

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FELIPE RAFAEL DE OLIVEIRA DAMIANI

**Proposta de Protótipo de um Oxímetro de Pulso Empregando
Tecnologia FPAA.**

SÃO CARLOS

2010

FELIPE RAFAEL DE OLIVEIRA DAMIANI

**PROPOSTA DE PROTÓTIPO DE UM
OXÍMETRO DE PULSO EMPREGANDO
TECNOLOGIA FPAA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em
Eletrônica

ORIENTADOR: Maximilian Luppe

São Carlos
2010

RESUMO

É abordado neste trabalho o estudo de um dispositivo não-invasivo de medida indireta da saturação de oxigênio na corrente sanguínea de um paciente, empregando em sua construção a tecnologia FPAA (*Field Programmable Analog Array*). Algumas das características principais desta plataforma é a sua robustez, flexibilidade, programabilidade funcional e reconfiguração dinâmica. No trabalho foi utilizado o modelo AN231E04 comercializado pela *Anadigm Company*, e toda sua parte de programação e simulação foi realizada pelo seu software próprio *AnadigmDesigner2*. Dispositivos empregando plataformas reconfiguráveis, sejam elas analógicas ou digitais, estabelecem uma nova tendência na síntese de circuitos devido a suas características fundamentais de reconfiguração e readaptação, viabilizando, desta forma, os processos de otimização, atualização, reparo e qualquer outro tipo de modificação. O objetivo principal desta composição é a familiarização com o equipamento oxímetro, levando em conta o suas aplicações e necessidades para, então, entender o seu funcionamento, vantagens e técnicas empregadas, para, posteriormente, entrar em uma análise mais profunda do dispositivo FPAA, a respeito de sua estrutura e características, para então testar e simular as suas ferramentas de projeto.

Palavras-chave: Oxímetro, Oximetria, Oxímetro de Pulso, FPAA, plataformas analógicas reconfiguráveis.

ABSTRACT

It is discussed in this work the study of a non-invasive device for indirect measurement of oxygen saturation in a patient's bloodstream, using the FPAA technology (Field Programmable Analog Array). Some of the main features of this platform is its robustness, flexibility, programmability and functional dynamic reconfiguration. In this work it was used the model AN231E04 marketed by Anadigm Company, and all programming and simulation part was carried out by its own software *AnadigmDesigner2*. Devices using reconfigurable platforms, whether analog or digital, set a new trend in the synthesis of circuits due to its fundamental features of reconfiguration and redeployment, enabling thus the process of optimization, upgrade, repair and any other type of modification. The main objective of this essay is to familiarize with the pulse oximeter, taking into account their needs and applications to then understand how it work, advantages and techniques. And then go into a deeper analysis of the FPAA device, about its structure and features, and so test and simulate their design tools.

Keywords: Oximeter, Oximetry, Pulse Oximeter, FPAA, Analog reconfigurable technologies

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Espectro de absorção da Hb e HbO ₂	3
Figura 2: Espectro estimado do coeficiente molar de extinção de RHb e HbO ₂	7
Figura 3: Espectro de absorção da RHb e HbO ₂ indicando os pontos isobésticos	8
Figura 4: Absorção sobre um feixe de luz passando através de um dedo	10
Figura 5: Curvas típicas dos sinais pulsáteis detectados.	12
Figura 6: Curvas de relação entre a razão R e a saturação de oxigênio do paciente.	13
Figura 7: Métodos de operação do oxímetro de pulso.	14
Figura 8: Diagrama de blocos de um oxímetro de pulso.	15
Figura 9: Aplicação de filtros para eliminação de sinais indesejados.	18
Figura 10: Respostas ideais dos diferentes tipos de filtros.	20
Figura 11: Aplicação dos filtros ideais no sinal de entrada da Eq. 19.	21
Figura 12: Resposta do filtro passa-baixa real	21
Figura 13: Resposta em amplitude de um filtro passa-banda	23
Figura 14: Resposta em frequência do filtro Butterworth para diferentes ordens.	24
Figura 15: Comparativo da resposta em frequência do filtro Butterworth com Chebyshev	24
Figura 16: Arquitetura genérica de um FPAA	26
Figura 17: Arquitetura genérica de um CAB	26
Figura 18: Esquemático do sistema de capacitores adotados pelos FPAA's.	27
Figura 19: Capacitores chaveados substituindo resistores.	29
Figura 20: Resistência negativa.	29
Figura 21: Sistema de amostragem analógico.	30
Figura 22: Gráfico da amostragem de um sinal analógico.	30
Figura 23: Implementação de um filtro utilizando capacitores chaveados	30
Figura 24: Amplificador inversor utilizando capacitores chaveados.	31
Figura 25: Arquitetura interna de um FPAA AN10E40	32
Figura 26: Arquitetura interna de um CAB.	32
Figura 27: Arquitetura interna de um FPAA AN221E04.	34
Figura 28: Esquemático das células E/S configuráveis.	35
Figura 29: Esquemático das células de E/S multiplexadas.	36
Figura 30: Esquemático de uma célula de saída dedicada.	37
Figura 31: Arquitetura de um CAB dos FPAA's da segunda geração da <i>Anadigm</i>	37
Figura 32: Exemplo de linearização de sinais de sensores.	39
Figura 33: Diagrama do circuito de geração de tensão de referência	40
Figura 34: Diagrama do circuito de geração de <i>clock</i>	40
Figura 35: Esquema de conexão das EPROMs no FPAA AN221E04	42

Figura 36: Conexão do FPAA com um microprocessador pela interface (a) SPI e (b) SSI.....	42
Figura 37: Conexão pela interface de barramento externo periférico.....	43
Figura 38: Arquitetura interna do FPAA AN231E04.....	44
Figura 39: FPAA na configuração de escravo, recebendo dados de um processador de <i>host</i>	46
Figura 40: FPAA na configuração de mestre, lendo os dados de uma memória PROM.....	47
Figura 41: Características das células de E/S do Tipo 1 e Tipo 1a.....	47
Figura 42: Características das células de E/S do Tipo 2 e Tipo 2a.....	48
Figura 43: Sistema de geração de <i>clock</i> dos FPAA da terceira geração.....	49
Figura 44: Visão geral do ambiente de trabalho do software <i>AnadigmDesigner2</i>	50
Figura 45: Interface com alguns CABs e sua ocupação de recursos ao lado direito.....	51
Figura 46: Ambiente de desenvolvimento do <i>AnadigmFilter</i>	52
Figura 47: Ambiente de desenvolvimento do <i>AnadigmPID</i>	53
Figura 48: Ambiente ABK de interface.....	54
Figura 49: Esquemático da placa do kit AN231K04.....	55
Figura 50: Diagrama geral do oxímetro de pulso proposto.....	57
Figura 51: Diagrama do circuito de tratamento e leitura do sinal do fotodiodo.....	57
Figura 52: Circuito de polarização do LED empregando Amp. Op.....	58
Figura 53: Circuito de polarização do LED baseado em BJT.....	59
Figura 54: Fonte de corrente com BJT chaveada.....	60
Figura 55: LM-555 no modo astável.....	61
Figura 56: Amplificador de transimpedância.....	62
Figura 57: Filtro Passa Banda de 0,5 a 5Hz.....	63
Figura 58: Amplificador na configuração não-inversor.....	64
Figura 59: Esquema geral de processamento de sinais de sensores pelo FPAA.....	64
Figura 60: Análise do fator de qualidade nos filtros passa-banda, Q=30 (roxo) e Q=5 (preto).....	66
Figura 61: Grampo de dedo para acoplagem dos componentes ópticos.....	67
Figura 62: Circuito de tratamento do sinal captado pelo fotodiodo.....	68
Figura 63: Fonte de corrente chaveada no <i>Protoboard</i> (a) timer (b) fonte de corrente.....	69
Figura 64: Montagem da fonte de corrente chaveada no <i>Protoboard</i>	69
Figura 65: Circuito de fornecimento de sinal ao FPAA.....	70
Figura 66: Circuito de simulação do sinal ligado com o kit de desenvolvimento do FPAA.....	70
Figura 67: Configuração do teste 6 na plataforma do software <i>AnadigmDesigner2</i>	71
Figura 68: Sinal de saída para o teste 1, com R2=100 k Ω	72
Figura 69: Sinal de saída para o teste 2, com R2=100 k Ω	72
Figura 70: Sinal de saída para o teste 3, com R2=100 k Ω	72
Figura 71: Sinal de saída para o teste 4, com R2=100 k Ω	73
Figura 72: Sinal de saída para o teste 5, com R2=100 k Ω	73

Figura 73: Sinal de saída para o teste 6, com $R_2=100\text{ k}\Omega$	73
Figura 74: Sinal de saída para o teste 2, com $R_2=330\text{ k}\Omega$	74
Figura 75: Sinal de saída para o teste 5, com $R_2=330\text{ k}\Omega$	74
Figura 76: Sinal de saída para o teste 2, com $R_2=1\text{M}\Omega$	75
Figura 77: Sinal de saída para o teste 3, com $R_2=1\text{M}\Omega$	75
Figura 78: Sinal de saída para o teste 5, com $R_2=1\text{M}\Omega$	75

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	1
1.1 OBJETIVO DO TRABALHO.....	2
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	2
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	3
2.1 OXÍMETRO DE PULSO.....	3
2.2 CONSIDERAÇÕES BIOMÉDICAS.....	4
2.2.1 PROPRIEDADES ÓPTICAS DA HEMOGLOBINA.....	5
2.2.2 FORMULAÇÃO ALGÉBRICA.....	11
2.2.3 MÉTODOS DE MEDIÇÃO.....	13
2.2.4 DIAGRAMA DE BLOCOS.....	15
2.2.5 LIMITAÇÕES.....	16
2.3 FILTROS.....	17
2.3.1 DEFINIÇÃO.....	17
2.3.2 CLASSIFICAÇÃO.....	19
2.3.3 FATOR DE QUALIDADE.....	22
2.3.4 FILTROS DE BUTTERWORTH.....	23
3. A TECNOLOGIA FPAA.....	25
3.1 HISTÓRICO.....	25
3.2 ARQUITETURA.....	26
3.2.1 CLASSIFICAÇÃO.....	27
3.3 ANADIGM COMPANY.....	28
3.3.1 PRIMEIRA GERAÇÃO.....	31
3.3.2 SEGUNDA GERAÇÃO (ANx2xE04).....	33
3.3.3 TERCEIRA GERAÇÃO (ANx31E04).....	43
3.3.4 INTERFACES DE DESENVOLVIMENTO.....	49
3.3.5 INTERFACES DE CONFIGURAÇÃO.....	53
3.3.6 KITS DE DESENVOLVIMENTO.....	54
4. MATERIAIS E MÉTODOS.....	57
4.1 FONTES DE CORRENTE.....	58
4.1.1 MODELO COM AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	58
4.1.2 MODELO COM BJT.....	58
4.1.3 MODELO CHAVEADO COM BJT.....	59
4.2 TEMPORIZADOR.....	60
4.3 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA.....	61
4.4 FILTRO.....	62

4.5 AMPLIFICADOR.....	63
4.6 MÓDULOS DO FPAA	64
5. RESULTADOS	67
5.1 DESENVOLVIMENTO DO MÓDULO DE SENSORES	67
5.2 SIMULAÇÃO DO SINAL DO FOTORECEPTOR.....	68
5.3 PROCESSAMENTO NO FPAA	69
6. CONCLUSÕES.....	77
6.1 DIFICULDADES ENCONTRADAS	77
6.2 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS	78
7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	79

1. INTRODUÇÃO

A possibilidade de um monitoramento contínuo da oxigenação do sangue traz grandes benefícios para os pacientes, seja para diagnósticos mais precisos, supervisão de quadros pós cirúrgicos, em ambientes que apresentam oxigenação instável ou na recuperação de doenças, aplicando-se também para atletas, em seus treinamentos ou nas análises de performance e desempenhos físicos, por exemplo.

A monitoração da eficiência das trocas gasosas nos pulmões, ou seja, o conhecimento do grau de saturação de oxigênio na corrente sanguínea é importante para prover anestésias, determinar deficiências do sistema respiratório, bem como ajudar no diagnóstico de várias doenças, como a cianose (ou doença azul) ou hipoxia (doença causada pela insuficiência de oxigênio).

A avaliação da necessidade de oxigênio por um paciente é o elemento mais essencial à vida, nenhuma vida humana se desenvolve na ausência de oxigênio, tão importante é sua análise que algumas fontes médicas já a incluem como o quinto sinal vital [1] [2].

A oximetria é a determinação da saturação de oxigênio (SaO_2) no sangue, a qual está relacionada à pressão parcial do oxigênio no sangue (pO_2). Normalmente sua medição é realizada por meios ópticos, em regiões que apresentam camadas compactas de tecido (dedo ou lóbulos da orelha do paciente), através das propriedades de transmissão e absorção de comprimentos de onda pelo sangue e tecidos.

A monitoração não-invasiva da saturação do oxigênio por meio de sensores ópticos através do método de oximetria de pulso é uma prática crescente em muitos campos da medicina clínica. A vantagem mais importante desta técnica é a capacidade de fornecer um acompanhamento contínuo, seguro e eficaz de oxigenação no sangue [3] [4].

A principal vantagem do emprego de sensores ópticos em aplicações médicas é a segurança repassada ao paciente, pois não ocorre o contato elétrico entre o paciente e o equipamento, além da menor propensão a interferências eletromagnéticas.

A possibilidade de desenvolvimento de sistemas portáteis e práticos para monitoração da saúde do corpo humano estão cada vez mais sendo utilizados em clínicas médicas, ambientes domésticos, em áreas esportivas como o alpinismo e para atletas cujos níveis de oxigenação podem se alterar com os exercícios, ou até mesmo em ocasiões especiais, como, por exemplo, no trabalho de mergulhadores e pilotos de aviões não pressurizados, onde há a necessidade de oxigênio suplementar.

Outro fato relevante é a independência em relação a serviços médicos especializados, descartando a necessidade de deslocamentos desnecessários a postos de saúde ou centros médicos.

Deste modo, o desenvolvimento de equipamentos de baixo custo, eficientemente portátil, de fácil utilização, não-invasivo e, principalmente, seguro é extremamente necessário.

1.1 OBJETIVO DO TRABALHO

O desenvolvimento de equipamentos cada vez mais seguros, práticos, de baixo custo e, principalmente, não-invasivos, é um dos grandes objetivos da engenharia eletrônica biomédica na busca de novas tecnologias.

A partir desta necessidade foi que surgiu a motivação para a elaboração deste trabalho, com o objetivo de propor e analisar a viabilidade de implementação de um oxímetro de pulso empregando a tecnologia FPAA (*Field Programmable Analog Array*) devido à sua flexibilidade e, principalmente, pela sua possibilidade de reconfiguração sem a necessidade de mudanças físicas nos circuitos. Além da facilidade de prototipagem e a capacidade de adaptação aos diversos tipos de sensores de oximetria vendidos no mercado, e possibilita também obter um dispositivo de alta portabilidade, precisão e menor custo.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está dividido em sete capítulos, e no primeiro é apresentado um panorama geral dos assuntos que serão abordados no trabalho.

O segundo capítulo apresenta toda fundamentação teórica biomédica e técnica empregada no trabalho, desde as considerações biomédicas relevantes e os princípios de funcionamento do oxímetro de pulso e suas limitações, bem como a abordagem técnica necessária dos principais dispositivos empregados.

O capítulo 3 apresenta o histórico, a especificação e implementação da plataforma reconfigurável analógica proposta, o FPAA. Inicialmente, introduz-se conceitualmente a plataforma bem como suas características, arquitetura interna, kit de programação utilizado, componentes e softwares de interface.

No quarto capítulo tem a apresentação dos materiais e métodos empregados no trabalho, detalhando os diagramas, circuitos e ferramentas utilizadas ao longo da parte prática.

O quinto capítulo apresenta todos os resultados o trabalho, apresentando uma discussão dos testes apresentados.

E por fim, o sexto capítulo fornece a conclusão do trabalho em torno dos resultados apresentado, as dificuldades encontradas e análises gerais em torno do objetivo inicial, bem como sugestões para trabalhos futuros.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 OXÍMETRO DE PULSO

Para os pacientes com risco de insuficiência respiratória, é importante monitorar a eficiência das trocas gasosas em seus pulmões, ou seja, o quanto o sangue arterial está oxigenado. Preferencialmente estas informações devem ser avaliadas pelos clínicos de uma forma contínua. Estes dois requisitos podem ser atendidos de uma forma não-invasiva com a tecnologia de oximetria de pulso. Atualmente, a técnica é bem estabelecida e é um procedimento clínico regular durante anestésias e cuidados intensivos (especialmente em cuidados neonatais). Oxímetro de pulso está sendo usado também na monitoração de doenças pulmonares em adultos e na investigação de distúrbios do sono.

A principal vantagem desta técnica é a capacidade de obter uma monitoração contínua de forma rápida, fácil, segura, efetiva e não necessitando calibração antes de cada medição. Diante dos visíveis benefícios, no ano de 1986, os médicos pesquisadores *John Severinghaus e Paul Astrup* concluíram que o oxímetro de pulso foi discutivelmente o mais significativo avanço tecnológico já feito em monitoração do bem estar e segurança dos pacientes durante a anestesia, recuperação e cuidado crítico.

Os avanços desta técnica começaram nos anos 60, quando foi descoberto que a substância que dava cor ao sangue, hemoglobina, também fazia o transporte de oxigênio (hemoglobina é uma proteína que é vinculada as células vermelhas do sangue). No mesmo período de tempo, percebeu-se que a absorção da luz visível por uma solução de hemoglobina variava de acordo com a oxigenação. Isto ocorre porque as duas formas mais comum da molécula, oxi-hemoglobina (HbO_2) e a desoxi-hemoglobina (RHb ou Hb), apresentam diferenças significantes no espectro de luz visível, na faixa dos comprimentos de onda de 500 a 1000 nm, como mostra a Figura 1 [4].

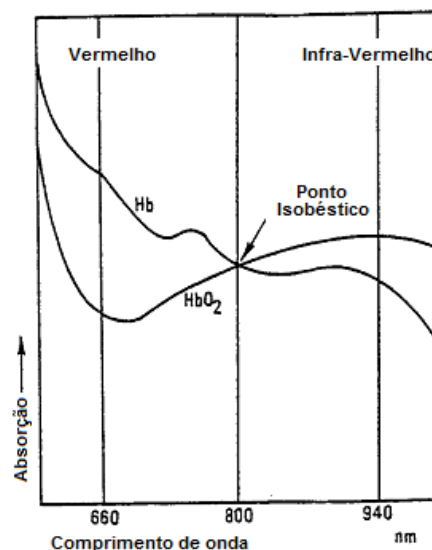


Figura 1: Espectro de absorção da Hb e HbO_2 .

Enquanto o método dos dois comprimentos de onda é utilizado para o processo de medição da saturação do oxigênio, SpO_2 , a forma como os sinais são processados após esse ponto desempenham um papel importante sobre quão exatas essas leituras serão, principalmente nas situações de movimentação do paciente e baixa perfusão. Durante os anos 90 e na década seguinte, surgiram os oxímetros de pulso da “nova geração” que trouxeram alterações que elevaram a precisão das leituras de forma significativa. [5].

Atualmente os oxímetros de pulso continuam a evoluir. Os novos projetos visam cumprir a qualificação de oxímetros de pulso de alta resolução (HRPO – High Resolution Pulse Oximetry), que denotam uma variante que proporciona uma maior resolução, melhor taxas de amostragem, tempo médio de resposta mais rápidos e, possivelmente, maior capacidade de memória e com algoritmos que compensam o movimento dos pacientes durante o sono.

Nota: Quando a saturação da oxi-hemoglobina arterial é medida por uma gasometria arterial, é referido como SaO_2 . Quando a saturação da oxi-hemoglobina arterial é medida de forma não-invasiva pela oximetria de pulso, é referido como SpO_2 .

2.2 CONSIDERAÇÕES BIOMÉDICAS

A circulação sanguínea é responsável pelo fornecimento de oxigênio a todos os tecidos do corpo humano. No pulmão o oxigênio difunde-se dos alvéolos para o sangue dos capilares. Este depois é bombeado do coração para os tecidos. O sangue circulante no corpo humano está sob duas formas, o venoso e o arterial. O primeiro tem uma cor mais escura, é o que corre pelas veias até o pulmão. No pulmão a hemoglobina do sangue perde o gás carbônico e recebe oxigênio, com essa troca ele se transforma de sangue venoso em sangue arterial, que é um sangue de cor mais viva, rutilante e que tem a função de levar oxigênio dos pulmões para todo o corpo. Portanto, a função da hemoglobina é absorver e transportar o oxigênio no sangue e liberá-lo nos tecidos. Isto ocorre graças aos átomos de ferro, contidos na hemoglobina, que possuem a capacidade de se ligarem, reversivelmente, ao oxigênio, o que aumenta a sua solubilidade efetiva no sangue quando comparada a outros tecidos.

O oxigênio é majoritariamente (97%) transportado em associação com a hemoglobina presente nos glóbulos vermelhos. O restante é transportado dissolvido no plasma sanguíneo. Por efeito de comparação, sob uma pressão de 100mmHg, o sangue pode carregar 65 vezes mais oxigênio que o plasma.

Se uma molécula de hemoglobina está carregando oxigênio, então ela é definida como oxi-hemoglobina (HbO_2). Se estiver carregando monóxido de carbono, então é definida como carboxi-hemoglobina ($HbCO$), e caso não esteja carregando nada, ela é definida como desoxi-hemoglobina (RHb) ou hemoglobina reduzida. Todos possuindo diferentes respostas espectrais.

A difusão do oxigênio ocorre quando há diferenças da pressão parcial de oxigênio (pO_2) entre duas zonas. Em condições fisiológicas normais, a pO_2 nos alvéolos é de 104mmHg enquanto nos

capilares que chegam com sangue venoso é de 40mmHg. Para cada 1mmHg de pressão parcial de oxigênio, no sangue arterial, (pO_2), haverá 0.003mL de O_2 por mL de sangue

Hematócrito (Ht ou Hct) é a percentagem ocupada pelos glóbulos vermelhos ou hemácias no volume total de sangue. Os glóbulos vermelhos são principalmente compostas de hemoglobina (95% da massa seca).

