caso. Os parâmetros utilizados na simulação são: método Estocástico para 100 análises com tolerância dos componentes de $\pm 5\%$

4.4 Testes na Placa de Circuito Impresso

Com o projeto e a confecção da placa de circuito impresso e a utilização de CFOA de alto desempenho, foi possível submeter o circulador ativo a testes com sinais com maiores frequências e amplitudes. Para demonstrar esta evolução, foram realizados diversos testes de desempenho no circuito.

O primeiro teste visou repetir os testes no domínio do tempo apresentados na simulação e no teste em placa de prototipagem rápida. Assim, os resultados foram obtidos com a aquisição do formato das ondas nas três portas do circuito. Na Porta A do circulador, foi alocado um sinal senoidal com frequência de 5MHz e amplitude de 963mV_{pp} . Na Porta B, o circuito de simulação de transdutor foi substituído pela entrada do gerador de arbitrário de funções, que tem uma resistência de entrada de 50Ω , o que permite o casamento de impedância com o circuito. Nessa porta, foi gerado um sinal senoidal de com uma amplitude de 956mV_{pp} e frequência de 15MHz . A Porta C foi deixada em aberto, anexando apenas a ponta de prova do osciloscópio, que apresenta grande resistência de entrada e causa um ganho 2 no sinal. O resultado deste teste está apresentado na Figura 4.5.

(a) Sinal na Porta A

(b) Sinal na Porta B

(c) Sinal na Porta C

Figura 4.5: Resultados dos testes do circuito circulador em placa de circuito impresso. O comportamento do circulador se manteve mesmo com a operação em frequências na ordem de $5MHz$ e $15MHz$

O mesmo comportamento observado na simulação computacional (Seção 4.1) e nos testes de prova de conceito em placa de prototipagem rápida (Seção 4.2) foi repetido no teste com mais altas frequências do sinal, o qual prevê uma somatória de sinais na Porta B, e senoides puras, mas com diferentes frequências, nas Portas A e C, como o apresentado na Seção 2.2.

Além do teste de análise no domínio do tempo, foram realizados outros testes no circuito instalado na placa de circuito impresso, visando avaliar o desempenho do circuito para altas frequências e amplitudes de sinais. No primeiro teste, buscou-se obter o ponto de compressão em $1dB$ do sistema alocando-se um sinal senoidal, na frequência de interesse de $2,5MHz$, na Porta A do circuito, e foram captados sinais nas Portas A e B, sendo que esta última estava com o devido casamento de impedância em 50Ω . A Figura 4.6 mostra o gráfico da amplitude do sinal na Porta A pela amplitude do sinal na Porta B, variando desde alguns milivolts até a máxima amplitude do sinal do gerador arbitrários de sinais, que é de $5V_{pp}$ ou $1,76V_{rms}$. A frequência do sinal escolhida para este teste foi $2,5MHz$, devido à possibilidade de utiliza-

ção prática em transdutores de equipamentos de ultrassom Doppler de ondas contínuas, que normalmente operam nesta frequência.

Figura 4.6: Teste de faixa dinâmica do circuito para a frequência de $2,5\text{MHz}$. O circuito se mostrou linear dentro de toda a amplitude de tensão de saída do equipamento de geração de onda e não foi atingido o ponto de compressão de 1dB, indicando que o circuito tem um bom desempenho em termos de faixa dinâmica para essa frequência de operação

O gráfico da Figura 4.6 mostra que o sistema é praticamente linear, e o ponto de máximo da faixa dinâmica não foi atingido com os instrumentos de geração de ondas utilizados, o que mostra que o circuito tem uma boa linearidade em toda a extensão do sinal do gerador de funções na frequência de teste.

O próximo teste é relacionado ao ganho entre portas consecutivas e isolamento entre portas não consecutivas. Segundo a teoria de circuladores vista no capítulo 2.1, o circuito deve ter ganho unitário entre portas consecutivas, e atenuação máxima entre portas não consecutivas.

O teste foi feito na primeira bancada de testes do circuito em PCB (Figura 3.9) alocando-se um sinal senoidal de frequência de $2,5\text{MHz}$ na Porta A, e todas as portas foram monitoradas. A amplitude do sinal foi variada desde a ordem de alguns milivolts até a máxima amplitude do sinal gerado pelo instrumento de geração de onda. O resultado é apresentado no gráfico da Figura 4.7.