Por 100mL de sangue temos cerca de 10 a 15g de hemoglobina, e cada grama de hemoglobina consegue-se ligar a 1.34mL de oxigênio. Assim, temos que 100mL de sangue conseguem transportar cerca de 13 a 20mL de oxigênio, se a hemoglobina estiver 100% saturada.

A capacidade de associação entre o oxigênio e a hemoglobina pode ser quantificada. O oxigênio liga-se reversivelmente ao grupo heme da hemoglobina. A ligação é favorecida quando pO_2 é alta e quebra-se quando esta é baixa. A curva de dissociação da oxi-hemoglobina mostra o grau de saturação da hemoglobina pelo oxigênio (SpO_2). A uma pO_2 de 95mmHg (ao sair do pulmão) a hemoglobina está 97% saturada com oxigênio enquanto aos 40mmHg (sangue venoso) tem um grau de saturação de apenas 75%.

A saturação do oxigênio (SpO_2) é definida como a razão da quantidade de oxigênio saturado com a capacidade total de oxigenação:

$$SpO_2 = \frac{[HbO_2]}{[RHb] + [HbO_2]} \quad \text{Eq. 1}$$

Onde $[HbO_2]$ é a concentração de oxi-hemoglobina e $[RHb]$ é a concentração de desoxi-hemoglobina

Na forma de percentagem, tem-se:

$$SpO_2(\%) = SpO_2 \times 100 \quad \text{Eq. 2}$$

2.2.1 PROPRIEDADES ÓPTICAS DA HEMOGLOBINA

ABSORÇÃO

A determinação da saturação do oxigênio (SpO_2) pode ser encontrada através do método de espectroscopia. Trata-se de uma técnica de levantamento de dados físico-químicos através da transmissão, absorção ou reflexão da energia radiante incidente em uma substância de amostra.

A medida do quão fortemente uma espécie química absorve luz num dado comprimento de onda é dada pelo coeficiente de absorvidade molar, ou coeficiente de extinção molar, (ϵ), o qual é uma propriedade intrínseca das espécies e é expresso em $L.mol^{-1}.cm^{-1}$, o que corresponde a uma solução com 1 molar de substância absorvente, com 1 centímetro de espessura para um dado valor de comprimento de onda.

Pela lei de *Beer-Lambert*, a relação entre o coeficiente de absorvidade molar de uma substância, o caminho óptico do raio incidente no meio, (L), e a concentração, (c), determinam a absorbância (A), como indica a Eq.3 abaixo:

$$A = \varepsilon \cdot L \cdot c \quad \text{Eq. 3}$$

Portanto a absorvância é proporcional a todos os outros parâmetros envolvidos.

A relação entre a intensidade da luz que atravessa um meio e a absorvância desse mesmo meio apresenta uma dependência logarítmica, a qual é expressa por :

$$I = I_0 \cdot 10^{-\varepsilon \cdot L \cdot c} = I_0 \cdot 10^{-A} \quad \text{Eq. 4}$$

Onde:

I_0 : é a intensidade da luz incidente;

I : é a intensidade da luz uma vez tendo atravessado o meio;

L : é a distância que a luz atravessa pelo corpo;

c : é a concentração de substância absorvente no meio;

ε : é o coeficiente de extinção molar (ou absorvância molar) da substância.

A quantidade de radiação absorvida pode ser medida de duas formas: através da transmitância

$$T = \frac{I}{I_0} \quad \text{Eq. 5}$$

ou pela própria absorvância relacionada com a transmitância:

$$A = \log\left(\frac{1}{T}\right) \quad \text{Eq. 6}$$

ESPECTRO

As propriedades ópticas das diferentes formas da hemoglobina são representadas pelo seus espectros. A Figura 2 mostra o espectro da oxi-hemoglobina (HbO_2) e desoxi-hemoglobina (RHb) em termos de coeficiente de absorvância molar, (ε), baseados nos dados compilados por Scott Prahl usando dados de W. B. Gratzler, Med. Res. Council Labs, Holly Hill, Londres e N. Kollias, Wellman Laboratories, Harvard Medical School, Boston., disponíveis em <http://omlc.ogi.edu/spectra/hemoglobin/summary.html>

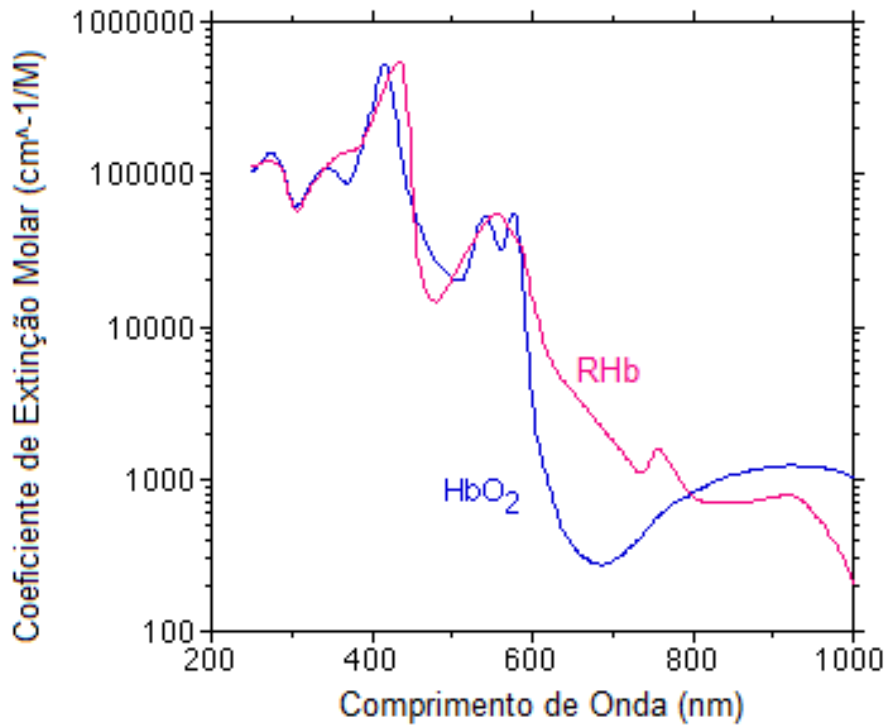


Figura 2: Espectro estimado do coeficiente molar de extinção de RHb e HbO₂.

Para fazer a conversão de coeficiente de extinção (ϵ) para absorvância (A) multiplica-se a concentração molar com a largura do caminho óptico. Por exemplo, se c é a concentração molar da solução em gramas por litro, então a absorvância é dada por:

$$A = \frac{\epsilon \left[\frac{cm^{-1}}{mol/L} \right] \cdot c [g/L] \cdot l [cm]}{64500 [g/mol]}$$

Eq. 7

considerando 64500 como o peso molecular da hemoglobina.

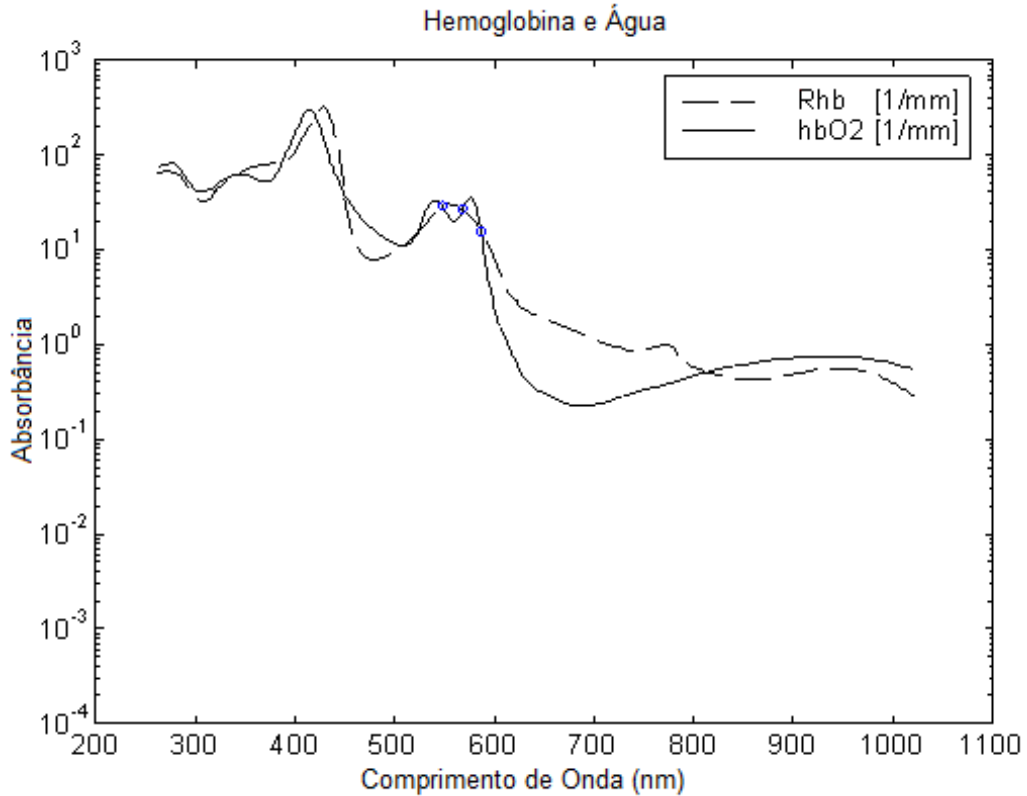


Figura 3: Espectro de absorção da RHb e HbO₂ indicando os pontos isobésticos

Pelo gráfico da Figura 3 observa-se que desoxi-hemoglobina é mais transparente que a oxihemoglobina na região do infravermelho (menor coeficiente de absorvidade molar) e mais absorvente na luz vermelha.

As coordenadas nas quais as duas curvas apresentam os mesmos valores para os coeficientes de absorvidade molar são chamados de pontos isobésticos (por exemplo: 548, 568, 587, 805 nm). Estes pontos determinam a concentração de hemoglobina independente da sua saturação.

Outra terminologia física utilizada é o coeficiente de absorção da substância, que determina o quanto um determinado comprimento de onda pode penetrar em um material antes que ele seja absorvido. Sua medida é expressa pelo produto do coeficiente de absorvidade molar, (ϵ), pela concentração da substância, (c):

$$\alpha(\lambda) = \epsilon(\lambda) \cdot c \quad \text{Eq. 8}$$

Pelo fato do coeficiente de absorção ser baseado no logaritmo natural, (\ln), e o coeficiente de absorvidade molar na base-10, (\log), a conversão de um termo para o outro necessita da multiplicação por $\ln[10]$, que é aproximadamente 2,303. Como visto anteriormente, o valor típico da concentração de hemoglobina no sangue é de 150 gramas por litro, dessa forma, o valor do coeficiente de absorção para um certo comprimento de onda λ é dado por:

$$\alpha(\lambda) = \frac{2.303 \cdot \varepsilon(\lambda) \left[\frac{cm^{-1}}{mol/L} \right] \cdot 150 \left[\frac{g}{L} \right]}{64500 \left[\frac{g}{mol} \right]} = 0.0054 \cdot \varepsilon(\lambda) \left[\frac{cm^{-1}}{mol/L} \right] \quad \text{Eq. 9}$$

Se a concentração é expressa em fração molar (adimensional) o coeficiente de extinção, (ε), tem a mesma dimensão que o coeficiente de absorção, ou seja, o comprimento de reciprocidade (mm^{-1} , por exemplo). No entanto, se a concentração é expressa em mols por unidade de volume, a absorvidade molar é expressa em $L \cdot mol^{-1} \cdot cm^{-1}$, ou convertida em unidades de $mol^{-1} \cdot cm^2$.

MISTURA DE [RHb] E [HbO₂]

Se duas moléculas com diferentes espectros de absorção estão misturados em uma solução e não reagem entre si, então a absorção óptica total é a dada pela soma das absorções devido a cada um individualmente. No caso de um meio não dispersante, a concentração das duas moléculas são determinadas facilmente por duas medidas. Dessa forma, no caso da hemoglobina, tem-se:

$$\begin{aligned} A(\lambda_1) &= \{ \varepsilon_{RHb_{\lambda_1}} \cdot [RHb] + \varepsilon_{HbO_{2,\lambda_1}} \cdot [HbO_2] \} \cdot L \\ A(\lambda_2) &= \{ \varepsilon_{RHb_{\lambda_2}} \cdot [RHb] + \varepsilon_{HbO_{2,\lambda_2}} \cdot [HbO_2] \} \cdot L \end{aligned} \quad \text{Eq. 10}$$

Onde L é o comprimento do caminho óptico; ε são os coeficientes de extinção, para cada substância no comprimento de onda dado, obtidos a partir dos dados publicados; [Hb] e [HbO₂] são as concentrações.

Fazendo a substituição na equação da saturação do oxigênio descrita anteriormente, tem-se que:

$$SpO_2 = \frac{\frac{A(\lambda_1)}{A(\lambda_2)} \cdot \varepsilon_{RHb_{\lambda_2}} - \varepsilon_{RHb_{\lambda_1}}}{\frac{A(\lambda_1)}{A(\lambda_2)} \cdot \{ \varepsilon_{RHb_{\lambda_2}} - \varepsilon_{HbO_{2,\lambda_2}} \} + \{ \varepsilon_{HbO_{2,\lambda_1}} - \varepsilon_{RHb_{\lambda_1}} \}} \quad \text{Eq. 11}$$

Se um dos comprimentos de onda escolhido for o ponto isobéctico, a expressão será ainda mais simplificada, e terá a forma uma fração de medição subtraída de uma constante.

Considerando-se o tecido humano real, o comprimento médio do percurso do fóton não é simplesmente determinado pela absorção, mas também depende da dispersão no tecido. Em geral o comprimento médio do percurso aumenta quando a absorção diminui ou a dispersão aumenta. Se as duas medidas de comprimento de onda são próximas, pode-se assumir que a dispersão em ambos é semelhante. Além disso, a dispersão em tecidos mais macios é normalmente maior que a absorção. Portanto, é seguro afirmar que em ambos comprimentos de ondas os fótons percorrem o mesmo (ou quase o mesmo) comprimento médio, tendo uma condição ideal para que o comprimento do caminho L seja o mesmo e que a saturação do oxigênio não esteja em função da dispersão no tecido.

SANGUE ARTERIAL E VENOSO

A medição da saturação de oxigênio, SpO_2 , de forma não-invasiva é realizada pela análise da luz que atravessa o dedo do paciente e é captada pelo fotodetector, porém esta medição está relacionada à mistura do sangue arterial e venoso. Para se obter somente a medida do sangue arterial (rico em oxigênio) é que se emprega a técnica de oximetria de pulso, a qual considera somente a componente pulsátil do sinal óptico.

No sinal óptico captado pelo fotodetector estão presentes duas componentes: uma constante, devida aos elementos não-pulsáteis, formados pelos tecidos, capilares, pele, osso e sangue venoso, e por outra componente pulsátil, devido ao fluxo do sangue arterial no corpo humano que está em sincronia com o ciclo cardíaco.

Nas artérias, o fluxo sanguíneo comporta-se da seguinte maneira: durante a sístole ocorre um aumento do volume de sangue, promovendo, conseqüentemente, uma maior absorção da luz, com decréscimo correspondente na transmitância e durante a diástole, quando diminui o volume sanguíneo, haverá aumento proporcional na intensidade da luz transmitida [6], conforme ilustra a Figura 4 abaixo.

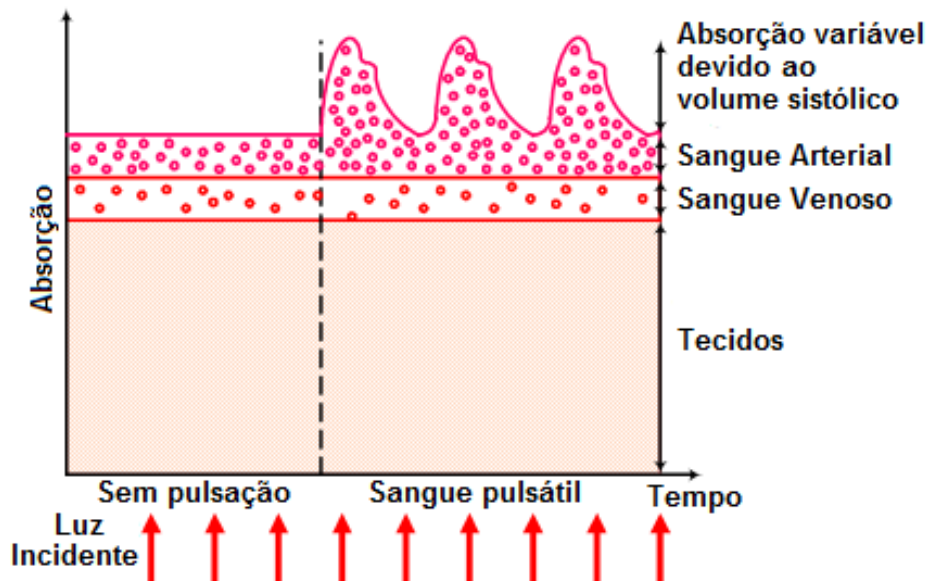


Figura 4: Absorção sobre um feixe de luz passando através de um dedo

Considerando-se que os vasos sanguíneos são elásticos, ou seja, o diâmetro das artérias e capilares aumentam durante cada batimento cardíaco de forma proporcional, este aumento resulta em uma variação do comprimento do caminho da luz que passa pelo volume do sangue arterial, criando a pulsação em seu sinal, enquanto todas as outras componentes permanecem constantes. Dessa forma, tem-se uma componente que representa a absorção e a dispersão nos tecidos, ossos e sistema venoso, e uma outra componente, pulsátil, representando o fluxo do sangue arterial.

2.2.2 FORMULAÇÃO ALGÉBRICA

A medição da oxigenação do sangue pode ser realizada com, no mínimo, dois comprimentos de onda. A escolha de seus valores é feita tomando como valor central entre eles um ponto isobéstico, pois, dessa forma, se a oxigenação muda, a medida do sinal óptico aumenta para um comprimento de onda ao mesmo tempo em que se diminui para o outro, assim tem-se a vantagem de uma diferença entre ambos os sinais amplificada e uma redução nos erros das medidas.

Pelo espectro da Figura 3 pode-se notar que a maior diferença de absorção entre as curvas da oxi-hemoglobina e desoxi-hemoglobina está por volta de 660 nm, conseqüentemente, as mudanças nos sinais ópticos serão maiores neste comprimento de onda. E de forma simétrica, o segundo comprimento de onda escolhido será por volta de 940nm.

Diodos emissores de luz (LEDs) estão disponíveis nas faixas de luz azul, verde, amarelo, vermelho e infravermelho. Para a aquisição de sinais razoáveis, sinais que apresentam uma grande variação quando a oxigenação altera e que podem ser detectados com amplificadores simples, a melhor escolha é por comprimentos de onda na faixa do vermelho e infravermelho.

A absorvância do sangue arterial é composta por uma componente constante, DC, e uma pulsátil, AC. A primeira é definida pela soma de todos os diâmetros de arteriais no momento em que não há pulsação sanguínea, já a componente AC é definida pelo alargamento dos tubos quando o volume de sangue é incrementado com a pulsação. Dessa forma, o cálculo da oxigenação arterial é realizado unicamente através da componente pulsátil do sinal.

A absorvância total para cada comprimento de onda é descrita pela seguinte Eq. 12:

$$A(\lambda) = A_o + \left\{ \begin{aligned} &(\alpha_{RHb}(\lambda) \cdot c_{RHb} + \alpha_{HbO2}(\lambda) \cdot c_{HbO2}) \cdot L_{DC(arterial)} + \\ &+ (\alpha_{RHb}(\lambda) \cdot c_{RHb} + \alpha_{HbO2}(\lambda) \cdot c_{HbO2}) \cdot L_{AC(arterial)} \end{aligned} \right\} \quad \text{Eq. 12}$$

Onde: A_o é a absorvância devida a pele, osso, músculo, etc.; α é o coeficiente de absorção; c é a concentração e L é o comprimento do caminho óptico.

Sendo a componente arterial definida apenas pelo fluxo sanguíneo arterial, através da substituição da absorvância pela componente pulsátil na Equação 11 pode-se calcular a saturação de oxigênio sem alteração de seu valor [7].

$$SpO_2 = \frac{\frac{A_{AC(arterial)}(\lambda_1)}{A_{AC(arterial)}(\lambda_2)} \cdot \alpha_{RHb}(\lambda_2) - \alpha_{RHb}(\lambda_1)}{\frac{A_{AC(arterial)}(\lambda_1)}{A_{AC(arterial)}(\lambda_2)} \cdot \{\alpha_{RHb}(\lambda_2) - \alpha_{HbO2}(\lambda_2)\} + \{\alpha_{HbO2}(\lambda_1) - \alpha_{RHb}(\lambda_1)\}} \quad \text{Eq. 13}$$

No fotodetector de sinais existirá uma componente DC e outra AC. O sinal DC é o máximo sinal detectado, pois representa as artérias nas condições sem dilatação. Já o sinal composto AC+DC apresenta o menor nível de sinal detectado. A divisão do sinal AC+DC pelo sinal DC fornece uma razão independente de todas as componentes constantes, e extraído o seu logaritmo obtém-se a

absorbância arterial pulsátil desejada. A razão entre as componentes arteriais pulsáteis para cada comprimento de onda também é chamada de razão R, que é consequentemente proporcional à saturação do oxigênio SpO_2 .

Pela lei de *Beer-Lambert*, os sinais de corrente captado pelo fotodetector são expressos pela Eq. 14:

$$I_{DC} = I_O \cdot 10^{-[A_O + L_{DC(arterial)} \cdot (\alpha_{RHb}(\lambda) \cdot c_{RHb} + \alpha_{HbO_2}(\lambda) \cdot c_{HbO_2})]}$$

$$I_{AC+DC} = I_O \cdot 10^{-[A_O + (L_{AC(arterial)} + L_{DC(arterial)}) \cdot (\alpha_{RHb}(\lambda) \cdot c_{RHb} + \alpha_{HbO_2}(\lambda) \cdot c_{HbO_2})]} \quad \text{Eq. 14}$$

$$\log\left(\frac{I_{AC+DC}}{I_{DC}}\right) = -A_{AC(arterial)}(\lambda)$$

$$R = \frac{A_{AC(arterial)}(\lambda_1)}{A_{AC(arterial)}(\lambda_2)} \quad \text{Eq. 15}$$

onde I_O é a corrente de alimentação dos LEDs.