Uma análise do gráfico da Figura 4.7 mostra dois resultados importantes. Primeiramente, o ganho entre a Porta A e a Porta B permanece praticamente constante e próximo à unidade (0dB)

Figura 4.7: Resultado do teste de ganho entre as portas do circuito em relação à amplitude do sinal de entrada para a frequência de operação de 2, 5MHz. O ganho entre portas consecutivas (Porta B em relação à Porta A) é mantido praticamente constante e igual a 1 (0dB) para toda a extensão da amplitude da onda de entrada. A atenuação em portas não consecutivas (Porta C em relação à Porta A) é maior que 30dB para amplitudes de entradas maiores que $170mV_{rms}$, mostrando uma boa isolamento do circuito nessa faixa de amplitude

em toda a excursão do sinal, como previsto na teoria, e os sinais entre essas duas portas têm a mesma amplitude. Outro resultado importante é quanto à atenuação do sinal entre portas não consecutivas, como pode ser visto no ganho na Porta A em relação à Porta C. A teoria mostra que a atenuação entre essas duas portas é infinita, mas na prática foi constatada uma atenuação maior que 30dB para amplitudes de sinais maiores que $170mV_{rms}$. Essa diferença entre o teórico e o prático diz respeito à não correspondência do amplificador operacional ideal com o real, ao não perfeito casamento de impedâncias na carga e às tolerâncias dos componentes passivos do circuito. Entretanto, essa isolamento continua alta e é suficiente para grande parte das aplicações envolvendo circuladores ativos.

Utilizando-se a segunda bancada de testes (Figura 3.10), foram medidos os parâmetros de espalhamento do circuito em PCB. Esse é um importante resultado, pois define o comportamento do circuito em uma ampla faixa de frequências, o que também define as possíveis aplicações para o circuito. Os resultados das medições podem ser vistos na Figura 4.8.

Para a análise dos parâmetros de espalhamento medidos, podemos dividi-los em quatro grupos distintos para o circulador ativo: parâmetros de transmissão (S_{21} , S_{32} e S_{13}), parâmetros

Figura 4.8: Parâmetros de espalhamento do circuito circulador montado em placa de circuito impresso. A marcação nos gráficos se refere à frequência de interesse de 2,5 MHz

reflexão na porta (S_{11} , S_{22} e S_{33}), parâmetro de isolamento direta (S_{31}) e parâmetros de isolamento reversa (S_{12} e S_{23}).

Os parâmetros de transmissão são idealmente igual a 0 dB. Na medição, esse comportamento foi bem representado para frequências de até 100 MHz. Acima deste valor, as limitações dos componentes do circuito, principalmente os amplificadores operacionais, começam a degradar o desempenho do sistema. Na frequência de interesse para circuitos de ultrassom, de 2,5 MHz, o ganho foi bem próximo do ideal. O parâmetro S_{13} tem uma baixa transmissão de sinal pois trata-se de um circuito quasi-circulador.

A reflexão na porta possui, idealmente, valor nulo, mas na prática ele é dependente de uma série de parâmetros, como a largura de banda dos amplificadores operacionais, comportamento dos componentes passivos do circuito, casamento de impedâncias na porta e também das características de soldagem dos componentes e dos conectores da placa de circuito impresso. Na

frequência de interesse deste trabalho, o circuito apresenta um baixo nível de reflexão (abaixo de $-37dB$), que é incrementada à medida que as frequências aumentam.

O parâmetro de isolamento direta é o mais importante para a análise do comportamento de circulador do sistema. Idealmente, esse parâmetro também tem valor nulo, mas ele é fortemente dependente do casamento de impedâncias e da reflexão da porta anterior. Há também a influência da largura de banda do amplificador operacional, principalmente para altas frequências. Analisando o gráfico do parâmetro S_{31} , vê-se uma boa isolamento para a frequência de interesse ($39dB$), mas essa isolamento vai se degradando com o aumento da frequência, principalmente devido ao aumento da reflexão de onda na porta anterior.

A isolamento reversa é idealmente infinita, e o experimental mostrou um ótimo nível de isolamento para a frequência de interesse, mas ela é degradada à medida que a frequência é incrementada. Esse parâmetro é dependente das características dos amplificadores operacionais como a impedância de saída e isolamento.