Então, em sua forma reduzida, a expressão da saturação do oxigênio é dada por:

$$SpO_2 = \frac{R \cdot \alpha_{RHb}(\lambda_2) - \alpha_{RHb}(\lambda_1)}{R \cdot \{\alpha_{RHb}(\lambda_2) - \alpha_{HbO_2}(\lambda_2)\} + \{\alpha_{HbO_2}(\lambda_1) - \alpha_{RHb}(\lambda_1)\}} \quad \text{Eq. 16}$$

Dessa forma, a saturação do oxigênio é uma variável dependente exclusivamente da proporção dos sinais captados pelo fotodetector originados dos LEDs e dos valores tabelados dos coeficientes de absorção para os dados comprimentos de onda.

A Figura 5 abaixo mostra os sinais típicos cardíacos síncronos pulsáteis detectados dos LEDs vermelho (Figura 5a) e infravermelho (Figura 5b) quando atravessam o dedo de um paciente (estão sujeitos a variações para cada paciente). As componentes DC foram removidas.

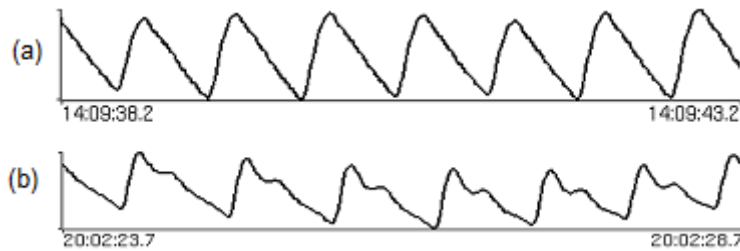


Figura 5: Curvas típicas dos sinais pulsáteis detectados.

CALIBRAÇÃO

Os primeiros oxímetros de pulso, os quais foram fabricados no início dos anos 80, utilizavam a Eq. 16 para calcular os valores da saturação de oxigênio, SpO_2 . No entanto, a lei de *Beer Lambert*, na qual a expressão se baseia, não leva em consideração o espalhamento múltiplo da luz pelos glóbulos vermelhos do sangue. Apesar da oximetria de pulso ser uma técnica diferencial, o efeito da dispersão é somente parcialmente compensado, portanto a equação é muito simplificada. A Figura 6

mostra duas relações, uma usando a lei de *Beer Lambert* e outra baseada em dados empíricos, da razão R e a saturação do oxigênio do paciente.

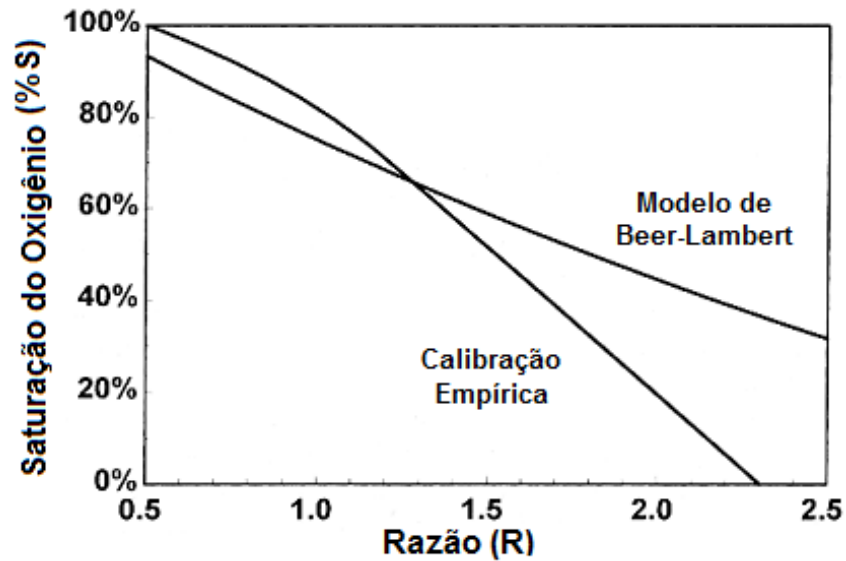


Figura 6: Curvas de relação entre a razão R e a saturação de oxigênio do paciente.

Consequentemente, instrumentos baseados na lei de *Beer Lambert* tendem a dar estimativas erradas do valor verdadeiro da saturação de oxigênio (especialmente para valores de saturação abaixo de 85%). Houveram algumas tentativas de se modificar a teoria a fim de levar a dispersão em conta. A maioria dos oxímetros de pulso de hoje em dia usam tabelas de busca (*Look Up Table*) derivadas de estudos de calibração realizados em um grande número de voluntários saudáveis, cuja saturação do oxigênio também é medida de forma invasiva [4].

2.2.3 MÉTODOS DE MEDIÇÃO

O termo oximetria refere-se à medição da saturação do oxigênio no sangue através de meios ópticos, e se baseia na técnica da fotopletismografia (PPG) para captação dos sinais.

PPG é uma técnica eletro-óptico de medida das ondas pulsáteis cardiovasculares encontradas no corpo humano. Estas ondas são causadas pela pulsação periódica do volume de sangue arterial, a qual induz uma mudança na absorção óptica medida.

Existem dois métodos principais de aquisição dos sinais quanto ao posicionamento dos sensores, o primeiro é método de reflexão, onde os LEDs e fotodiodos detectores estão do mesmo lado do dedo, e o segundo é o método da transmissão, onde LEDs e fotodiodos detectores encontram-se em lados opostos do dedo, Figura 7 (a) e (b) respectivamente.

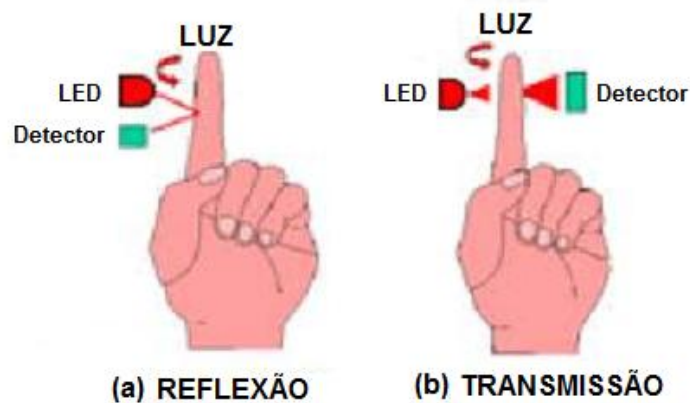


Figura 7: Métodos de operação do oxímetro de pulso.

No método de transmissão, o oxímetro de pulso utiliza a luz transmitida através do dedo para medir a saturação do oxigênio no sangue. Os LEDs vermelho e infravermelho são acionados alternativamente, a luz de cada comprimento de onda atravessará o dedo humano e o fotodetector irá receber a luz transmitida, a qual é atenuada pela quantidade de sangue presente no tecido. Como a quantidade de sangue varia de acordo com a pulsação arterial, este método também pode ser utilizado para fornecer informação sobre a taxa de batimento cardíaco.

As fontes luminosas e o fotodetector são posicionados frente a frente e o mais próximo possível da pele para que a máxima quantidade de luz possa ser detectada.

Por outro lado, no método da reflexão, os LEDs e fotodetectores estão posicionados do mesmo lado, em um ponto onde haja um osso subjacente. Os LEDs também são acionados de forma alternada, a luz que passa pela pele e vasos sanguíneos é dispersa pelo movimento dos glóbulos vermelhos e tecidos estáticos. Parte desta luz dispersa retorna e passa novamente pela pele e, então, é detectada pelo fotodetector. O sinal de saída é processado pelo oxímetro de pulso que realiza a medida da saturação de oxigênio no sangue (SpO_2).

Sobre ambos os métodos, é importante dizer que uma significativa quantidade de luz reflete fora da pele para os sensores e esta luz será detectada, o que não ocorre no método de transmissão. Além disso, o método de reflexão tem um alto *offset* e uma baixa relação sinal ruído quando comparada com o método de transmissão. Contudo, o método de reflexão requer uma quantidade maior de intensidade de luz ou, então, serão necessários mais LEDs ou fotodetectores [8].

Devido ao seu princípio de operação, virtualmente, os sensores do método de reflexão podem ser utilizados em qualquer lugar sobre o corpo humano, onde a sonda possa ser colocada, enquanto que os sensores do método de transmissão só podem ser utilizados nas extremidades do corpo humano, como o dedo ou no lóbulo da orelha, porém a sua vantagem é a facilidade de colocação e remoção no dedo de um paciente, por exemplo.

2.2.4 DIAGRAMA DE BLOCOS

Este trabalho baseou-se no método da transmissão. O diagrama de blocos geral do dispositivo para captação e condicionamento dos sinais é apresentado na Figura 8.

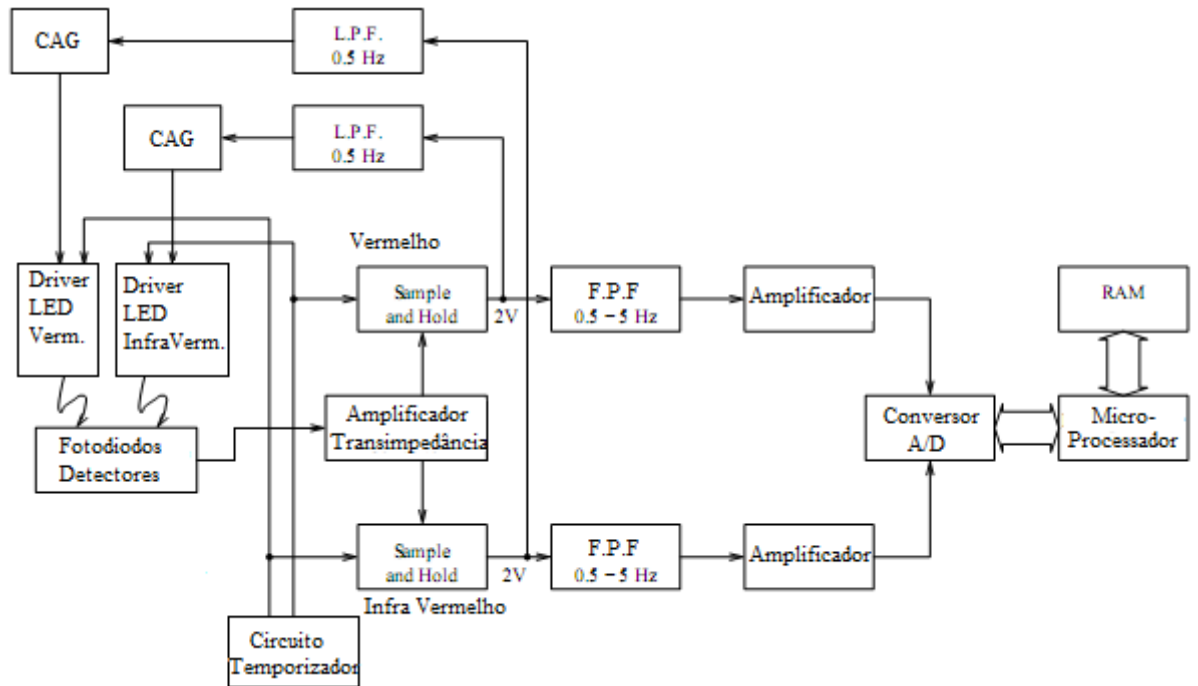


Figura 8: Diagrama de blocos de um oxímetro de pulso.

De forma geral o funcionamento do sistema inicia-se com a emissão dos feixes de luz pelos LEDs, os quais irão atravessar o dedo do paciente e então captados pelo único fotodetector localizado do lado oposto do dedo. Para que estes sinais emitidos tenham intensidade suficiente para atravessar o tecido sob medição, os *drivers* dos LEDs precisam fornecer uma correta e eficiente corrente elétrica para a alimentação destes dispositivos, bem como a temporização de cada canal de comprimento de onda, pois a emissão dos feixes deve ser feita separadamente, emitindo-se primeiro o feixe vermelho e em seguida o infravermelho, sempre com um intervalo entre ambos. Toda essa parametrização é regida pelo sistema adotado, e todo o circuito de processamento posterior deve obedecê-la, para que possa funcionar corretamente.

O sistema de sensores pode ser considerado como a parte mais versátil do projeto. Atualmente existe uma grande diversidade de dispositivos disponíveis no mercado, os quais empregam diferentes tipos de LEDs, fotodetectores, formatos de encaixe, disposição dos elementos, e, principalmente, pelo sistema de oximetria adotado, o qual parametriza por exemplo, a temporização dos *driver* e o método de leitura dos LEDs (um exemplo é o sistema Ohmeda). É nesta consideração que o projeto baseado em uma plataforma analógica reconfigurável, como o FPAA (*Field Programmable Analog Array*), adquire, em especial, uma grande vantagem. Devido a alta flexibilidade de reconfiguração e adaptação aos diversos sistemas de captação, um projeto realizado com FPAA não se restringe a um único

modelo de aquisição de sinais, bastando apenas uma rápida alteração em seu sistema programável para que ele possa processar corretamente os dados do novo dispositivo de captação de sinais.

Posteriormente, a luz detectada pelo fotodetector é pré-amplificada e convertida em sinal de tensão por amplificador de transimpedância. Como os feixes de luz são pulsados, um circuito de *sample-and-hold* é necessário para a reconstituição das formas de onda para cada um dos canais de emissão (vermelho e infravermelho). Nota-se que o mesmos circuitos de temporização utilizados para controlar a emissão dos LEDs pelos seus respectivos *drivers* precisam ser usados novamente pelos circuitos de *sample-and-hold* para que possam controlar a separação de cada um dos dois pulsos de comprimento de onda transmitidos. A saída destes circuitos são, então, filtradas por um filtro passa-banda, com frequências de corte em 0,5Hz e 5Hz, para remover principalmente a componente DC e também os ruídos de alta frequência. O resultado final representa a forma de onda da informação cardíaca síncrona e então passam por uma amplificação antes de serem convertidos para o formato digital para subsequente análise e processamento por um microprocessador.

Pode ser visto no diagrama de blocos da figura que a saída de cada circuito de *sample-and-hold* também passa por um filtro passa-baixa. Este representa o primeiro estágio de um circuito de controle automático de ganho (ACG), o qual ajusta a intensidade de luz do LED correspondente para que o nível DC sempre permaneça no mesmo valor, independente da características de espessura ou tipo de pele do dedo do paciente.

Há duas razões igualmente importantes para o uso de um circuito ACG, sendo que a primeira é devida à amplitude do sinal AC (que pode variar entre 0,1% a 2% do sinal total) e estando dentro de uma faixa pré-definida facilita a especificação do amplificador final; a segunda é que a componente DC de cada um dos sinais transmitidos pelos LEDs pode ser definida no mesmo valor, e desta forma pode ser eliminada da Eq. 15 utilizada para calcular a saturação de oxigênio. Assim, um novo índice, $R' = \log(I_{AC}(\lambda_1)) / \log(I_{AC}(\lambda_2))$, é definido. Na prática, não é necessário converter os sinais de amplitudes dos dois comprimentos de onda em seu logaritmo equivalente, ao invés disto, uma tabela de busca (LUT), que contém os valores da saturação de oxigênio correspondente ao valor da razão da amplitude do pulso vermelho pela amplitude do pulso infravermelho, pode ser carregada na memória.

2.2.5 LIMITAÇÕES

As limitações da oximetria de pulso incluem a alta sensibilidade a interferências de origem ópticas ou elétricas. Também é vulnerável a erros devido a altas concentrações de hemoglobinas disfuncionais (carboxihemoglobina ou metahemoglobina) e a interferências de corantes fisiológicos (como azul de metileno). Outros fatores importantes, como a quantidade total de hemoglobina, a hemoglobina fetal ou traço falciforme, têm pouco ou nenhum efeito sobre a medição, exceto sob condições extremas. O desempenho também pode ser comprometido pela baixa qualidade do sinal, como ocorre por exemplo na presença de tecidos pouco perfundidos com fracas amplitudes de pulso [3].

Outras situações em que a oximetria de pulso pode não ser precisa são:

- a redução do fluxo sanguíneo periférico pulsátil produzido pela vasoconstrição periférica (hipovolemia, hipotensão severa, frio, insuficiência cardíaca, algumas arritmias cardíacas) ou doença vascular periférica. Estes resultam em um sinal inadequado para análise;
- congestão venosa, especialmente quando causada por regurgitação tricúspide, pode gerar pulsações venosas que produzem leituras fracas em sensores implantados nos lóbulos da orelha. Congestão venosa dos membros inferiores podem afetar as leituras;
- esmalte de unhas pode provocar leituras falsamente baixas, no entanto as medidas não são afetados por icterícia, pele escura ou anemia;
- carboxi-hemoglobina (HbCO) e Meta-hemoglobina (MetHb) absorvem o vermelho e o infravermelho dos LEDs, como estas hemoglobinas não são computadas pelo equipamento, em altas concentrações a exatidão da medida pode ser afetada;
- tremores podem causar dificuldades em apanhar o sinal de forma adequada.

Quando as leituras são mais baixas do que o esperado, um reposicionamento dos sensores pode melhorar a captação. Em geral, se a forma de onda do traço de fluxo é boa, então a leitura será precisa [9].

2.3 FILTROS

2.3.1 DEFINIÇÃO

Na teoria de circuitos, filtro é uma rede elétrica que altera as características de amplitude e/ou de fase de um sinal com relação à frequência. Idealmente, um filtro não adicionará novas frequências no sinal de entrada e também não mudará as componentes de frequência do sinal, mas irá alterar as relações de amplitudes de vários componentes de frequência e/ou suas relações de fase. Os filtros são usados frequentemente em sistemas eletrônicos para enfatizar sinais em certas faixas de frequência e rejeitar sinais em outras faixas. O filtro possui um ganho que é dependente da frequência do sinal [10].

Em geral o ganho de um filtro pode ser especificado em várias frequências diferentes, ou sobre uma banda de frequências. Sendo os filtros definidos por seus efeitos no domínio da frequência dos sinais, faz sentido que análise e descrições gráficas mais úteis dos filtros também sejam no domínio da frequência. Assim, as curvas de frequência por ganho e frequência por fase são comumente usados para ilustrar as características dos filtro, e as ferramentas matemáticas mais amplamente utilizadas são baseadas no domínio da frequência.

A Figura 9 mostra a resposta de um filtro quando recebe dois sinais de entrada nas frequências f_1 e f_2 . Observa-se que o sinal de frequência f_2 sofreu uma atenuação, enquanto o sinal f_1 permaneceu constante.

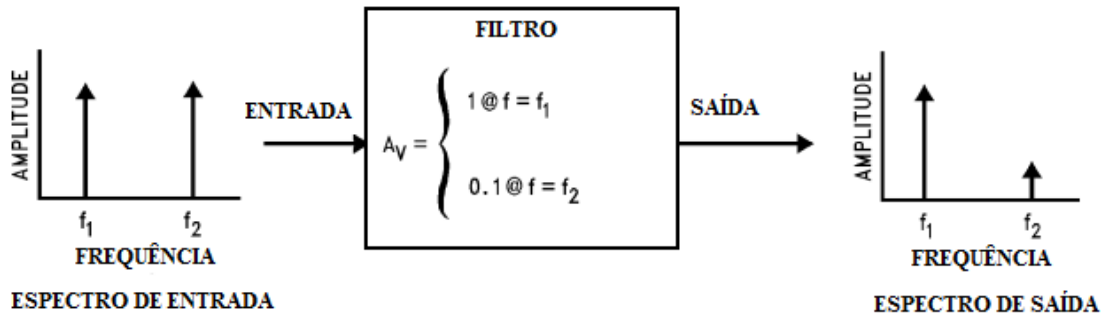


Figura 9: Aplicação de filtros para eliminação de sinais indesejados.

O comportamento de um filtro no domínio da frequência é descrito matematicamente em termos de sua função de transferência. Esta é a razão da transformada de Laplace de seu sinal de saída e entrada. A função de transferência $H(s)$ de um filtro pode ser descrita como:

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} \quad \text{Eq. 17}$$

Onde: $V_{IN}(s)$ e $V_{OUT}(s)$ são os sinais de entrada e saída respectivamente e s é a frequência complexa variável.

A função de transferência define a resposta do filtro para qualquer sinal de entrada arbitrário. Especialmente importante é a magnitude da função de transferência em função da frequência, o que indica o efeito do filtro na amplitudes de sinais senoidais em diferentes frequências. Conhecer a magnitude da função de transferência (ou ganho) em cada frequência permite determinar o quão bem o filtro pode distinguir entre os sinais em diferentes frequências. A função de transferência magnitude por frequência é chamada de resposta em amplitude ou resposta em frequência.

Da mesma forma, a resposta de fase do filtro fornece o montante de mudança de fase introduzida nos sinais em função da frequência. Uma vez que uma mudança na fase de um sinal também representa uma mudança no tempo, as características de fase de um filtro tornam-se especialmente importante quando se lida com o sinais complexos onde as relações no tempo entre as componentes do sinal nas diferentes frequências são críticas. Ao substituir a variável s na Eq. 17 por $j\omega$, onde j equivale a $(-1)^{1/2}$, e ω é a frequência em radianos ($2\pi f$), pode-se descobrir os efeitos do filtro sobre a magnitude e a fase do sinal de entrada. A magnitude e a fase são encontradas tomando o valor absoluto e o argumento da Eq. 17 respectivamente.

$$|H(s)| = \left| \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} \right| \quad \text{Eq. 18}$$

$$\arg(H(s)) = \arg\left(\frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} \right)$$

A ordem de um filtro define a maior potência da variável s em sua função de transferência, a qual corresponde ao número de pólos existentes na função de transferência do mesmo. Normalmente

ela é igual ao número total de capacitores e indutores no circuito (um capacitor construído pela combinação de dois ou mais capacitores individuais ainda equivale a um único capacitor). Filtros de ordem superior obviamente serão mais caros, e como utilizam mais componentes, também serão mais difíceis de construir. No entanto, filtros de alta ordem podem possuir uma discriminação mais eficaz de sinais em diferentes frequências [10].

2.3.2 CLASSIFICAÇÃO

Os filtros podem ser classificados em três aspectos:

1. Quanto à função executada:

- 1.1. Filtro Passa Baixa: permite apenas a passagem de sinais com frequências inferiores à frequência de corte (ω_c), sendo os demais sinais atenuados. $|H(j\omega)| = 1$, quando $\omega < \omega_c$, e $|H(j\omega)| = 0$, quando $\omega > \omega_c$ (Figura 10 a).
- 1.2. Filtro Passa Alta: permite apenas a passagem de sinais com frequências superiores à frequência de corte (ω_c), sendo os demais sinais atenuados. $|H(j\omega)| = 0$, quando $\omega < \omega_c$, e $|H(j\omega)| = 1$, quando $\omega > \omega_c$ (Figura 10 b).
- 1.3. Filtro Passa Faixa: permite apenas a passagem de sinais com frequências entre ω_L e ω_H . Qualquer sinal com frequência que não esteja entre ω_L e ω_H será atenuado. $|H(j\omega)| = 0$, quando $\omega < \omega_L$ ou $\omega > \omega_H$, e $|H(j\omega)| = 1$, quando $\omega_L < \omega < \omega_H$ (Figura 10 c).
- 1.4. Filtro Rejeita Faixa: permite apenas a passagem de sinais com frequência que não estejam na faixa entre ω_L e ω_H . Os sinais com frequências entre ω_L e ω_H serão atenuados. $|H(j\omega)| = 1$, quando $\omega < \omega_L$ ou $\omega > \omega_H$, e $|H(j\omega)| = 0$, quando $\omega_L < \omega < \omega_H$ (Figura 10 d).
- 1.5. Filtro Passa Tudo: $|H(j\omega)| = 1$ para qualquer valor de ω . Este filtro não altera a amplitude do sinal. No entanto gera deslocamento de fase do sinal (Figura 10 e -f).

A Figura 10 ilustra as respostas ideais dos filtros quanto à sua função executada. Para os filtros passa baixa e passa alta, ω_c representa a frequência de corte, para os filtros passa faixa e corta faixa, ω_L e ω_H representam a faixa de frequência de passagem ou de corte [7].

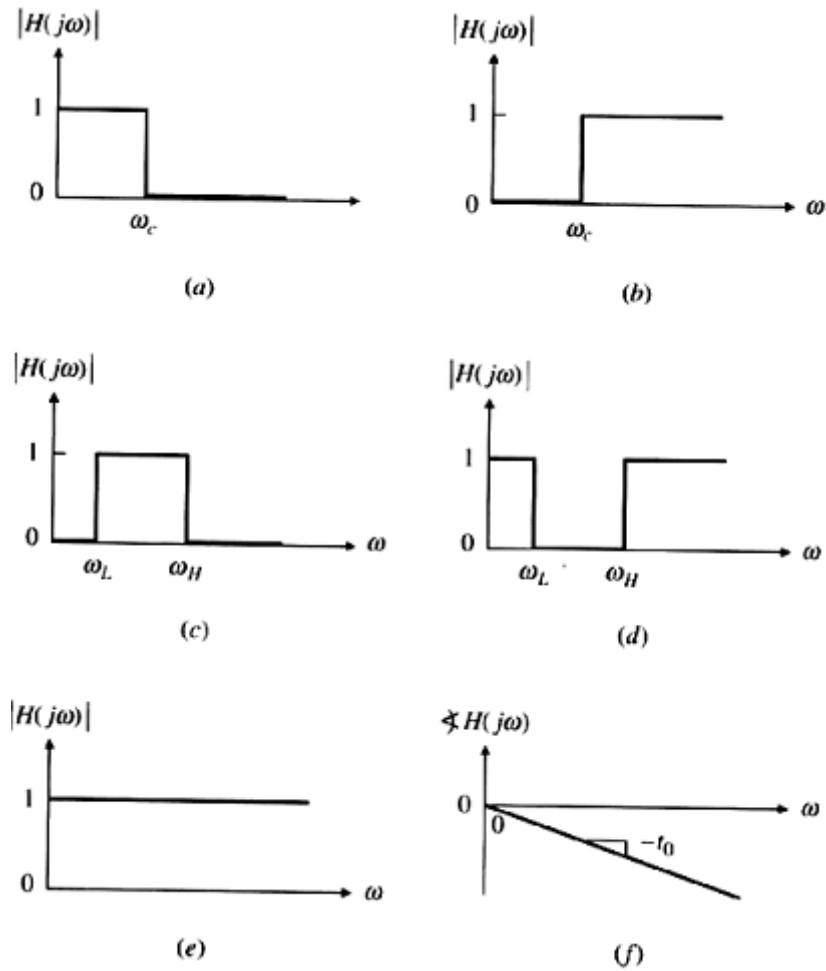


Figura 10: Respostas ideais dos diferentes tipos de filtros

A Figura 11 exibe o resultado no domínio da frequência e do tempo para a aplicação dos filtros ideais, sobre um sinal de entrada dado por:

$$V_{IN}(t) = 0,8 \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + 0,5 \cdot \text{sen}(4 \cdot \omega_o \cdot t) + 0,2 \cdot \text{sen}(16 \cdot \omega_o \cdot t) \quad \text{Eq. 19}$$

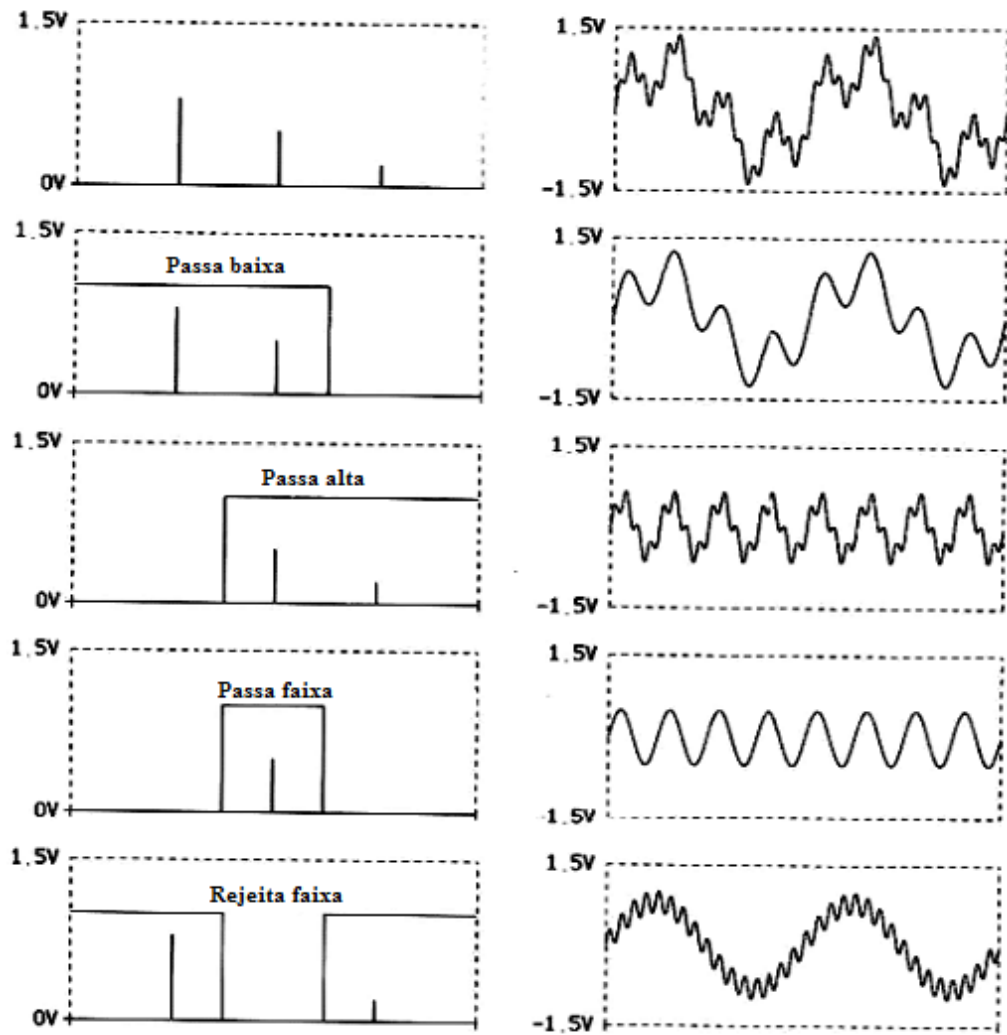


Figura 11: Aplicação dos filtros ideais no sinal de entrada da Eq. 19.

No entanto, a resposta real dos filtros tem comportamento descrito pela Figura 12, a qual descrever o comportamento de um filtro passa baixa.

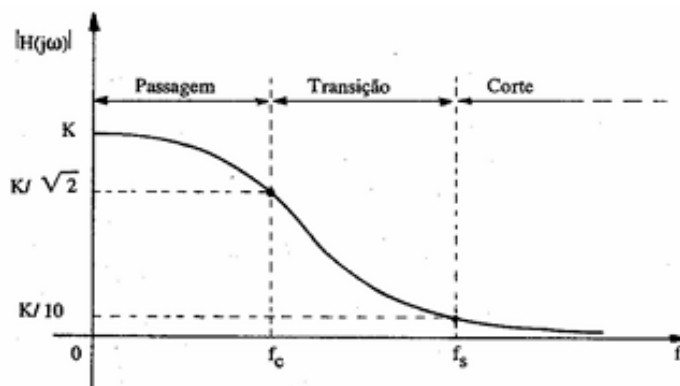


Figura 12: Resposta do filtro passa-baixa real

O ponto de corte do sinal é denominado frequência de corte, neste ponto o sinal sempre terá uma atenuação de 3dB (ou 0,707) em relação ao ganho máximo, independentemente de sua ordem e função resposta. A frequência de corte é obtida pela seguinte equação:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Eq. 20

2. Quanto à tecnologia utilizada:

- 2.1. Filtros passivos: construídos através de componentes passivos tais como resistores, capacitores e indutores;
- 2.2. Filtros ativos: construídos através de componentes ativos podendo ser amplificadores operacionais, válvulas ou transistores;
- 2.3. Filtros digitais: estes filtros utilizam componentes digitais que convertem o sinal de entrada analógico para um sinal digital, realizam determinado processamento com este valor digital, e o convertem novamente para um sinal analógico, se necessário.

3. Quanto à função-resposta ou aproximação utilizada:

Podem ser do tipo Butterworth, Chebyshev, Cauer, Bessel ou Elípticos.

3.1. Vantagens dos filtros ativos:

- amplificação do sinal de entrada (ganho);
- eliminação de indutores, os quais em baixas frequências são volumosos, pesados e caros;
- facilidade na associação em cascata e flexibilidade na utilização em projetos.

3.2. Desvantagens dos filtros ativos:

- exigem fonte de alimentação;
- resposta em frequência dos filtros limitada à capacidade de resposta dos amplificadores operacionais;
- não aplicado a sistemas de média e alta potência [11].

2.3.3 FATOR DE QUALIDADE

Outra medida utilizada para descrever a performance de um filtro é o fator de qualidade, Q . Ele indica a seletividade da resposta de amplitude. O fator de qualidade de um filtro passa-banda é a razão de sua frequência central pela diferença entre as frequências de corte (também conhecida como largura de faixa, BW), ou seja, quanto maior o fator de qualidade, menor será a largura de faixa.

$$Q = \frac{f_c}{f_H - f_L} = \frac{f_c}{BW} \quad \text{Eq. 21}$$

Ao avaliar o desempenho de um filtro, o interesse comum é normalmente na performance sobre as razões das frequência. Se quer saber quanto de atenuação ocorre no ponto de duas vezes a frequência central e no ponto de metade da frequência central.

Normalmente também é desejável obter as curvas de resposta de amplitude e fase sobre uma larga faixa de frequência. Com a frequência em escala linear, a leitura torna-se muito difícil, desta

forma, utiliza-se, usualmente, curvas com frequência em escala logarítmica. O mesmo ocorre para a escala de amplitude, a qual é expressa em decibel ($20\log|H(j\omega)|$). A Figura 13 mostra a curva de resposta em frequência de um filtro passa-banda nestas condições de escala [10] [12].

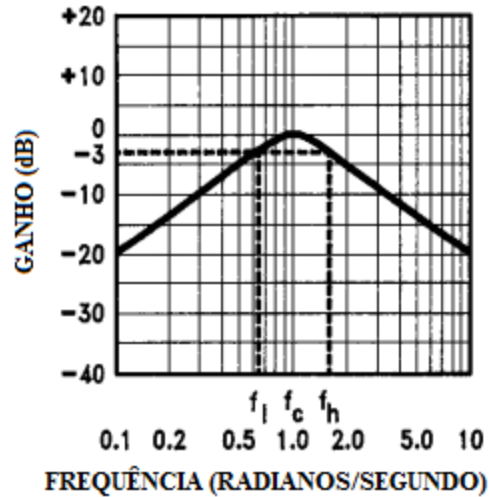


Figura 13: Resposta em amplitude de um filtro passa-banda

2.3.4 FILTROS DE BUTTERWORTH

A primeira, e provavelmente a mais conhecida, é a aproximação de Butterworth. Ela possui uma banda passante lisa, quase sem ondulações. A banda de transição é suave com uma taxa de atenuação de 20dB/década para cada pólo de sua função de transferência. Dessa forma um filtro de ordem 5 terá uma atenuação em uma taxa de 100dB para cada incremento de 10 na frequência após sua frequência de corte. A equação geral para a resposta de amplitude do filtro de Butterworth é dada por:

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad \text{Eq. 22}$$

Onde: K é o ganho do filtro, ω_c é a frequência de corte e n é a ordem do filtro.

A figura representa a resposta em frequência de um filtro passa-baixa do tipo Butterworth para diversas ordens, com uma frequência de corte de 10 kHz e ganho unitário.

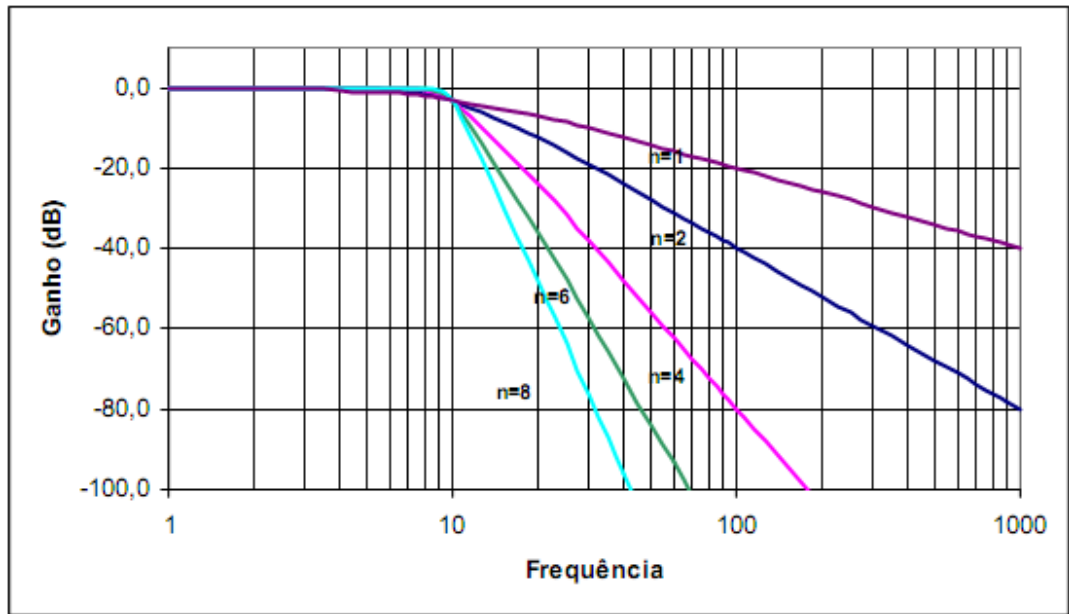


Figura 14: Resposta em frequência do filtro Butterworth para diferentes ordens.

Outra aproximação de filtros ideais é o Chebyshev. Esta espécie de filtro apresenta uma ondulação (*ripple*) em sua banda passante na resposta em amplitude. A quantidade de *ripple* da banda passante é um dos parâmetros usados na especificação do filtro. Chebyshev possui uma característica mais acentuada em sua banda de transição, bem próxima à frequência de corte, quando comparado com o Butterworth.

Para fins de comparação, a Figura 15 mostra as curvas de resposta em amplitude de um Chebyshev de ordem 10 com um Butterworth de mesma ordem e um outro de segunda ordem

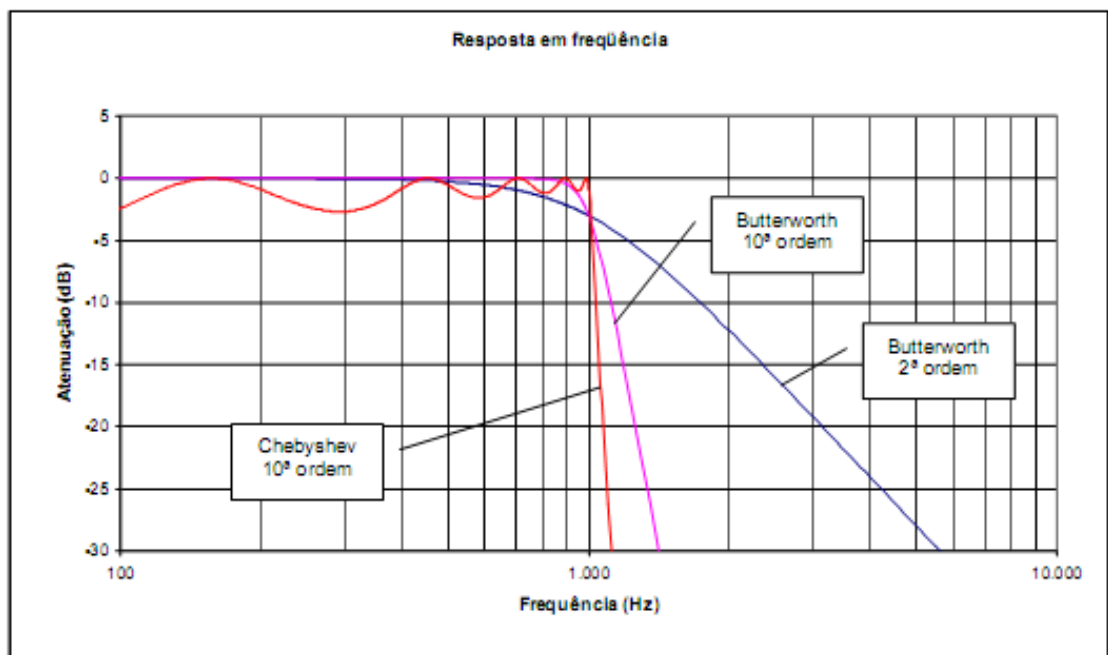


Figura 15: Comparativo da resposta em frequência do filtro Butterworth com Chebyshev

3. A TECNOLOGIA FPAA

Field Programmable Analog Array (FPAA) é uma solução desenvolvida para a implementação de sistemas analógicos, com o objetivo de incorporar as características e benefícios que o *Field Programmable Gate Array* (FPGA), seu análogo digital, proporciona aos circuitos digitais, como a confiabilidade e otimização de projetos em relação a custo e tempo.

Em linhas gerais, o FPAA é um sistema de circuitos analógicos programáveis que permite a sua reconfiguração, de forma simples e rápida, em qualquer etapa de desenvolvimento de um projeto, diminuindo o tempo gasto nas atividades de modificação e o custo final do projeto, com uma facilidade e flexibilidade superior, se comparado com implementação a partir de componentes discretos.

Outra principal vantagem da tecnologia é a minimização da possibilidade de erros, falhas e ruídos que podem ocorrer na montagem de circuitos com componentes discretos comerciais. Dessa forma, o FPAA facilita o desenvolvimento com um aumento na produtividade dos projetos analógicos.

Com a automatização e a facilidade de manipulação das ferramentas de programação, os projetos de sistemas analógicos mais complexos não precisam, necessariamente, de profissionais altamente especializados, além de adquirir uma maior rapidez e simplicidade.

3.1 HISTÓRICO

Há muito tempo plataformas reconfiguráveis de hardware tem despertado o interesse de engenheiros de *designers* de circuitos.

No domínio digital, dispositivos lógicos programáveis, (PLDs), causaram um grande impacto no desenvolvimento de chips digitais personalizados, permitindo que um *designer* experimentasse diferentes desenhos personalizados facilmente em hardwares reconfiguráveis.

Desde sua concepção no final dos anos 60 e começo dos anos 70, PLDs evoluíram para *Field Programmable Gate Arrays*, (FPGAs), de alta densidade. FPGAs modernos são amplamente usados em laboratórios para uma rápida criação de protótipos de hardware digital, bem como na produção de bens de consumo para diminuir o *time-to-market* (tempo de colocação do produto no mercado, sem que afete o nível de demanda e oferta do mesmo) e permitir que os produtos sejam facilmente atualizados depois de serem implantados.

No domínio analógico, entretanto, o progresso tem sido mais lento. Enquanto circuitos integrados recentes foram muitas vezes ajustados com pontos de polarização (*bias*), reguláveis, sistemas reconfiguráveis de circuitos elétricos analógicos na forma de FPAAs não tinham surgidos até o final dos anos 80, e ofertas comerciais não chegaram no mercado antes de 1996 [12].

3.2 ARQUITETURA

Os FPAA's são compostos por duas partes essenciais: os elementos programáveis e as interconexões. Na maioria das topologias, os elementos programáveis estão organizados nos blocos analógicos programáveis, CABs (*Configurable Analog Blocks*), e as interconexões são um conjunto de chaves que conectam os fios dentro e fora dos CABs [13].

Somado a isto, sua arquitetura típica, a qual é semelhante de um FPGA, também é formada por células de entrada e saída, (E/S), que são a interface com o meio externo que também possuem algumas funções de condicionamento de sinais e por registradores de memória, Figura 16.