O teste final conta com a presença do transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas, formando a terceira bancada de testes. A Figura 4.9 mostra a aquisição de dados em dois momentos distintos dos testes.

Figura 4.9: Teste do circuito circulador ativo utilizando como carga o transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas. A posição vertical do transdutor foi sendo alterada em relação ao anteparo, e o resultado foi uma interação de ondas na terceira porta do circulador ativo

Analisando-se a Figura anterior, é possível observar que a variação de fase e amplitude do sinal é resultante da interação de dois sinais: sinal de reflexão da carga e sinal captado pelo transdutor de ultrassom. Essa interação ora é construtiva, como é o caso da Figura 4.9a, ora é destrutiva, como mostra a Figura 4.9b. Essa variação acompanha a mudança de posição ou velocidade do transdutor em relação ao anteparo. A velocidade de deslocamento pode ser

obtida pelo processamento desses sinais aplicando técnicas de processamento digital de sinais, como a análise de atraso de grupo.

A próxima seção apresenta um resumo dos principais resultados obtidos neste trabalho.

4.5 Resumo dos Resultados Apresentados

A Tabela 4.1 mostra um resumo dos resultados obtidos com os testes no circuito do circulador ativo apresentado neste trabalho.

Tabela 4.1: Resultados dos testes realizados no desenvolvimento do circuito circulador ativo

Teste	Resultado
Simulação computacional	Circuito se comportou como um circulador, distinguindo apenas no fato da inversão do sinal entre portas consecutivas
Testes de prova de conceito	Testes de baixas frequências em placa de prototipagem rápida seguiu com grande fidelidade o comportamento simulado
Análise de sensibilidade	A isolação direta entre portas não consecutivas mostrou-se sensível às variações de carga e dos resistores que determinam a impedância de entrada do circuito. Os outros parâmetros são relativamente não sensíveis às variações de parâmetros
Faixa Dinâmica	Maior que $1,67V_{rms}$ *
Isolação	Isolação entre fonte e receptor de $39dB$ na frequência de interesse e maior que $20dB$ para até $35MHz$
Largura de Banda	Manutenção da baixa atenuação na transmissão para até a frequência de $100MHz$
Parâmetros S	Resultados da medição dos parâmetros de espalhamento compatíveis com as previsões da modelagem do circuito
Testes com transdutor	O circuito se mostrou capaz de atuar como <i>front-end</i> analógico para circuitos de ultrassom Doppler de ondas contínuas
*A faixa dinâmica do circuito excede o máximo de amplitude do equipamento de geração de onda	

Capítulo 5

Discussão e Conclusões

5.1 Discussão dos Resultados do Equacionamento e da Simulação do Circuito

No início do projeto, o sistema circulador ativo foi inteiramente modelado por meio do equacionamento baseado no modelo ideal dos amplificadores operacionais de realimentação por corrente e dos componentes passivos que compõem o circuito, determinando assim o comportamento teórico do circulador projetado.

A comprovação dos métodos utilizados para o equacionamento deu-se com a simulação computacional do circuito. Nela, pode-se observar que o comportamento conhecido de circuladores tradicionais foi repetido para esse circuito eletrônico, o que promoveu uma grande expectativa sobre a utilização prática desse tipo de circulador.

Tanto a revisão bibliográfica quanto a modelagem indicavam uma grande dependência do desempenho do circuito em relação aos parâmetros internos do circuito e da impedância da carga conectada a ele. Os testes de sensibilidade utilizando os métodos de Monte-Carlo e análise do pior caso foram úteis para a determinação do nível dessa dependência.

Além das simulações no sistema, uma análise prática ainda precisava ser feita, pois as não linearidades inerentes dos circuitos integrados que compõem o sistema poderiam inviabilizar o seu uso.

5.2 Discussão dos Resultados dos Testes no Circulador Ativo

O próximo passo foi a montagem e os testes de um circuito real, montado a partir de componentes discretos disponíveis no mercado. A princípio, foi montado um circuito em uma placa de prototipagem rápida, o qual foi testado em baixas frequências e amplitudes do sinal, com o intuito de trabalhar em região linear dos amplificadores operacionais utilizados. O resultado obtido teve uma grande semelhança com as simulações computacionais do circuito e estava condizente com o equacionado. Outro fator que chamou a atenção foram os baixos níveis de ruído observados nas medições.

Uma placa de circuito impresso foi projetada para os testes mais complexos no circuito, a fim de se determinar a sua região linear. Foram utilizados amplificadores operacionais de realimentação por corrente, escolhendo-se um dos CIs que apresenta um dos mais altos índices de desempenho do mercado em termos de frequência máxima de operação e *slew-rate*. A placa de circuito impresso foi projetada, seguindo boas práticas de leiaute em altas frequências, fabricada em empresa especializada, e os seus componentes foram soldados.

O primeiro teste nessa PCB visou observar se o comportamento observado nos testes de prova de conceito se mantinham para as frequências na faixa de ultrassom, o que foi constatado. Os próximos testes foram realizados para a verificação da região de linearidade do circuito. Os testes de faixa dinâmica excederam o máximo que o equipamento de geração de onda utilizado poderia suprir de tensão, o que indicou uma ampla faixa de excursão do sinal dentro da linearidade. Os testes de largura de banda permitiram observar uma manutenção do ganho unitário entre portas adjacentes para frequências de até 100MHz e uma manutenção da boa isolamento entre portas não consecutivas para frequências de até 35MHz .

A medição dos parâmetros de espalhamento determinou as características do sistema frente a uma ampla faixa de pontos de operação em frequência. Foi possível determinar que o sistema apresenta um bom desempenho para a frequência de interesse de $2,5\text{MHz}$ e uma larga banda de operação. Pela medição, também foi possível apurar o comportamento da reflexão nas portas do circuito, que é de difícil modelagem mas muito importante na isolamento direta.

5.3 Discussão da Aplicação Prática do Circuito

A operação em modo Duplex foi colocada à prova com o envio e recepção de sinais por um único transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas. Os resultados foram atestados para a utilização prática do circuito circulador ativo, podendo trazer melhorias na sensibilidade do sistema, redução na necessidade de processamento do sinal recebido, e a manutenção de um transdutor com construção mais simples. Além da aplicação para ultrassom, o sistema pode ser usado para outras aplicações, já que possui uma ampla largura de banda e faixa dinâmica.

5.4 Conclusões

Os circuladores tradicionais construídos a partir de materiais ferromagnéticos, como ferrite, são amplamente utilizados em projetos de telecomunicações e defesa, mas enfrentam problemas na utilização em frequências menores que 500MHz , principalmente devido ao elevado custo, grandes dimensões e massa elevada nestas frequências.

O circuito circulador ativo foi proposto na década de 60 como uma alternativa para os seus equivalentes passivos, contando com a vantagem de poderem trabalhar em frequências nas quais os tradicionais eram inviáveis. Esse circuito eletrônico foi estudado por muitos anos, mas as suas aplicações práticas eram muito limitadas devido aos problemas de estreita largura de banda e baixa capacidade de potência entregue à carga. O desenvolvimento tecnológico presenciado nos últimos anos permitiu a melhoria desse sistema, com a possibilidade da utilização em novas aplicações.

Este trabalho mostrou a pesquisa e o desenvolvimento de um novo circuito circulador ativo, utilizando os circuitos contidos na literatura e adaptando-os para as novas tecnologias disponíveis. O desenvolvimento do projeto seguiu os seguintes passos: revisão bibliográfica dos tipos e métodos empregados no desenvolvimento de circuitos circuladores ativos incluídos na literatura, escolha do circuito mais adequado baseado em critérios de desempenho e usabilidade, equacionamento do circuito baseado em modelos teóricos dos seus componentes, simulação computacional, testes de prova de conceito em placas de prototipagem rápida, projeto de placa de circuito impresso, testes no circuito com componentes de alta desempenho soldados na placa de circuito impresso e, por último, testes com um transdutor de ultrassom Doppler de ondas contínuas.

Os testes indicam uma maior capacidade de potência entregue à carga em relação aos seus antecessores, além da boa linearidade do circuito dentro dos limites encontrados nos testes. Assim, podemos concluir que os resultados do projetos estão dentro do esperado no seu início e que o circuito mostrou-se eficaz em termos de desempenho em frequência e em potência entregue à carga, gerando grande expectativas para o seu uso em circuitos de instrumentação eletrônica e em sistemas de ultrassom.