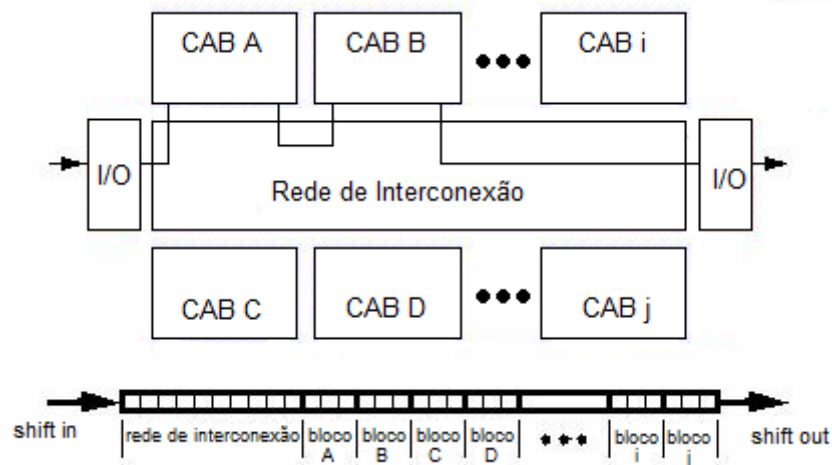


Figura 16: Arquitetura genérica de um FPAA

A maior parte do processamento do sinal analógico, ocorre internamente aos CABs. Eles são constituídos basicamente por componentes analógicos programáveis (capacitores chaveados e resistores, por exemplo), chaves lógicas, registradores, amplificadores operacionais e uma rede de interconexão. A Figura 17 ilustra um CAB genérico

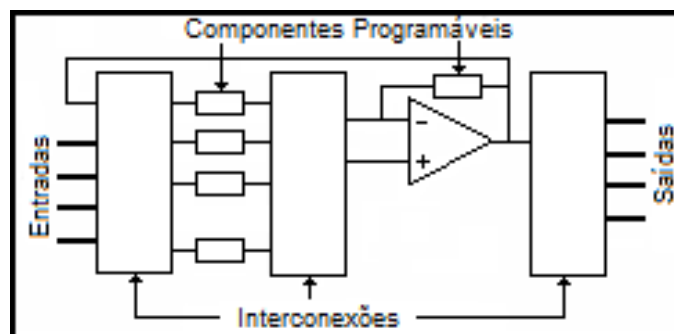


Figura 17: Arquitetura genérica de um CAB

Um outra importante ferramenta que é possível se obter com os FPAA's é a reconfiguração dinâmica. Nestes modelos, as características do circuito podem ser alteradas e carregadas em tempo real sem a necessidade de reiniciar o sistema. Esta pode ser uma ótima alternativa para aplicações como: circuitos complexos analógicos de filtragem, circuito condicionadores de sinais de sensores e

sistemas de controle de malha fechada, onde há a necessidade de alteração de parâmetros de acordo com variáveis consideradas no sistema.

3.2.1 CLASSIFICAÇÃO

FPAAs podem ser classificados em duas categorias: dispositivos de tempo contínuo e dispositivos de tempo discreto. Existem exemplos acadêmicos e comerciais de ambas categorias.

Os FPAAs de tempo discreto são, tipicamente, projetados com capacitores chaveados. Nesses circuitos, a tensão de entrada é amostrada pela abertura e fechamento de uma chave que conecta a entrada a um capacitor inicial (Figura 18). A chave e o capacitor formam um espécie de registrador analógico, e o caminho do sinal no sistema é dividido entre esses registradores. Os elementos básicos programáveis são, geralmente, amplificadores operacionais e registradores analógicos, os quais sintetizam um resistor linear, cujo valor é determinado pela taxa de chaveamento e pelo valor do capacitor.

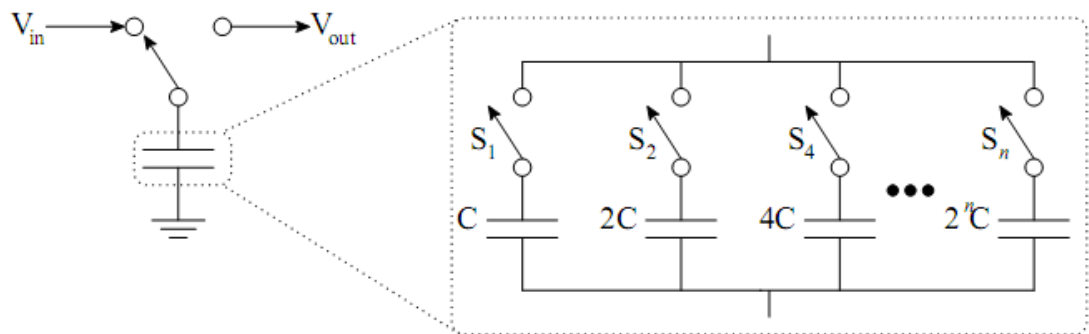


Figura 18: Esquemático do sistema de capacitores adotados pelos FPAAs.

A síntese de um resistor linear variável fornece ao capacitor chaveado dos FPAAs de tempo discreto, maior flexibilidade do que os tradicionais FPAAs de tempo contínuo; no entanto, eles também podem ser mais difíceis de projetar, pois as chaves e capacitores podem introduzir ruídos e não-linearidades no sistema, que devem ser controladas. Além disso, esses projetos possuem uma largura de banda limitada, com base na taxa de amostragem, são mais complicados devido à necessidade de um *anti-aliasing* de tempo contínuo e filtros de reconstrução na entrada e saída, e podem ter um tamanho muito grande se incluírem matrizes de capacitores programáveis.

Capacitores chaveados não são o único projeto dos FPAAs de tempo discreto. Circuitos de chaveamento de corrente também podem ser usados para construir um FPAA. As vantagens desta técnica incluem: capacidade de fabricação no processo padrão digital CMOS, eliminação das distorções dos sinais devido a resistências parasitas e não requerem, necessariamente, o uso de amplificadores operacionais.

Em seu detrimento, estes projetos podem produzir uma menor precisão, e sendo sinais de correntes, um estágio de saída pode controlar apenas um estágio de entrada.

Já os FPAA's de tempo contínuo usam, normalmente, uma série de componentes fixos (geralmente amplificadores operacionais e/ou transistores), que são interconectados por uma matriz de comutação. As chaves são geralmente controladas por registradores digitais, os quais podem ser carregados por um controlador externo, permitindo, então, que o FPAA possa ser configurado para implementar diferentes projetos. Este tipo de FPAA é vantajoso pois: evitam-se potenciais artefatos de amostragem, não requerem filtros *anti-aliasing*, os processos de concepção, relativamente, mais fáceis podem ser usados (processo padrão CMOS, por exemplo) e suportam sinais de grande largura de banda com desempenho previsível.

No entanto, a rede de comutação introduz impedâncias parasitas no caminho do sinal o que limita a largura de banda e adicionam ruídos no sistema. Alguns especialistas concentraram-se em minimizar o número de chaves no caminho do sinal, mas isto pode limitar severamente a flexibilidade do FPAA [12].

3.3 ANADIGM COMPANY

A *Anadigm Company* possui duas famílias de FPAA's, que são divididas quanto ao seu modelo de reconfiguração. A primeira apresenta reconfiguração estática, ou seja, o dispositivo necessita de uma reinicialização antes de carregar sua nova configuração *bitstream*. A segunda família é dinamicamente reconfigurável, pois possui o recurso de reconfiguração dinâmica em tempo real (principal diferença entre as duas gerações), o qual permite ao dispositivo ser reconfigurado *in-system* pelo projetista, que se trata da desnecessidade de reinicialização do sistema para carregar as modificações realizadas.

Até o atual momento foram desenvolvidas três gerações de dispositivos, porém a primeira geração não é mais comercializada pela empresa. A principal diferença entre elas é o modelo de arquitetura adotado.

Utilizado a tecnologia CMOS, todas as gerações empregam a técnica de capacitores chaveados na implementação dos resistores em seus sistemas de amostragem. Esta técnica torna o circuito menos vulnerável a variações de processos e correntes parasitas [14], e aumenta o desempenho da programabilidade do dispositivo. A desvantagem fica por conta das limitações à faixa de operação em frequência do componente, pois ao utilizar o método de amostragem do sinal analógico, pelo teorema da amostragem de Nyquist, tem-se que a frequência do sinal processado deve ser, no máximo, a metade da frequência de chaveamento do dispositivo [15].

A tecnologia de capacitores chaveados é uma técnica de implementação de resistores, ou indutores, através do chaveamento das entradas dos capacitores. A Figura 19 ilustra tal situação.

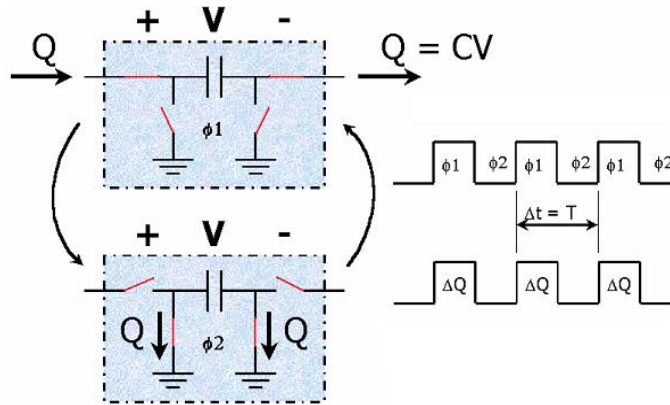


Figura 19: Capacitores chaveados substituindo resistores.

A corrente do sistema pode ser expressa pelo seguinte equacionamento:

$$I_{AVG} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{C \cdot V}{T} \tag{Eq. 23}$$

onde C denomina a capacitância e T o período de chaveamento.

E pela Lei de Ohm é possível calcular a resistência equivalente:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{V \cdot T}{C \cdot V} = \frac{T}{C} = \frac{1}{f \cdot C} \tag{Eq. 24}$$

demonstrando que a resistência do sistema depende exclusivamente do valor do capacitor e da frequência de chaveamento do circuito. Dessa forma, quando se trabalha com razões de resistências, a dependência é somente dos valores dos capacitores:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_2 \cdot T}{T \cdot C_1} = \frac{C_2}{C_1} \tag{Eq. 25}$$

Uma importante vantagem dessa técnica é a “troca de fase”, a possibilidade de implementação de “resistências negativas”.

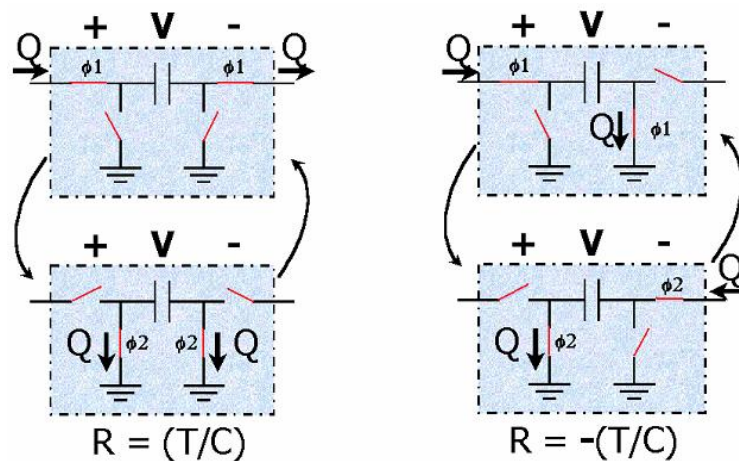


Figura 20: Resistência negativa

Na segunda situação da Figura 20, a corrente no instante Φ_2 flui no sentido oposto da polarização recebida pelo capacitor no momento Φ_1 , assim, a resistência equivalente assume o sinal negativo.

A tecnologia de capacitores chaveados é um sistema de amostragem analógico. Os sinais de entrada e saída na Figura 21 são amostrados e armazenados somente durante a sua fase de chaveamento ($\Phi 1$ ou $\Phi 2$).

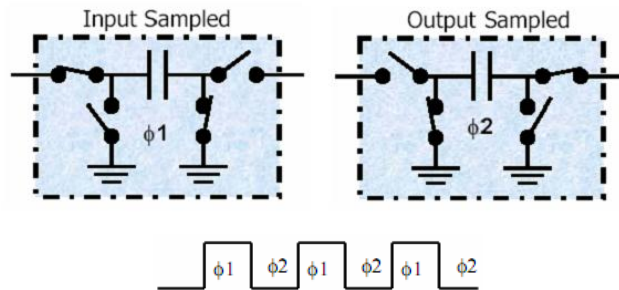


Figura 21: Sistema de amostragem analógico.

A Figura 22 mostra como é feita a conversão de um sinal de tempo contínuo em um sinal amostrado, que também se trata de um sinal analógico, pois pode possuir qualquer valor de tensão.

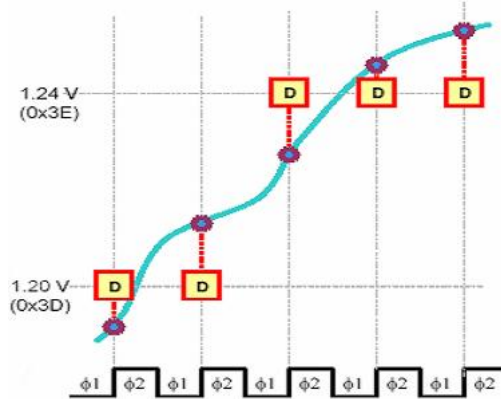


Figura 22: Gráfico da amostragem de um sinal analógico.

Outra grande aplicação da técnica é na construção de filtros ativos e na configurações de amplificadores operacionais, como ilustram as Figura 23 e Figura 244 respectivamente

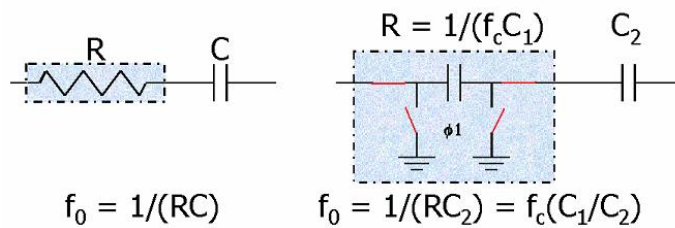
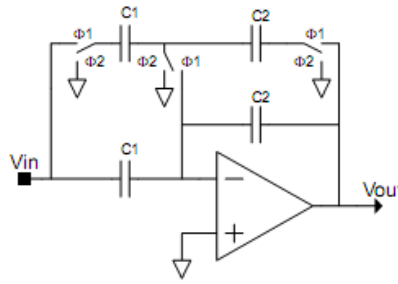


Figura 23: Implementação de um filtro utilizando capacitores chaveados



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R2}{R1} = \frac{-1/f_c C2}{1/f_c C1} = \frac{-C1}{C2}$$

Figura 24: Amplificador inversor utilizando capacitores chaveados

No caso dos filtros, a frequência de corte pode ser alterada apenas pela mudança na frequência de *clock*. Já para os amplificadores operacionais, a vantagem é o aumento da sua performance em relação à tensão de *offset*, largura de banda, *slew rate*, etc.

Algumas das principais vantagens desta tecnologia são:

- Maior aproveitamento da área através de obtenção de maiores valores de resistência em um menor espaço;
- Melhores valores de resistência, quanto à tolerância, linearidade e largura de banda;
- Maior exatidão em frequências de corte;
- Menor sensibilidade a variações de temperatura.

As siglas dos dispositivos da empresa obedecem o seguinte padrão (exceto para primeira geração):

ANxxxExx

Onde:

o primeiro 'x' refere-se ao tipo de reconfiguração (1-estática; 2-dinâmica), o segundo 'x' refere-se à geração pertencente (2-segunda geração; 3-terceira geração), o terceiro 'x' refere-se à interface E/S e ao conversor AD (0- E/S fixas e somente conversor AD interno; 1- interface E/S flexíveis com conversor AD CAM) e os dois últimos referem-se à quantidade de CABs disponível no componente.

3.3.1 PRIMEIRA GERACÃO

O único dispositivo dessa geração é o FPAA AN10E40, o qual a empresa não comercializa mais e também não fornece mais informações em seu sítio oficial.

Sua arquitetura é apresentada na Figura 25.

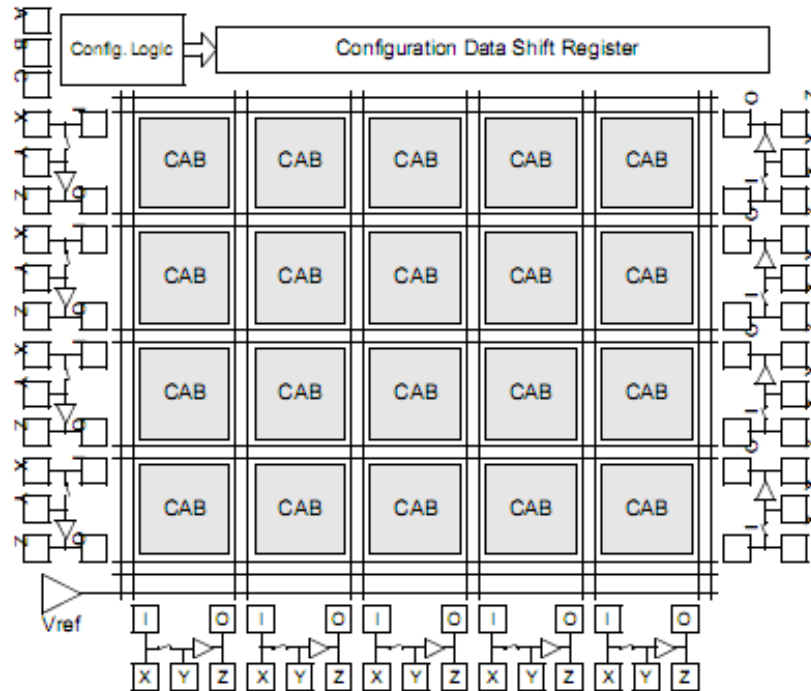


Figura 25: Arquitetura interna de um FPAA AN10E40

O dispositivo é organizado como uma matriz 4x5 de células CABs (Configurable Analog Blocks), envolvidos por uma rede de interconexões programáveis globais e locais, possibilitando que um CAB conecte-se a qualquer outro da matriz e a qualquer célula de E/S. Os barramentos verticais e horizontais também podem ser conectados um ao outro através das chaves de *cross-over*.

A configuração lógica e o *shift register* trabalham em conjunto sempre que a configuração do chip está em processo. As células programáveis de E/S estão situadas em três lados da matriz de CABs, obtendo um total de 13 interfaces. O chip também contém um gerador de tensão de referência programável. Todas as configurações são guardadas em uma memória *on-chip* do tipo SRAM [16].

A composição de cada CAB pode ser visualizada na Figura 26.

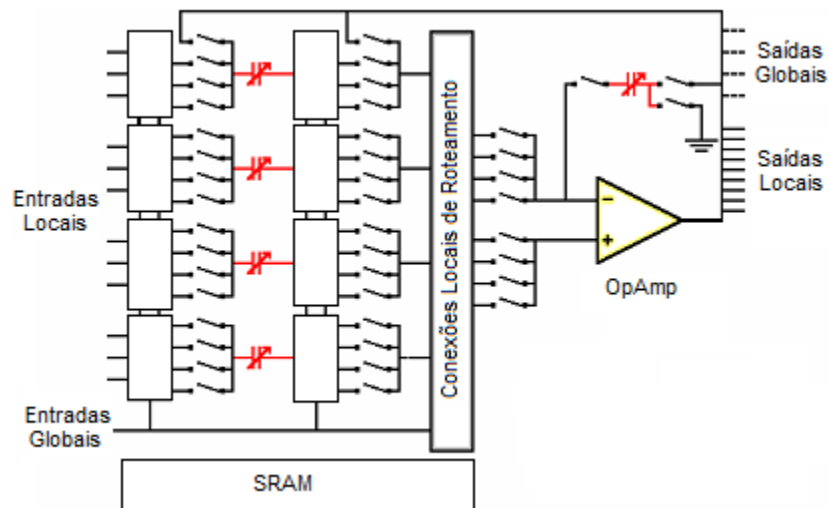


Figura 26: Arquitetura interna de um CAB.

A programação dos CABs é realizada através de um conjunto de chaves, as quais são controladas por uma memória de configuração que é armazenada no *shift register* de programação. As chaves são divididas em duas classificações: estáticas ou dinâmicas. As estáticas programam o valor de componente ou estado de uma conexão (aberta ou fechada), já as chaves dinâmicas são empregadas na implementação dos capacitores chaveados [16].

Quanto à alimentação, ela é não simétrica com valor típico de 5 V, com uma estrutura totalmente diferencial.

As gerações seguintes dos FPAAs da *Anadigm Company* empregam o mesmo princípio de funcionamento do AN10E40. As mudanças incorporadas são quanto aos CABs, que se tornaram mais versáteis e funcionais, porém em menor número, as células E/S, que possuem funções de processamento de sinais e capacidade de multiplexação, e a outros recursos extras como a LUT (*Look Up Table*), conversores AD, modificação no esquema da memória de configuração SRAM e, principalmente, pelo novo método de reconfiguração dinâmica (dpASP). Tais alterações serão detalhadas nas próximas seções.

3.3.2 SEGUNDA GERAÇÃO (ANx2xE04)

Também nomeada como *AnadigmVortex*, seus dispositivos empregam a arquitetura 5v da *Anadigm*, mostrada na Figura 27.

Nesta seção são abordadas, especificamente, as configurações do dispositivo AN221E04 da *Anadigm*. Por uma observação inicial, através de sua sigla, nota-se que se trata de um dispositivo de reconfiguração dinâmica com quatro CABs e interfaces E/S flexíveis.

O circuito integrado é formado por:

- 04 CABs (*Configurable Analog Blocks*) em uma matriz 2x2;
- 04 interfaces de E/S configuráveis, sendo uma delas com multiplexação de 4:1;
- 02 interfaces de saída dedicadas;
- 01 tabela LUT (*Look Up Table*);
- 01 conversor AD do tipo SAR (*Successive Approximation Register*) em cada CAB;
- 01 bloco gerador de tensão de referência;
- 01 bloco de sistema de *clock*;
- 01 bloco de configuração de interface.

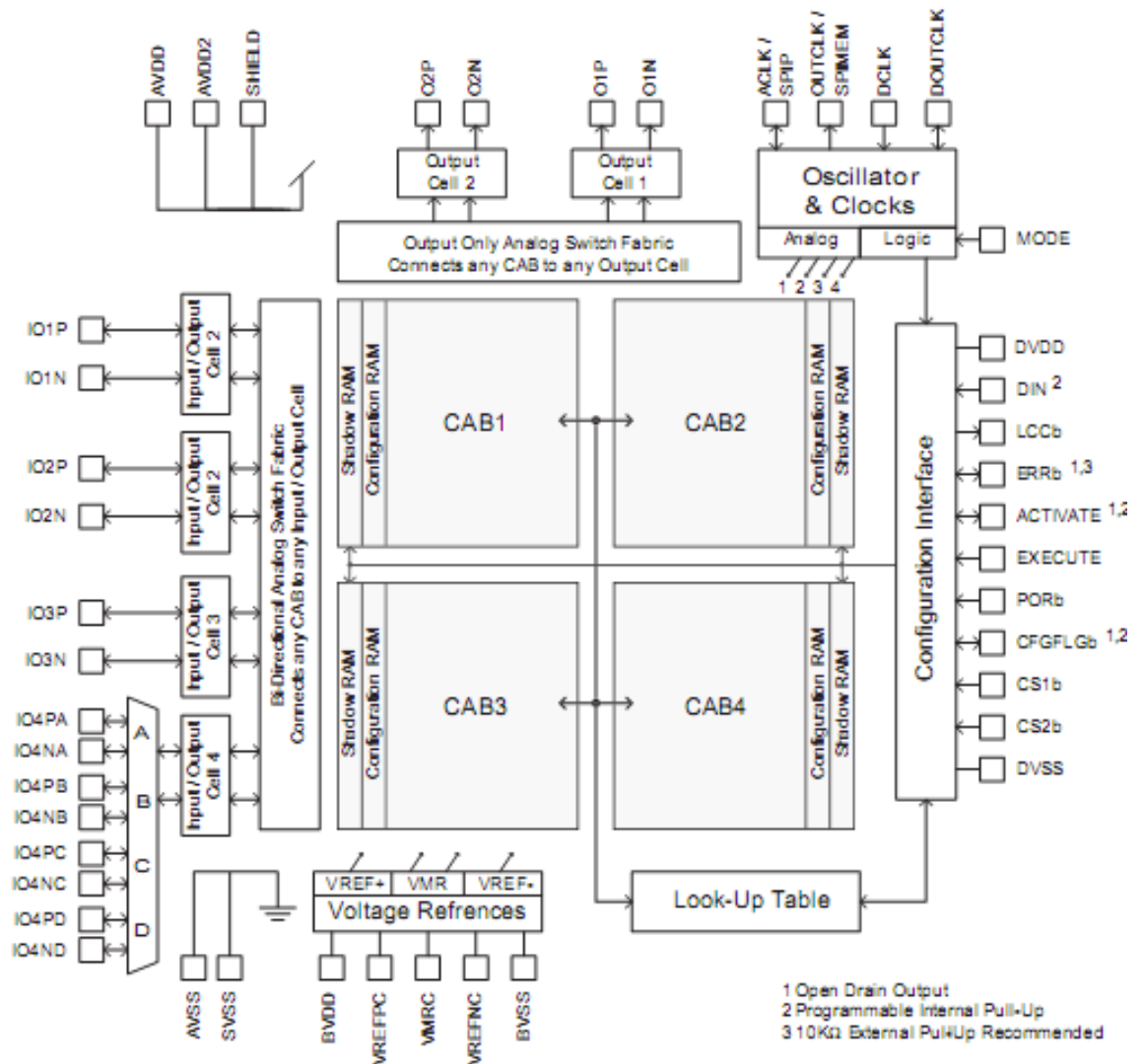


Figura 27: Arquitetura interna de um FPA AN221E04.

De modo geral, os dispositivos *AnadigmVortex* consistem em uma matriz 2x2 de CABs circundada por uma estrutura de fontes de interconexões programáveis. Comparado com os FPAs de primeira geração, a arquitetura do *AnadigmVortex* fornece uma melhora significativa na relação sinal/ruído, bem como uma maior largura de banda. Eles também possuem recurso para ajustes de funções não-lineares, tais como a linearização da resposta de sensores, síntese de formas de ondas arbitrárias ou processos de auto-calibração. Tal ajuste é realizado pela LUT, a qual é compartilhada por todos os CABs [17].

Outra importante mudança é em relação a memória de configuração. Neste modelo, cada CAB armazena seus dados de configuração em uma memória SRAM *on-chip* própria, enquanto que o modelo anterior possuía somente um *shift register* dedicado à programação de todo o componente.

Porém a maior vantagem deste novo modelo é a possibilidade de reconfiguração dinâmica, que permite ao dispositivo carregar novas configurações sem a necessidade de reinicialização do sistema.

- Células de Entrada/Saída Configuráveis

O dispositivo apresenta quatro células de Entrada/Saída configuráveis, cada uma delas contém um conjunto de recursos os quais permitem uma alta fidelidade nas conexões com o meio externo, sem a necessidade de componentes adicionais. Para maximizar esta fidelidade, todo o roteamento e processamento do sinal dentro do dispositivo é totalmente diferencial, como ilustra a Figura 28.

Caso o dispositivo detecte um sinal de entrada não diferencial, um chaveamento interno irá conectar o pino negativo do par de entrada diferencial à tensão de referência VMR (*Voltage Main Reference*, que é o ponto de referência para todo processamento de sinal interno)

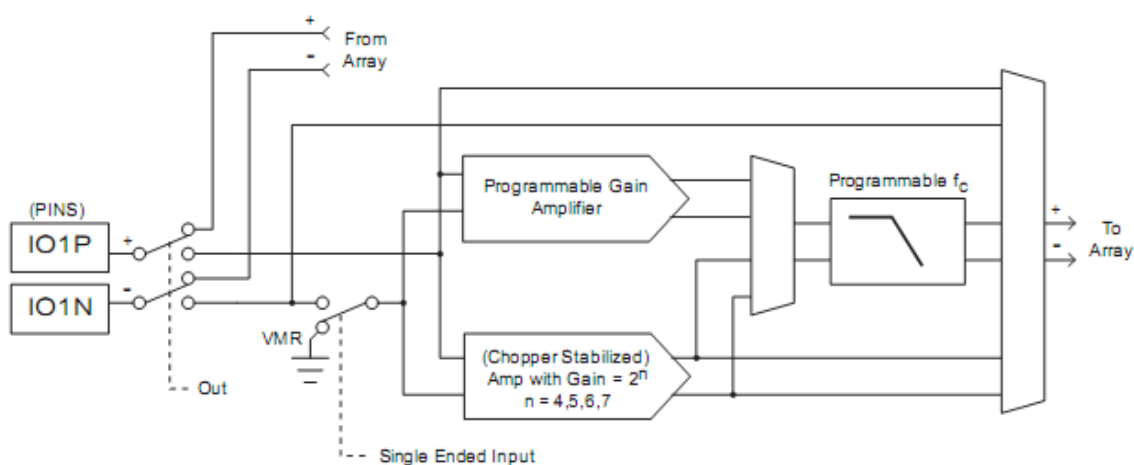


Figura 28: Esquemático das células E/S configuráveis.

A célula disponibiliza alguns recursos extras quando configurada como entrada:

1. Filtro *anti-aliasing* de segunda ordem: como qualquer sistema de amostragem, as vezes se faz necessário um filtro passa-baixa para prevenir o efeito de “sombreamento”. O filtro pode ser colocado em modo *bypass* ou configurado através de sua frequência de corte. Em sua utilização, o fabricante recomenda que a razão entre a frequência de corte e a máxima frequência do sinal seja no mínimo 30. Outra recomendação é o seu uso somente para sinais de baixa frequência de no máximo 15 kHz.

2. Amplificador com ganho programável e estabilizador do tipo *chopper* opcional: este recurso reduz consideravelmente a tensão *offset* de entrada, normalmente associada com amplificadores operacionais, podendo ser muito útil para aplicações onde o sinal de entrada apresenta baixa amplitude e necessita de um alto ganho. O seu ganho pode ser programado na forma 2^n , onde n é um inteiro que pode variar de 4 a 7.

Quando não se utiliza nenhum destes recursos ou quando a célula é configurada como saída, faz-se uma conexão direta (modo *bypass*).

No caso da configuração da célula no modo de saída, alguns cuidados especiais devem ser tomados para não sobrecarregar o dispositivo: os amplificadores operacionais dos CABs não são projetados para lidar com cargas externas que apresentem baixas impedâncias ou capacitâncias muito

altas, podendo se desestabilizarem. Desse modo a recomendação é que se utilize uma resistência mínima de carga externa de 100 k Ω , e uma capacitância máxima de carga externa de 100 pF.

O fabricante também não recomenda utilizar a célula configurada como entrada no modo *bypass*, ao menos que se utilize um buffer de ganho unitário [17].

- Célula de Entrada/Saída Multiplexada

Um multiplexador bidirecional é disponibilizado em uma das quatro células de Entrada/Saída, o qual permite a conexão física de quatro sinais diferenciais de saída ou entrada, porém somente uma será processada por vez pelo FPAA (Figura 29).

Igualmente a uma célula de Entrada/Saída, caso uma fonte de entrada não diferencial seja detectada, o chaveamento interno conectará ao pino negativo do par de entrada diferencial a tensão de referência VMR (*Voltage Main Reference*).

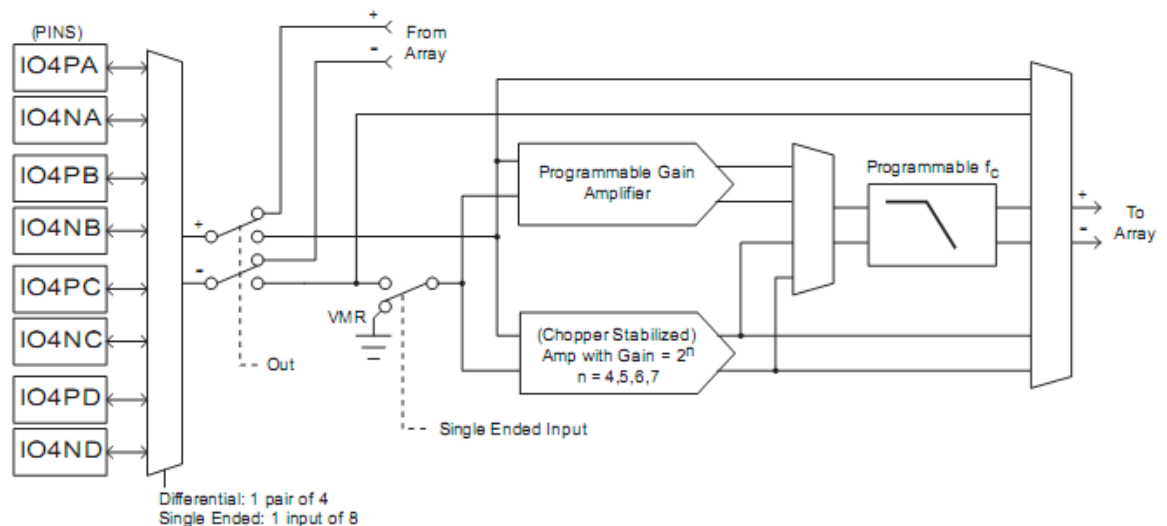


Figura 29: Esquemático das células de E/S multiplexadas.

- Células de Saída Dedicadas

As saídas dedicadas podem disponibilizar um sinal digital ou sinais diferenciais analógicos de tensão (Figura 30). Como nas células de Entrada/Saída configuráveis, as saídas dedicadas apresentam alguns recursos extras:

1. Filtro *anti-aliasing* idêntico ao descrito anteriormente das células de Entrada/Saída configuráveis, o qual funciona como um filtro de reconstrução de segunda ordem

2. Filtro programável seguido de um conversor de sinal diferencial para sinal simples (DIFF2SINGLE): é possível escolher entre utilizar as tensões VOUT+ e VOUT- como um par de sinal diferencial ou escolher somente um deles para obter um sinal de saída simples, neste caso o sinal será referenciado ao VMR e terá metade da amplitude do sinal diferencial.

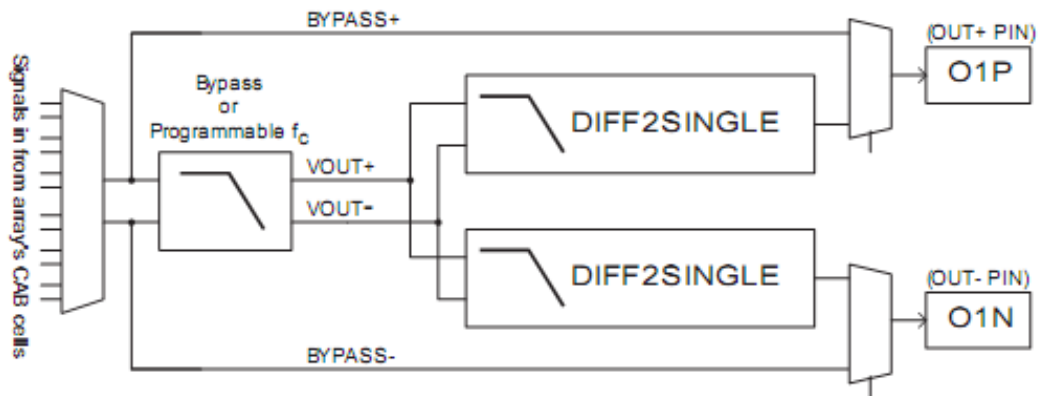


Figura 30: Esquemático de uma célula de saída dedicada.

- Blocos Analógicos Configuráveis (CABs)

A Figura 31 mostra o esquemático de um CAB da segunda geração:

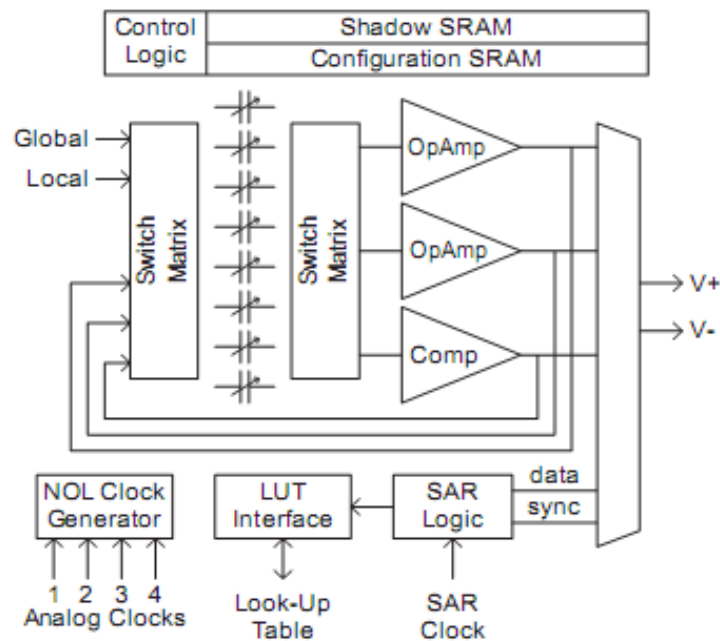


Figura 31: Arquitetura de um CAB dos FPAAs da segunda geração da Anadigm.

Eles são formados por três elementos ativos, sendo dois amplificadores operacionais diferenciais de 50 MHz (OpAmp) e um comparador (Comp), oito bancos de capacitores programáveis, um registrador de aproximações sucessivas (SAR), que quando ativado, utiliza o comparador dentro do CAB para implementar um conversor AD de 8 bits (SAR-ADC), uma memória de programação do tipo SRAM e um bloco gerador dos sinais de *clock* não sobrepostos (*NOL Clock Generator*), o qual é necessário para que o circuito funcione corretamente [17].

O CAB possui oito bancos de capacitores programáveis. Cada um deles é na verdade um banco muito grande de capacitores de pequena dimensão e de igual tamanho, e podem assumir um valor relativo entre 0 e 255 unidades de capacitância [17]

Entre as muitas chaves analógicas que cada CAB possui, algumas são estáticas e determinam as conexões gerais do CAB, valores dos capacitores e qual entrada está ativa, por exemplo. Outras chaves são dinâmicas e podem mudar de acordo com o controle de um sinal de entrada analógico, a fase do *clock* selecionado e a lógica do SAR. Seja estático ou dinâmico, todas as chaves são controladas pela configuração SRAM [17].

Na reinicialização do sistema, a memória SRAM é colocada em um estado seguro conhecido. A lógica de configuração transfere os dados externos para a memória compartilhada SRAM (Shadow SRAM), e, então, copia para a memória de configuração SRAM (Configuration SRAM) [17].

A topologia de cada CAB é realizada pelas matrizes de chaveamento (*Switch Matrix*), que fazem, por exemplo, as conexões das entradas e saídas e a realimentação dos amplificadores operacionais.

- Tabela de Busca (LUT)

O dispositivo contém uma única tabela de busca (*Look Up Table*) de 256 bytes. A sua entrada de endereço de 8 bits pode vir tanto da saída 8 bits do SAR-ADC ou de um contador LUT especial de 8 bits.

Se o contador LUT é selecionado, o contador realiza a contagem contínua crescente, retornando para zero cada vez que se atinge um valor pré-programado. Cada novo valor de contagem é apresentado à LUT como um endereço. O dado é lido neste endereço é então armazenado em um ou dois locais de destino dentro da memória compartilhada (*Shadow RAM*). Os locais de destino e o conteúdo da LUT são partes dos dados de configuração do dispositivo. O *clock* do contador LUT é alimentado por um dos quatro *clocks* analógicos internos. A posterior transferência da memória compartilhada para a memória de configuração (*Configuration SRAM*) pode ocorrer de quatro formas: quando o último byte de configuração for enviado (sendo no máximo dois bytes), por uma detecção interna de passagem por zero, por um resultado do comparador ou por uma detecção de nível alto no pino externo EXECUTE. Com um *clock* periódico do contador LUT, a combinação LUT/CAB pode formar um gerador de ondas arbitrárias ou temporariamente modular um sinal [17].

- Registrador de Aproximação Sucessiva (SAR)

Incluído dentro de cada CAB, o registrador de aproximação sucessiva (*Successive Approximation Register – SAR*) permite a construção de um conversor analógico-digital (ADC) por aproximação sucessiva. São necessários dois *clocks* com uma razão de 16 para 1. O *clock* mais lento (designado por CLOCKA) determina a razão na qual as conversões sucessivas irão ocorrer, e seu valor não deve exceder 250 kHz. O *clock* mais rápido (CLOCKB) é usado para fazer a conversão. Esses *clocks* são gerados a partir de um circuito divisor de *clock*.

O resultado do SAR é representado pelo formato sinal de magnitude (um bit de sinal e sete bits de magnitude). As entradas devem ser limitadas em $V_{MR} \pm 1,5V$.

Existem duas possibilidades de direcionamento do resultado do SAR-ADC: para a porta de endereço da LUT ou de volta para seu próprio CAB. O utilização mais comum é para geração de endereço para a LUT. No final de cada conversão, o resultado de 8 bits é reconhecido pela LUT como um novo endereço. O circuito de configuração carrega o conteúdo do endereço apontado pela LUT em um ou dois locais de destino na memória compartilhada (*Shadow SRAM*).

Um cenário típico de uso é quando um sinal de entrada precisa ser linearizado ou calibrado. O sinal externo é convertido pelo SAR-ADC, e enviado para a LUT, que aponta para um endereço da imagem de configuração do dispositivo que contém a tabela de linearização. Empregando o mesmo mecanismo descrito no item acima (Tabela de Busca (LUT)), uma nova configuração apontada pela LUT é carregada na memória compartilhada SRAM (*Shadow SRAM*), por exemplo, essa localização pode ajustar o ganho de um dos amplificadores operacionais (ampop) [17].

Direcionando a saída do SAR-ADC de volta para seu próprio CAB, é ativada a geração de funções analógicas não-lineares, como multiplicação de tensão, *companding*, linearização (Figura 32) e controle automático de ganho. Outra alternativa é conectar diretamente para as células de saída, e nesse caso as interfaces devem estar configuradas no modo digital. Os dados são enviados de forma serial em uma sequência de 8 bits iniciados pelo MSB (*Most Significant Bit*).

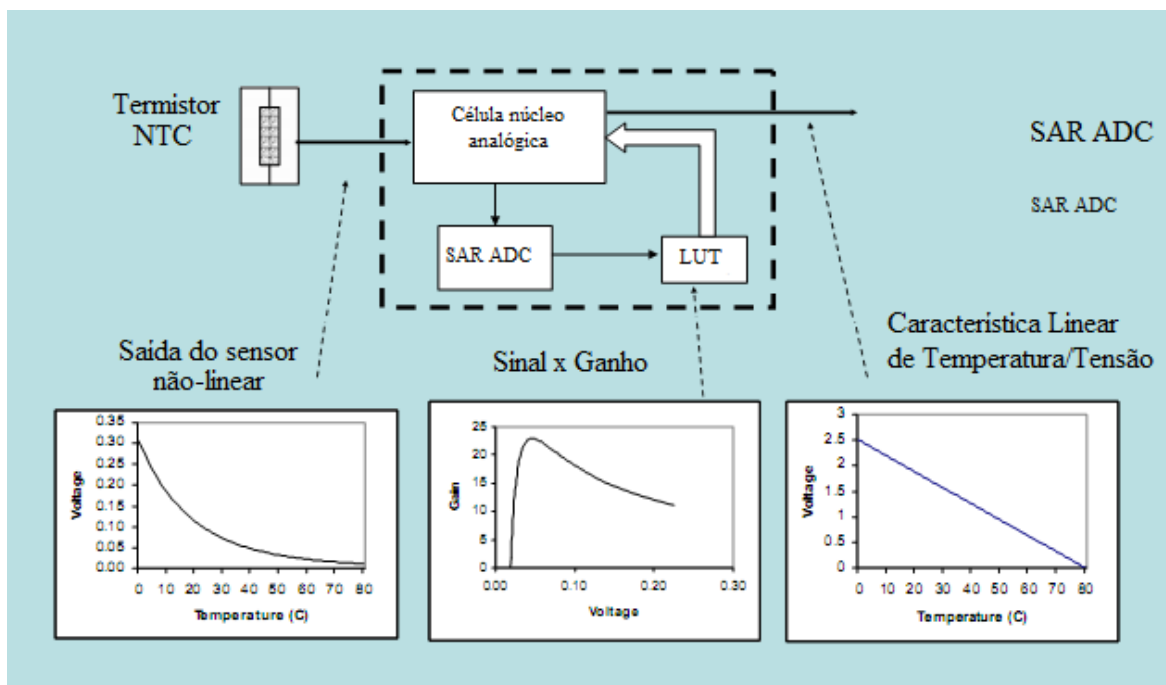


Figura 32: Exemplo de linearização de sinais de sensores.