5.5 Destaques deste Trabalho

Este trabalho apresentou as seguintes inovações em relação aos trabalhos anteriores contidos na literatura.

- ampla pesquisa sobre os circuladores ativos;
- equacionamento completo do circuito com amplificadores operacionais de realimentação por corrente;
- análises de sensibilidade utilizando os métodos de Monte-Carlo e análise do pior caso;
- testes do sistema com transdutores de ultrassom Doppler de ondas contínuas

5.6 Próximos Passos

Os próximos passos no projeto incluem:

- melhorias nos componentes da placa de circuito impresso, com a introdução de componentes passivos de baixa tolerância e adequados para a operação em alta frequência;
- introdução de conectores de alta frequência nas portas de entrada do circuito;
- projeto de circuito de geração de sinais controlável digitalmente do tipo DDS (sigla do inglês para *Direct Digital Synthesizer*);
- projeto de circuito de recepção e processamento de sinais, com conversores analógico-digitais de alta taxa de amostragem e processador digital de sinais de alto desempenho;
- desenvolvimento de código embarcado para aquisição, processamento e apresentação de dados.

Referências Bibliográficas

- Abramowicz, J. S. (2013). Benefits and risks of ultrasound in pregnancy. *Seminars in Perinatology*, 37:295–300.
- Agilent Technologies (2010). Fundamentals of rf and microwave noise figure measurements. Technical report, Agilent Technologies.
- Ardizzoni, J. (2006). A practical guide to high-speed printed-circuit-board layout. Technical report, Analog Devices.
- Atiya, F. (1975). An operational amplifier circulator based on the weighted summer. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 22:516–523.
- Bahri, R., Abdipour, A., e Moradi, G. (2008). Design a new type of active quasi circulator module. *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pp. 1–4.
- Berg, M., Hackbarth, T., Maile, B. E., Kossowski, S., Dickmann, J., Kother, D., Hopf, B., e Hartnagel, H. L. (1996). Active circulator mmic in cpw technology using quarter micron inas/ingaas/inp hfets. In *Indium Phosphide and Related Materials, 1996. IPRM '96., Eighth International Conference on*, pp. 68–71.
- Chang, C.-H., Lo, Y.-T., e Kiang, J.-F. (2010). A 30 ghz active quasi-circulator with current-reuse technique in 0.18 μm cmos technology. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 20:693–695.
- Chen, P.-H. e Narayanan, R. M. (2010). Design of active circulators using high-speed operational amplifiers. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, pp. 575–577.
- Collin, R. E. (2001). *Foundations for Microwave Engineering*. McGraw-Hill, 2 ed.
- Cryan, M. e Hall, P. (1996). Integrated active antenna with simultaneous transmit-receive operation. *Electronics Letters*, 32:286–287.

- Cryan, M. e Hall, P. (1997). An integrated active circulator antenna. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, 7:190–191.
- Daryanani, G. (1976). *Principles of Active Network Synthesis and Design*. John Wiley and Sons.
- Dussik, K. T. (1942). Über die möglichkeit hochfrequente mechanische schwingungen als diagnostisches hilfsmittel zu verwerten. *Z Neurol Psychiat*, 174:153–168.
- Edelman, S. K. (2004). *Understanding Ultrasound Physics*. E.S.P., 3 ed.
- El-Khatib, Z., MacEachern, L., e Mahmoud, S. A. (2008). A fully-integrated linearized cmos bidirectional distributed amplifier as uwb active circulator. *International Conference on Microelectronics*, pp. 106–109.
- Evans, D. H. e McDicken, W. N. (2000). *Doppler Ultrasound: Physics, Instrumentation and Signal Processing*. Wiley, 2 ed.
- Fuller, A. J. B. (1995). An introduction to the use of ferrite and garnet materials at microwave and optical frequencies. *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp. 72–80.
- Furukawa, S. e Horiguchi, S. (1966). The frequency characteristics of active circulators. *Proceedings of the IEEE*, 54:1615–1616.
- Furukawa, S. e Horiguchi, S. (1967). The noise performance of the active circulator. *Proceedings of the IEEE*, 55:2048–2050.
- Goler, I. e Guler, N. (1990). Construction and matching of ultrasonic transducer for pulsed doppler blood flowmeter. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 1990., Proceedings of the Twelfth Annual International Conference of the IEEE*.
- Hahn, A. (2000). High-speed operational amplifier layout made easy. Technical report, Texas Instruments.
- Hedrick, W. R., Hykes, D. L., e Starchman, D. E. (2004). *Ultrasound Physics and Instrumentation*. Mosby.
- Heywang, W., Lubitz, K., e Wersing, W. (2008). *Piezoelectricity: Evolution and Future of a Technology*. Springer.