- Tensão de Referência

Todo o processamento de sinal analógico dentro do dispositivo é feito tendo como tensão referencial o VMR (*Voltage Main Reference*), de valor nominal 2,0V. A sinal VMR é derivado de uma fonte de referência de alta precisão. Além de VMR, também existem as tensões de referência VREF+ (1,5V acima de VMR) e VREF- (1,5V abaixo de VMR), como ilustra a Figura 33.

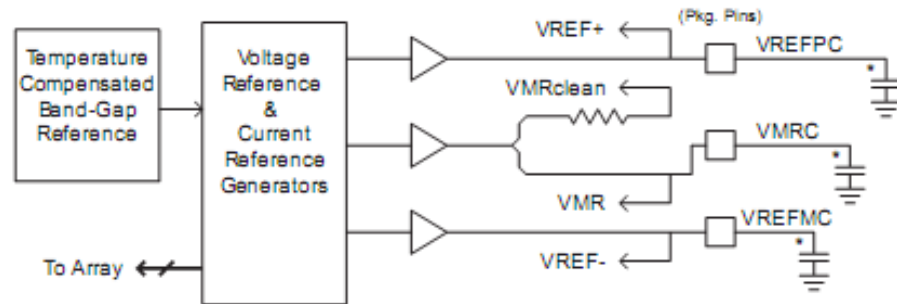


Figura 33: Diagrama do circuito de geração de tensão de referência

Para assegurar um desempenho ideal é necessário que sejam conectados capacitores de filtragem externos nos pinos VREFPC, VMRC e VREFMC. O valor recomendado para cada um deles é entre 75 a 100 nF [17].

Para a maior possibilidade de performance, recomenda-se o uso de capacitores que apresentam baixa indutância em série, como os de tântalo. Porém, na maioria dos casos, os capacitores padrão de cerâmica são suficientes.

- Sistema de *Clock*

A Figura 34 fornece uma visão geral das características do sistema de *clock*.

O *clock* direcionado para a lógica de configuração é sempre alimentado pelo pino DCLK, que pode ter um *clock* externo de no máximo 40 MHz, ou pode ser conectado a um cristal ressonante, não necessitando de programação. A conexão resultará em uma oscilação espontânea DCLK.

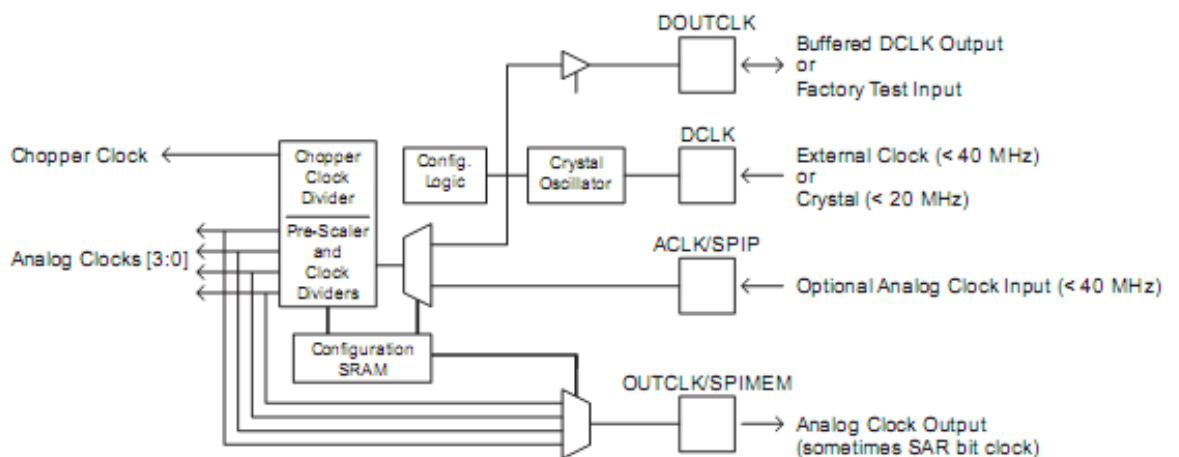


Figura 34: Diagrama do circuito de geração de *clock*.

Todos os domínios de *clock* são provenientes de um *clock* mestre único, seja por ACLK ou DCLK. A configuração do dispositivo determina qual entrada de *clock* será o mestre. Por sua vez, o *clock* mestre é dividido em cinco domínios únicos. O primeiro alimenta somente os amplificadores *chopper* estabilizados dentro das células de Entrada/Saída. Os outros quatro são alimentados por um *prescaler* programado pelo usuário que alimenta quatro divisores programáveis.

Cada um destes domínios pode ser usado para conduzir tanto a lógica SAR quanto os circuitos de capacitores chaveados dos CABs. O circuito de geração de *clock* assegura que todos os *clocks* derivados do sinal de *clock* mestre sincronizarão seus limites de subida [17].

- Sistema de *Boot*

A programação dos elementos do dispositivo pode ser efetuada por dois métodos: através de um chip de memória não volátil externo ou através de um microprocessador de *host*.

O método mais simples de configuração do dispositivo é o *boot* através de uma memória serial não volátil. O FPAA é compatível tanto com a série 25 das EPROMs SPI e com a série 17 das EPROMs Seriais. As tabelas abaixo listam as EPROMs compatíveis com o FPAA

Tabela 1: Relação das memória EPROMs suportadas pelo FPAA AN221E04

EPROMs SPI Série 25		EPROMs Seriais Série 17	
Fabricante	Modelo	Fabricante	Modelo
Atmel	AT25080	Xilinx	XC1700E
Xicor	X5043	Atmel	AT17 series
Microchip	25AA160	Altera	ECP1, ECP2
Fairchild	NM25C640	-	-

Quando o sistema é ligado, o dispositivo primeiramente completa seu *reset* interno de acionamento, verifica o estado dos pinos CS1b e CS2b e, se estiverem corretamente configurados, ele envia a sinalização necessária para fazer a leitura dos dados na EPROM. Uma vez realizada a leitura, o dispositivo automaticamente ativa seus circuitos analógicos e envia os dados para sua memória compartilhada SRAM (*Shadow SRAM*). Porém ele só começará a executar a configuração recebida depois de transferir os dados da memória compartilhada para a memória de configuração (*Configuration SRAM*), que é realizada automaticamente em apenas um ciclo de *clock*.

A Figura 35 mostra o esquema de ligação do FPAA com as EPROMs SPI e Seriais respectivamente.

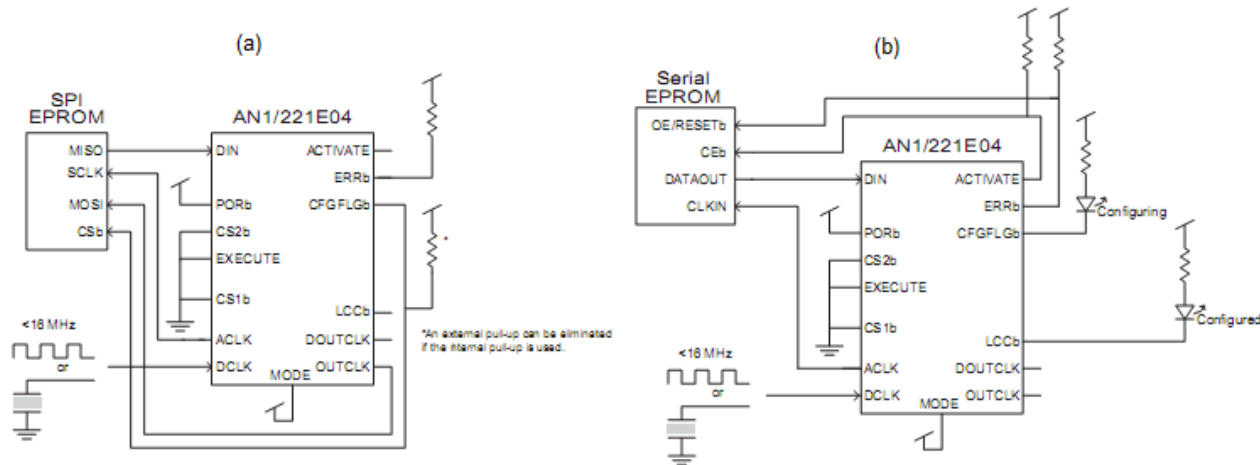


Figura 35: Esquema de conexão das EPROMs no FPA AN221E04

Em aplicações empregando um microprocessador de *host*, o dispositivo aceita entradas de qualquer uma das três formas de interface mais comuns aos microprocessadores: interface síncrona serial (SSI), interface periférica serial (SPI) ou pela interface de barramento externo periférico.

As interfaces SPI e SSI são as mesmas. Existe um sinal para indicar o recebimento de dados, uma linha de dados seriais e um dado de *clock* serial. A única diferença entre ambas as conexões são os nomes e a frequência na qual o host pode conduzi-las. Funcionalmente, os estes dois esquemas de conexão são os mesmo [17].

Na Figura 36 abaixo tem-se um esquemático de ambas as interfaces

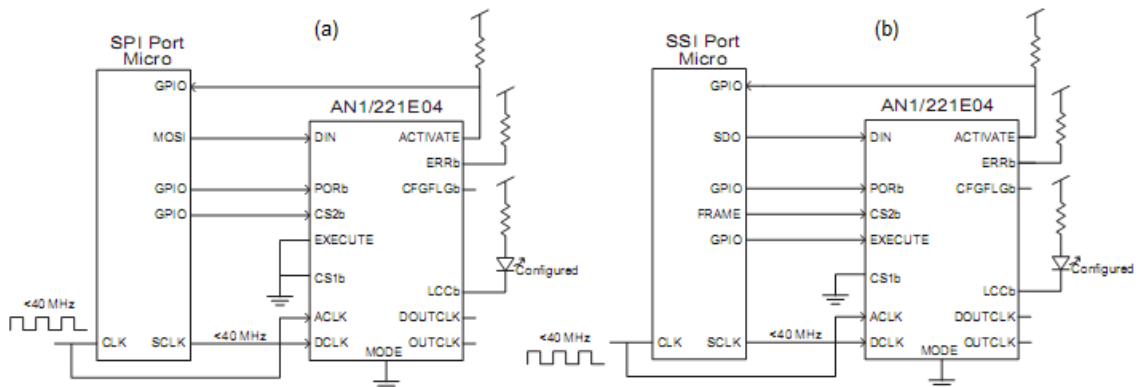


Figura 36: Conexão do FPA com um microprocessador pela interface (a) SPI e (b) SSI.

A linha de conexão ACTIVE do FPA é um *feedback* para o *host* através do pino de propósito geral Entrada/Saída (GPIO) para fornecer uma indicação de que a configuração foi bem sucedida.

Na interface de barramento externo periférico a configuração é síncrona porém não requer que o *clock* de configuração seja ininterrupto, por isso é possível definir o *clock* da interface de configuração utilizando o sinal de *strobe* (sinalizador) de escrita na memória de dados externa (WR), típico da maioria dos microprocessadores

A Figura 37 mostra um esquemático de conexão da interface.

Existem varias opções disponíveis para acionar o pino CS2b. Neste exemplo utilizou-se alguns níveis de endereço decodificados por um equipamento externo. Muitos microprocessadores dispõe de saídas de seleção de chip (*chip select*) que são, geralmente, adequados para acionar o pino de entrada CS2b [17].

Assim como nas interfaces SPI e SSI, os pinos ACTIVE ou ERRb podem ser monitorados para confirmar a transferência dos dados de configuração.

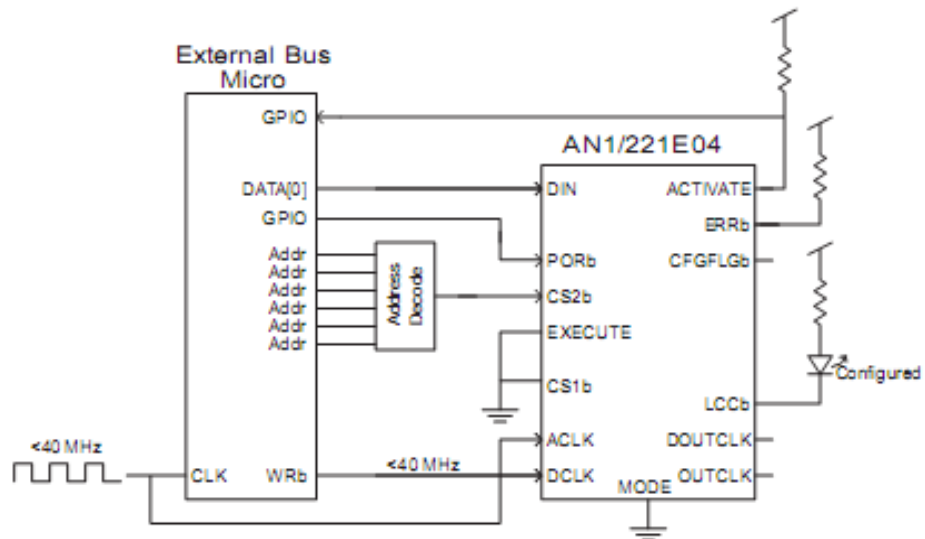


Figura 37: Conexão pela interface de barramento externo periférico.

3.3.3 TERCEIRA GERAÇÃO (ANx31E04)

Também nomeada como *AnadigmApex*, seus dispositivos empregam a arquitetura 3.3v da *Anadigm*, que é representada pela Figura 38:

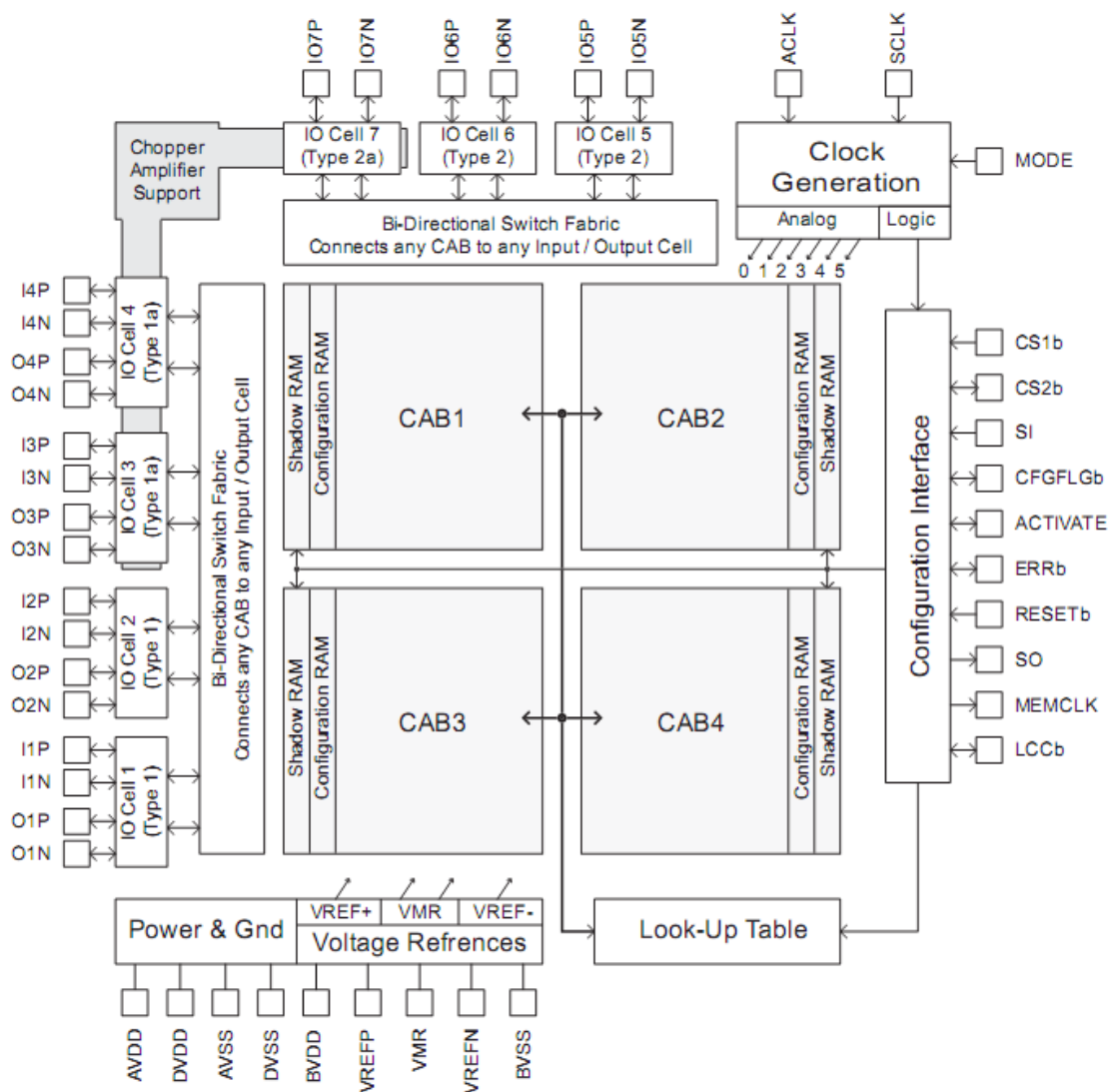


Figura 38: Arquitetura interna do FPAA AN231E04

Nesta seção será abordado, especificamente, as configurações do dispositivo AN231E04 da *Anadigm*, o qual também possui a capacidade de reconfiguração dinâmica (dpASP), ou seja, o comportamento do componente pode ser modificado parcialmente ou completamente enquanto está operante, desse modo, ela permite que um microprocessador de *host* envie novos dados de configuração para o dpASP enquanto a antiga configuração estiver rodando. Uma vez que o novo dado é carregado, a transferência do novo processamento de sinal analógico acontece em um único ciclo de *clock* [18].

Sua topologia geral toma por base a arquitetura da geração anterior. As principais diferenças são em relação ao maior número de células de Entrada/Saída com maior capacidade de configuração e recursos disponíveis, e de pequenas alterações no sistema de *clock*.

O circuito integrado é formado por:

- 04 CABs (*Configurable Analog Blocks*) organizados em uma matriz 2x2;

- 07 interfaces de Entrada/Saída configuráveis;
- 01 tabela LUT (*Look Up Table*);
- 01 conversor AD do tipo SAR (*Successive Approximation Register*) em cada CAB;
- 01 bloco gerador de tensão de referência;
- 01 bloco de sistema de *clock*;
- 01 bloco de configuração de interface.

A maior parte do processamento do sinal analógico ocorre dentro dos CABs. Eles compartilham o acesso a uma única tabela de busca (LUT), a qual oferece um método de ajuste, em resposta a um sinal ou por tempo base, de qualquer elemento programável dentro do dispositivo.

Existem três regiões de memória SRAM volátil dentro do dispositivo. A primeira, memória compartilhada (*Shadow SRAM*), é a memória que recebe a gravação durante a configuração ou reconfiguração. A memória compartilhada serve como uma área de armazenamento temporário para os dados de configuração antes de sua transferência para a memória de configuração (*Configuration SRAM*). Esta segunda região, memória de configuração, controla o comportamento dos circuitos de processamento de sinal analógico. A transferência da memória compartilhada para a memória de configuração acontece em um único ciclo de *clock*, minimizando a perturbação dos trajetos dos sinais analógicos. A terceira região de memória é a própria tabela de busca (LUT).

A LUT fornece valores de reposição para as localidades das memórias de configuração. A combinação CAB-LUT pode ser usada para criar funções não-lineares, como síntese de forma de onda arbitrária e tabela com funções de linearização de sensores.

Um gerador de tensão de referência fornece tensões de referência para cada um dos CABs do dispositivo e possui pinos externos para conexão de capacitores de filtragem. Exclui dessa forma a necessidade de qualquer circuito externo de geração de tensão de referência.

Sinais analógicos são direcionados para dentro e fora do dispositivo pelas células de Entrada/Saída disponíveis, sendo duas do Tipo 1, duas do Tipo 1a, duas do Tipo 2 e uma do Tipo 2a.

Tipo 1 e Tipo 1a são células de Entrada/Saída que contém circuitos passivos e ativos que permitem: a entrada e saída direta de sinais, construir filtros ativos, circuitos de *Sample-and-Hold*, entradas e saídas digitais.

Tipo 2 e Tipo 2a são células de Entrada/Saída mais simples e podem implementar entrada e saída direta de sinais, saída de tensão de referência e entrada e saída digital.

Qualquer uma das células Tipo 1a ou Tipo 2a podem ter acesso ao amplificador do tipo *chopper* especializado, o qual permite a amplificação com precisão de sinais de entrada com nível de energia muito baixo.

- Configuração Típica de Interfaces de Conexões:

O comportamento dos circuitos de processamento de sinal analógico dentro do dispositivo é determinado pelo conteúdo de sua memória de configuração volátil SRAM.

No momento em que é reiniciado, o dsASP limpa sua memória, colocando o dispositivo em uma condição segura, e então está pronto para receber os dados de configuração.

A interface de configuração pode ser apresentada ao dispositivo em dados seriais tanto como mestre ou escravo.

Como escravo, o dispositivo é compatível com a sinalização SPI de um microprocessador de *host*. Este é o meio de aplicação mais poderoso, pois dessa forma é possível efetuar a reconfiguração dinâmica (*on-the-fly*) de circuitos de processamento de sinal analógico quantas vezes for necessário sem a necessidade de reinicialização (Figura 39).

As mudanças podem ser um pequeno ajuste de ganho ou frequência de corte, ou pode envolver a transformação de todo o comportamento do dispositivo, por exemplo, da configuração de um transmissor para um receptor [18].

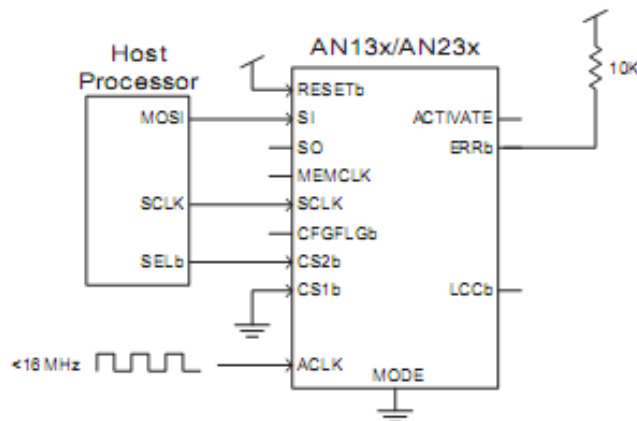


Figura 39: FPAAs na configuração de escravo, recebendo dados de um processador de *host*.