- Huang, D., Kuo, L., e Wang, H. (2012). A 24-ghz low power and high isolation active quasi-circulator. *Microwave Symposium Digest (MTT) IEEE*, pp. 1–3.
- Ishimaru, A. (1999). *Wave Propagation and Scattering in Random Media*. Wiley-IEEE Press.
- Johnson, D. E., Hilburn, J. L., Johnson, J. R., e Scott, P. D. (1997). *Electric Circuit Analysis*. Wiley, 3 ed.
- Karki, J. (2001). Voltage feedback vs current feedback op amps. Technical report, Texas Instruments Incorporated.
- Keen, A., Glover, J. L., e Harris, R. (1968). Realisation of the circulator concept using differential-input operational amplifiers. *Electronics Letters*, 4:389–391.
- Kinsler, L. E., Frey, A. R., Coppens, A. B., e Sanders, J. V. (1999). *Fundamentals of Acoustics*. Wiley, 4 ed.
- Kother, D., Hopf, B., Sporkmann, T., Wolff, I., e Kobrowski, S. (1994). Active cpw mmic circulator for the 40 ghz band. In *Microwave Conference, 1994. 24th European*.
- Koul, S. K. (1991). *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters: Dielectric and Ferrite Phase Shifters*. Artech House.
- Liao, S. Y. (1990). *Microwave Devices and Circuits*. Prentice Hall.
- Linkhart, D. K. (1989). *Microwave Circulator Design*. Artech House.
- Mancini, R. (2002). Op amps for everyone. Design reference, Texas Instruments Incorporated.
- McNay, M. B. e Fleming, J. E. E. (1999). Forty years of obstetric ultrasound 1957 - 1997: From a-scope to three dimensions. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 25:3–56.
- Naito, Y., Iwakuni, M., Araki, K., e Ikeda, A. (1980). A new-type of electronic circulator at 800mhz band. In *Microwave Conference, 1980. 10th European*, pp. 502–506.
- Newman, P. G. e Rozycki, G. S. (1998). The history of ultrasound. *Surgical Clinics of North America*, 78:179–195.
- Park, S. (1975). Novel active hybrid circuit and its applications. *Electronics Letters*, 11:362–363.

- Philips Semiconductor (1998). Circulators and isolators, unique passive devices. Technical report, Philips Semiconductor.
- Pimentel, P., Ristow, A. V., e Araújo, W. B. d. (1993). *Eco-doppler das artérias carótidas e vertebrais: avaliação diagnóstica e correlação angiográfica cirúrgica*. Revinter.
- Prescott, G., Gogineni, S., Depardo, D., Chakravarthula, H., e Hosseinmostafa, R. (1995). Mmic-based fm-cw radar for multipolarization backscatter measurements. In *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1995. IGARSS '95. 'Quantitative Remote Sensing for Science and Applications', International*, pp. 2273–2275.
- Razavipour, H., Askari, G., Fesharaki, F., e Mirmohammad-Sadeghi, H. (2009). A new high-power, dual-band, e-plane, ferrite circulator. *EUROCON 2009. IEEE*, pp. 20–25.
- Repacholi, M., Gandolfo, M., e Rindi, A. (1987). *Ultrasound: Medical Applications, Biological Effects, and Hazard Potential*. Springer.
- Robertson, I. e Aghvami, A. (1992). Novel monolithic ultra-wideband unilateral 4-port junction using distributed amplification techniques. In *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1992. Digest of Papers, IEEE 1992*.
- Rollett, J. M. e Greenaway, P. E. (1968). Directly coupled active circulators. *Electronics Letters*, 4:579–580.
- Sadiku, M. N. (2009). *Elements of Electromagnetics*. Oxford University Press, 5 ed.
- Satomura, S. (1957). Ultrasonic doppler method for the inspection of cardiac functions. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 29:1181–1185.
- Schwarz, A. F. (1987). *Computer-Aided Design of Microelectronic Circuits and Systems: Fundamentals, Methods and Tools*. Academic Press.
- Sedra, A. S. e Smith, K. C. (2009). *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, 6 ed.
- Shin, S.-C., Huang, J.-Y., Lin, K.-Y., e Wang, H. (2008). A 1.5-9.6 ghz monolithic active quasi-circulator in 0.18 μm cmos technology. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 18:797–799.
- Smith, M. (1988). Gaas monolithic implementation of active circulators. In *Microwave Symposium Digest, 1988., IEEE MTT-S International*.

- Tanaka, S., Shimomura, N., e Ohtake, K. (1965). Active circulators-the realization of circulators using transistors. *Proceedings of the IEEE*, pp. 260–267.
- Texas Instruments (2008). Circuit board layout techniques. Technical report, Texas Instruments.
- Texas Instruments (2013). Oa-30 current vs. voltage feedback amplifiers. Technical report, Texas Instruments Incorporated.
- van der Puije, P. (1971). Audio-frequency circulator for use in telephone sets. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, 19:1267–1271.
- Watson, R. (1987). Use one figure of merit to compare all receivers. Technical report, Watkins-Johnson.
- Wenzel, C. (1991). Low frequency circulator/isolator uses no ferrite or magnet. *RF Design Magazine*, pp. 39–43.
- Williams, A. R. (1983). *Ultrasound: biological effects and potential hazards*. Academic Press.

ANEXO A:

Análise de Sensibilidade Estendida

Neste apêndice, são apresentadas as demais análises de sensibilidade simuladas no circuito do circulator ativo.

Figura 5.1: Método de Monte-Carlo para distribuição gaussiana, tolerância dos componentes de $\pm 5\%$, 100 análises. Fonte de sinais localizada na Porta B do sistema.

Figura 5.2: Método de Monte-Carlo para distribuição gaussiana, tolerância dos componentes de $\pm 5\%$, 100 análises. Fonte de sinais localizada na Porta C do sistema.

Figura 5.3: Análise do pior caso com método Estocástico, tolerância dos componentes de $\pm 5\%$, 100 análises. Fonte de sinais localizada na Porta B do sistema.

Figura 5.4: Análise do pior caso com método Estocástico, tolerância dos componentes de $\pm 5\%$, 100 análises. Fonte de sinais localizada na Porta C do sistema.

Figura 5.5: Análise da variação da impedância de carga, de 40Ω até 60Ω , em passos de 1Ω . Fonte de sinais localizada na Porta A do sistema.

Figura 5.6: Análise da variação da impedância de carga, de 40Ω até 60Ω , em passos de 1Ω . Fonte de sinais localizada na Porta B do sistema.

Figura 5.7: Análise da variação da impedância de carga, de 40Ω até 60Ω , em passos de 1Ω . Fonte de sinais localizada na Porta C do sistema.

Figura 5.8: Análise da variação da impedância dos dois resistores de definição da impedância de entrada do circuito, de 80Ω até 120Ω , em passos de 2Ω . Fonte de sinais localizada na Porta A do sistema.

Figura 5.9: Análise da variação da impedância dos dois resistores de definição da impedância de entrada do circuito, de 98Ω até 102Ω , em passos de $0,2\Omega$. Fonte de sinais localizada na Porta A do sistema.

ANEXO B:

Modelo Spice do Amplificador Operacional de Realimentação por Corrente THS3121

Neste anexo é apresentado o modelo Spice do amplificador operacional de realimentação por corrente (THS3121) utilizado neste trabalho. O modelo foi obtido pelo *website* do fabricante do circuito integrado.

```
* THS3121
*****
* (C) Copyright 2009 Texas Instruments Incorporated. All rights reserved.
*****
* THS3121 SUBCIRCUIT
* WRITTEN 2/10/06
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*                   |    INVERTING INPUT
*                   |   |    POSITIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   |    NEGATIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   |   |    OUTPUT
*                   |   |   |   |   |
*                   |   |   |   |   |
*                   |   |   |   |   |
*                   |   |   |   |   |
.SUBCKT THS3121     IN+ IN- Vs+ Vs- OUT
```

Q62	17	IN+	16	NPN_IN	0.625
Q61	18	IN+	12	PNP_IN	0.625
Q68	13	12	IN-	NPN_IN	0.625
Q69	11	16	IN-	PNP_IN	0.625
I8	17	12		DC	90u
I10	16	18		DC	90u

Q124	11	11	31	NPN	0.625
Q125	32	32	15	NPN	1
Q126	09	11	33	NPN	0.625
Q127	13	13	35	PNP	0.625
Q128	34	34	14	PNP	1
Q129	09	13	06	PNP	0.625
R386	18	15	50		
R387	32	31	600		
R388	32	33	600		
R389	35	34	600		
R390	06	34	600		
R391	14	17	50		

C80	0	09	1.5p		

Q101	18	09	21	PNP	0.3
Q102	17	09	22	NPN	0.3
Q122	21	34	19	PNP	3
Q123	22	32	28	NPN	3
R385	18	28	60		
R392	19	17	60		

Q93	50	30	18	NPN	50
Q94	30	30	27	NPN	30
Q97	50	29	17	PNP	65
Q98	29	29	26	PNP	40
Q103	30	22	25	PNP	4
Q104	29	21	24	NPN	2.2
R367	50	24	50		

```

R366          25  50  50
R356          26  17  50
R352          18  27  50
Lout    50 OUT  5n
Cout    50  51  15p
Rout          51 OUT  5

V43          Vs-  18 0.15
V44          17 Vs+ 0.15
Rbias        Vs+ Vs-  Rtc 80k

```

```
.MODEL Rtc RES TC1=-0.0055
```

```
.MODEL NPN NPN
```

```

+ IS=170E-18 BF=100 NF=1 VAF=100 IKF=0.0389 ISE=7.6E-18
+ NE=1.13489 BR=1.11868 NR=1 VAR=4.46837 IKR=8 ISC=8E-15
+ NC=1.8 RB=250 RE=0.1220 RC=200 CJE=120.2E-15 VJE=1.0888 MJE=0.381406
+ VJC=0.589703 MJC=0.265838 FC=0.1 CJC=133.8E-15 XTF=272.204 TF=12.13E-12
+ VTF=10 ITF=0.147 TR=3E-09 XTB=1 XTI=5

```

```
.MODEL NPN_IN NPN
```

```

+ IS=170E-18 BF=400 NF=1 VAF=100 IKF=0.0389 ISE=7.6E-18
+ NE=1.13489 BR=1.11868 NR=1 VAR=4.46837 IKR=8 ISC=8E-15
+ NC=1.8 RB=10 RE=0.1220 RC=200 CJE=120.2E-15 VJE=1.0888 MJE=0.381406
+ VJC=0.589703 MJC=0.265838 FC=0.1 CJC=133.8E-15 XTF=272.204 TF=12.13E-12
+ VTF=10 ITF=0.147 TR=3E-09 XTB=1 XTI=5 KF=1.1E-14

```

```
.MODEL PNP PNP
```

```

+ IS=296E-18 BF=100 NF=1 VAF=100 IKF=0.021 ISE=494E-18
+ NE=1.49168 BR=0.491925 NR=1 VAR=2.35634 IKR=8 ISC=8E-15
+ NC=1.8 RB=250 RE=0.1220 RC=200 CJE=120.2E-15 VJE=0.940007 MJE=0.55
+ VJC=0.588526 MJC=0.55 FC=0.1 CJC=133.8E-15 XTF=141.135 TF=12.13E-12
+ VTF=6.82756 ITF=0.267 TR=3E-09 XTB=1 XTI=5

```

```
.MODEL PNP_IN PNP
```

```

+ IS=296E-18 BF=100 NF=1 VAF=100 IKF=0.021 ISE=494E-18
+ NE=1.49168 BR=0.491925 NR=1 VAR=2.35634 IKR=8 ISC=8E-15

```

```
+ NC=1.8 RB=10 RE=0.1220 RC=200 CJE=120.2E-15 VJE=0.940007 MJE=0.55
+ VJC=0.588526 MJC=0.55 FC=0.1 CJC=133.8E-15 XTF=141.135 TF=12.13E-12
+ VTF=6.82756 ITF=0.267 TR=3E-09 XTB=1 XTI=5 KF=1.1E-14
```

```
.ENDS
```