Na condição de mestre, o dpASP trabalha em regime estático, no momento em que é ligado ou após uma reinicialização manual, irá automaticamente detectar seu acionamento, se auto reinicializar, receber seus dados de configuração da memória SPI PROM comercial padrão e iniciar o processamento dos sinais analógicos (Figura 40).

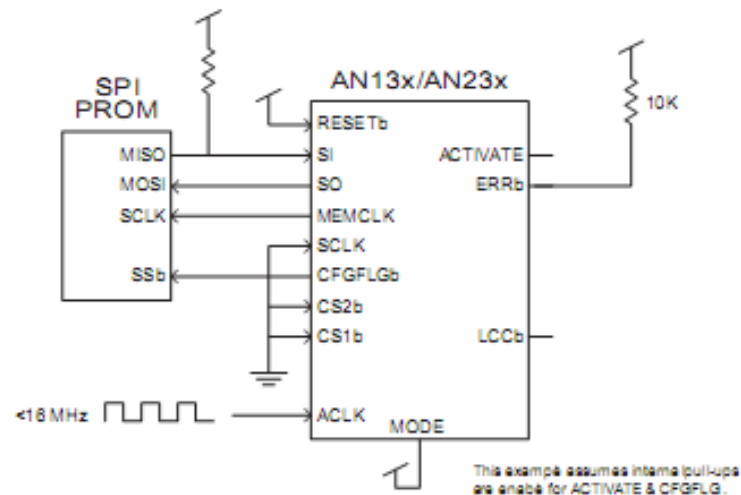


Figura 40: FPGAs na configuração de mestre, lendo os dados de uma memória PROM.

- Células de Entrada/Saída do Tipo 1 e Tipo 1a

As células de E/S oferecem uma enorme flexibilidade para os sinais que entram e saem dos CABs. As células disponibilizam alguns recursos de condicionamento dos sinais. A Figura 41 abaixo sumariza as opções disponíveis

Bypass I/O	Differential Input Differential Output
Digital I/O	Differential Input Differential Output
Analog Input	Amplifier, or Differential Low Offset Chopper Amplifier (type 1a IO cell only), or Sample and Hold, with options for input: Differential Inverted Differential Single Ended Positive Single Ended Negative
Analog Output	Differential Amplifier Differential Sample and Hold
VMR Output	Internal signal reference (1.5 V) presented on both pins.

Figura 41: Características das células de E/S do Tipo 1 e Tipo 1a

O amplificador do tipo *chopper* para as entradas analógicas incluem um ganho programável de 0 até 40 dB, em passos de 10 dB.

- Células de Entrada/Saída do Tipo 2 e Tipo 2a

Neste caso, os recursos de condicionamento de sinais de entrada e saída são descritos pela Figura 42.

Bypass I/O	Differential Input Differential Output
Digital Input	Single Ended Input (two per IO Cell)
Digital Output	Single Ended Output (two per IO Cell) Chip Clock Comparator RAM Transfer Done
Analog Input	Low Offset Chopper Amplifier (type 2a IO cell only)
VMR Output	Internal signal reference (1.5 V) presented on both pins.

Figura 42: Características das células de E/S do Tipo 2 e Tipo 2a

A saída digital destas células podem ser configuradas para refletir: qualquer um dos seis *clocks* internos, um comparador, a saída ADC-SAR ou um sinal que indica a realização da transferência da memória compartilhada (*Shadow SRAM*) para a memória de configuração (*Configuration SRAM*). A polaridade destes sinais de saída é programável.

A amplificador do tipo *chopper* para os casos de entrada analógica possuem um ganho programável na faixa de 0 até 60 dB em passos de 10 dB.

- Gerador de Sinal de *Clock*

Todo o processamento do sinal de *clock* dentro do dispositivo é derivado de sinal analógico mestre de *clock* ligado ao pino ACLCK. O sinal ACLK é dividido em dois sistemas base de *clock* (SYS1 e SYS2), podendo ser o fator de divisão entre 1 até 510. Estes dois *clocks* são subdivididos em seis domínios adicionais: do CLOCK0 até CLOCK5. Cada um deles pode ser usar como base tanto SYS1 como SYS2, e também emprega o fator de divisão de 1 a 150. Os CLOCK5 e CLOCK6 tem um atraso de fase arbitrário configurado que pode variar de 0° a 360° [18].

Com a existência de dois *clocks* de base é possível a criação de dois circuitos independentes de processamento de sinal analógico em um único dispositivo (Figura 43).

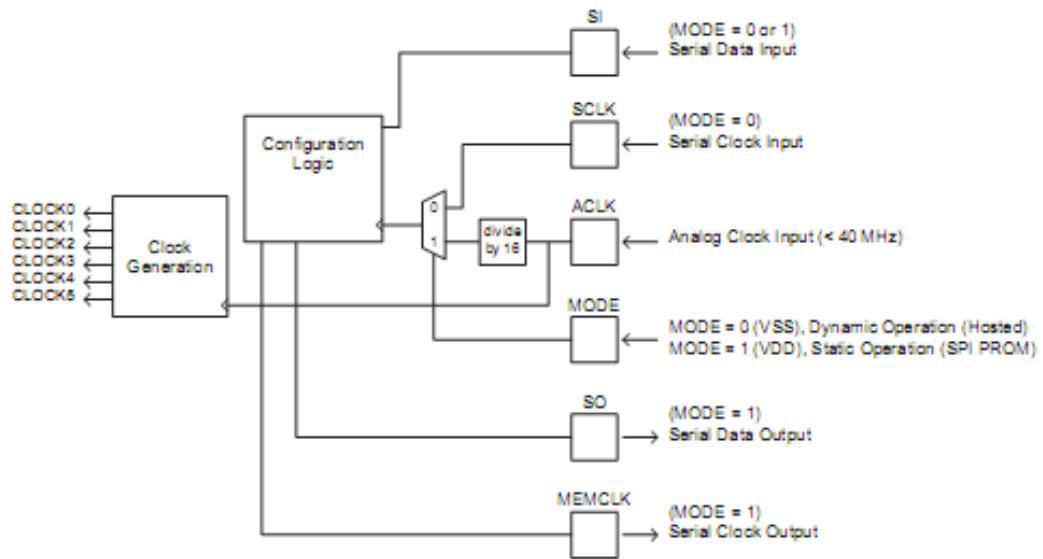


Figura 43: Sistema de geração de *clock* dos FPAAs da terceira geração.

3.3.4 INTERFACES DE DESENVOLVIMENTO

O projeto de circuitos para todos os dispositivos da *Anadigm* é realizado utilizando o *AnadigmDesigner2*. Este software apresenta um ambiente de *design* gráfico dos circuitos que serão programados no circuito integrado no qual os blocos base de processamento de sinais analógicos (CAMs) são colocados no local de trabalho (*drag-and-drop*) e conectados ente si como mostra a Figura 44. Os blocos de construção incluem, por exemplo: ganhos, filtros, somadores, multiplicadores, retificadores, etc. O software também possui: gerador de sinais, osciloscópio e simulador de tempo discreto incorporados e a capacidade de importar e exportar dados de outros programas de simulação [19].

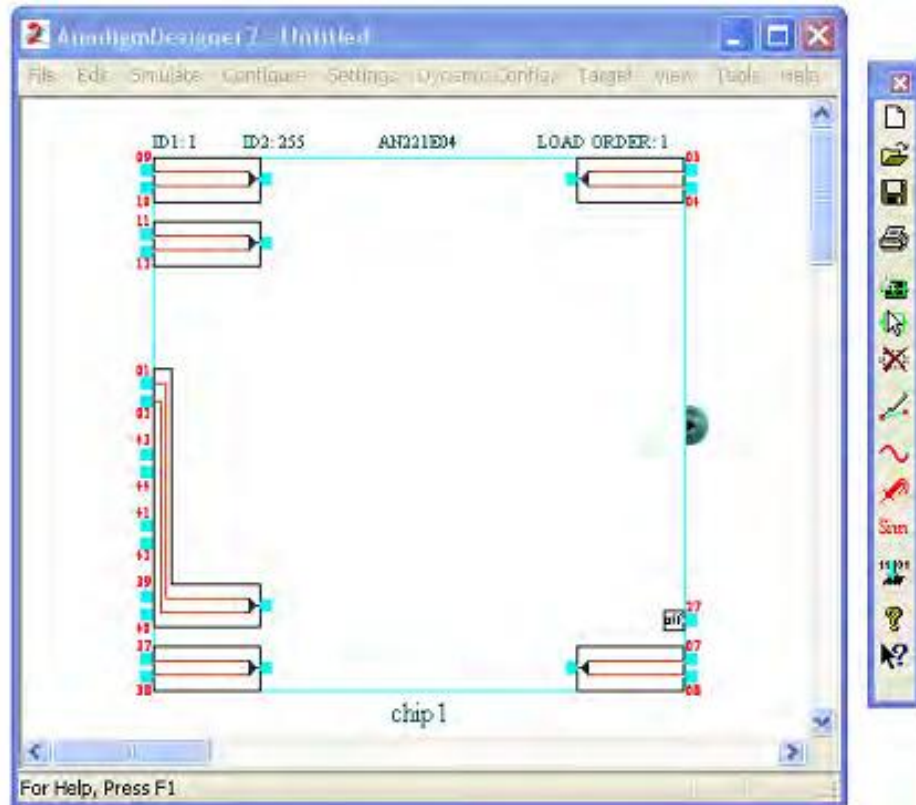


Figura 44: Visão geral do ambiente de trabalho do software *AnadigmDesigner2*.

Os parâmetros específicos de cada bloco utilizado (ganho ou frequência de corte, por exemplo) são definidos pelo usuário. *AnadigmDesigner2* gera um arquivo de dados de configuração, que podem ser usados para programar, por exemplo, uma SPI PROM ou compilados por microprocessador *host*.

AnadigmDesigner2 também gera códigos de fonte em C, que podem ser processados por um microprocessador de *host*, permitindo a geração de novos dados de configuração e a subsequente reconfiguração dinâmica (*on-the-fly*), ou seja, é possível controlar e ajustar funções analógicas em tempo real através do software [19]

- CAMs (*Configurable Analog Modules*)

Os CAMs são os componentes fundamentais do software no qual o *AnadigmDesigner2* se baseia. Eles são os blocos de construção de circuitos abstraídos a um nível funcional que eliminam a necessidade de preocupação com os detalhes de implementação dos projetos.

Cada CAM pode ser totalmente ajustável pelo usuário através de sua interface própria, sob um erro de precisão por volta de 0,1%, e podem ser customizados de acordo com as necessidades do usuário. Eles possuem, também, uma documentação explicativa de ajuda.

Todos estes componentes são constituídos essencialmente por amplificadores operacionais, portanto cada um deles ocupa um número determinado de recursos do dispositivo, e através de uma janela demonstrativa é possível fazer a monitoração desse consumo, Figura 45.

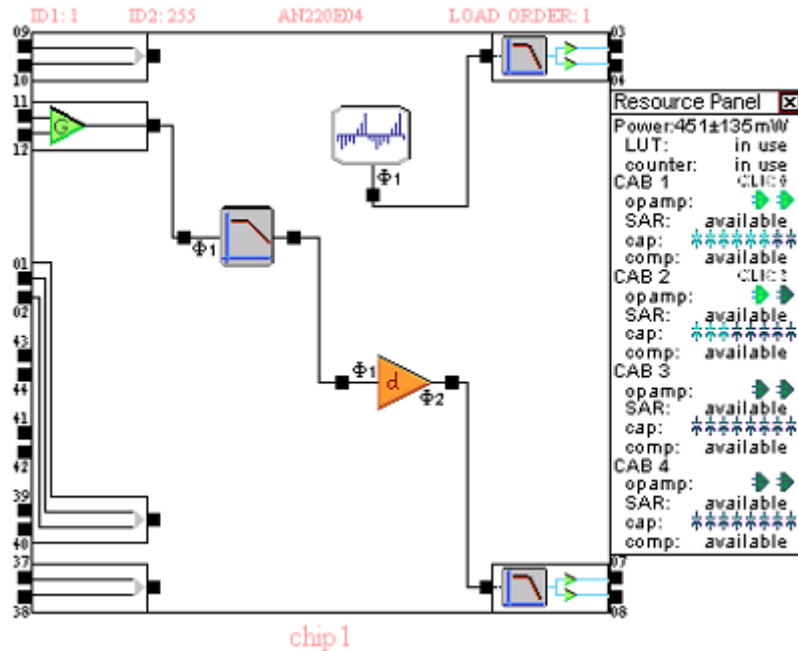


Figura 45: Interface com alguns CABs e sua ocupação de recursos ao lado direito.

As grandes vantagens desse método de desenvolvimento é a sua rapidez e facilidade na implementação, modificação e nos testes dos sistemas, não precisando, necessariamente, de um alto conhecimento técnico para o projeto de circuitos, mesmo para os que apresentam um maior grau de complexidade.

Além desta interface de configuração do circuito utilizando com os blocos analógicos disponíveis na biblioteca, a *Anadigm* fornece duas outras ferramentas de criação de componentes personalizados, a partir dos dados de projeto fornecidos pelo usuário. A primeira é o *AnadigmFilter* (Figura 46). O software possibilita a criação de filtros de ordens superiores de forma automatizada, apenas pela escolha dos parâmetros do projeto.

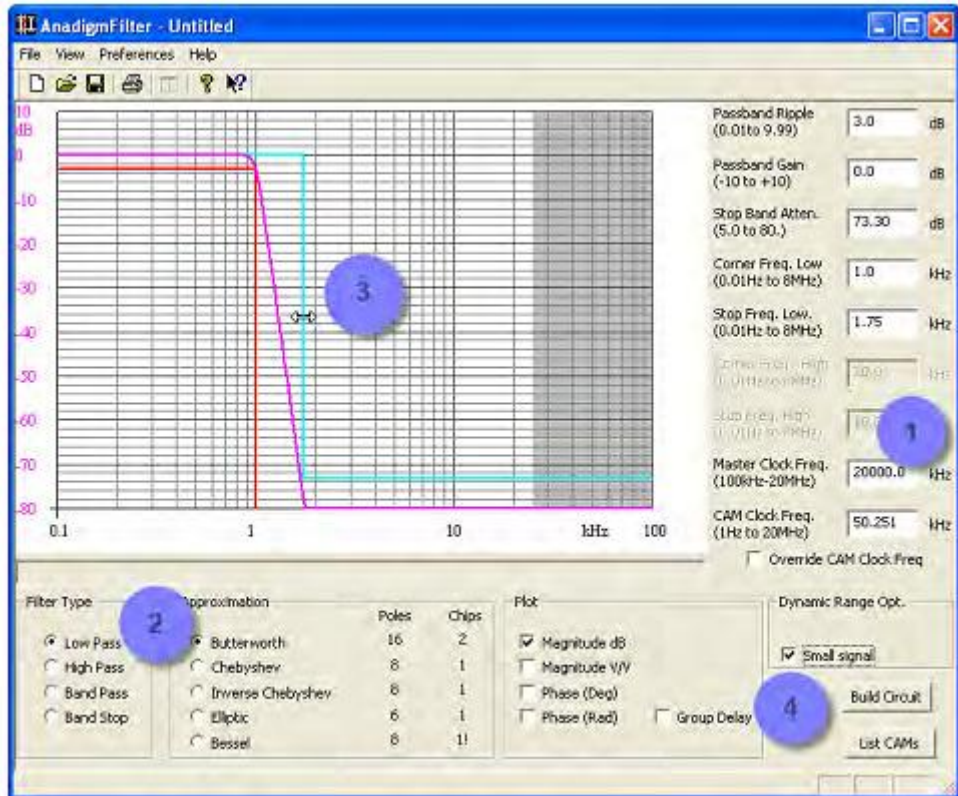


Figura 46: Ambiente de desenvolvimento do AnadigmFilter.

O procedimento de construção é bem direto e simples, praticamente em quatro passos. Primeiro define-se a frequência do *clock* mestre ,depois é feita a escolha do tipo do filtro (passa-baixa, passa alta,etc.), posteriormente, de forma gráfica, são ajustados os limites das características do filtro (faixa de frequência, ganho, atenuação, etc.) e, por fim, cria-se o filtro personalizado que será diretamente transferido para o *AnadigmDesigner*. Também tem a possibilidade de escolha do método de aproximação: Butterworth, Bessel, Chebyshev, etc [19].

A outra ferramenta de construção é o *AnadigmPID*, que com igual facilidade, cria circuitos controladores de malha fechada (Figura 47). Utilizando os blocos: proporcional, (P), integrador, (I), e derivativo, (D), o programa permite a construção das topologias de controladores P, PI, PD ou PID, que, também, são transferidos de forma automática para o *AnadigmSoftwar2* e ou opcionalmente para plataforma de hardware.

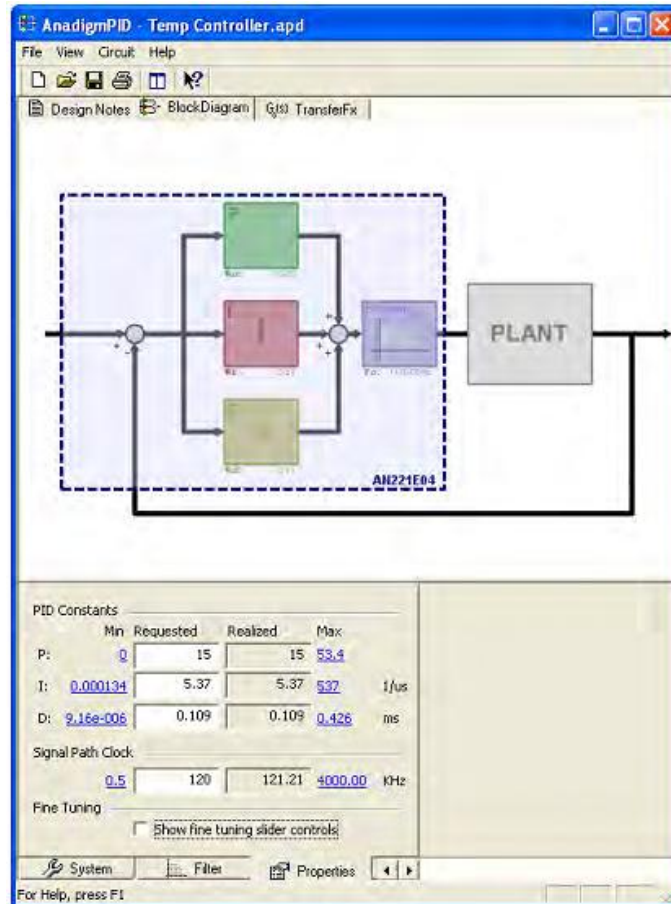


Figura 47: Ambiente de desenvolvimento do *AnadigmPID*.

3.3.5 INTERFACES DE CONFIGURAÇÃO

O *Anadigm Boot Kernel* (ABK) é um ambiente de trabalho, que contém programas necessários e os devidos protocolos de comunicação, projetado para permitir que o aplicativo *AnadigmDesigner2*, ou qualquer outro ambiente de desenvolvimento, programe e controle o FPAA da *Anadigm*, como ilustra a Figura 48.

O ABK realiza a interface entre o PC e o FPAA, e é disponibilizado como um conjunto de códigos fontes na linguagem de programação C. Estes códigos podem ser adaptados de acordo com as necessidades do projeto, como, também, permite a inclusão de recursos adicionais e a remoção de funcionalidades do ABK, dependendo da capacidade do ambiente de trabalho. O código fonte do ABK pode também ser usado como base para criação de softwares embarcados, mas é importante ressaltar que o ABK em si não é necessário para um sistema embutido.

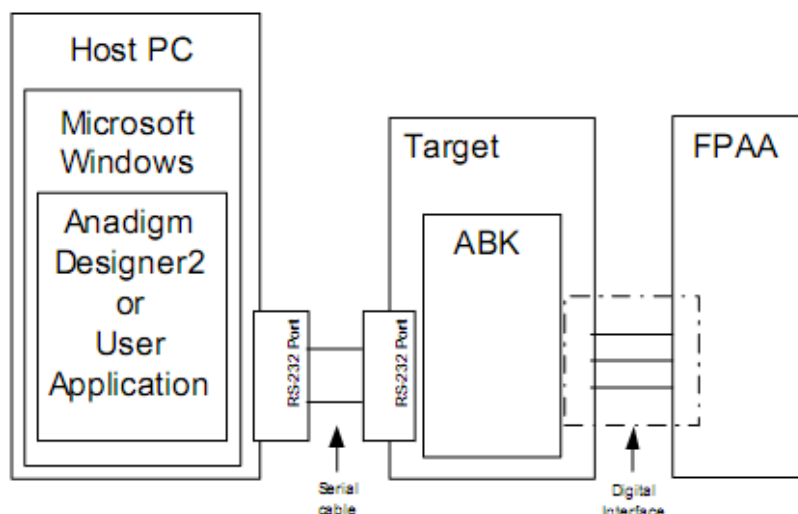


Figura 48: Ambiente ABK de interface

A ideia principal de sua criação não foi para ser o programa principal de controle do FPAA, mas sim como um meio rápido para prototipagem de projetos de hardware antes de desenvolver uma aplicação real.

O ABK define um conjunto de capacidades necessárias para permitir a comunicação do PC e o FPAA. Algumas destas características são: configuração e reconfiguração de um ou mais FPAA, leitura dos canais de destino do ADC e das portas do SPI, relatórios operacionais e status de programação, etc.

3.3.6 KITS DE DESENVOLVIMENTO

O kit de desenvolvimento da *Anadigm* é uma placa que fornece um mecanismo simples para a prototipagem, avaliação, depuração e testes dos projetos de circuitos.

A empresa disponibiliza duas versões do kit, um para a família de dispositivos da segunda geração, AN231K04-DVLP3, e outro para os da terceira geração, AN231K04-DVLP3.

Ambas as placas apresentam as seguintes características gerais: Interface serial, pelo protocolo SPI, permitindo a conectividade *plug-and-play* através de um cabo serial, que está incluso no kit; ampla área de montagem, *breadboard*, em volta do dispositivo FPAA para construção de circuitos de interface; módulo de oscilação *on-board* na frequência de 16MHz; EEPROM ou memória flash; capacidade de geração automática do código-C e configurar o dpASP através de microprocessador de *host*; capacidade de separação, elétrica e física, da seção digital; pinagem para ligação em cascata, *daisy chains*, com outras placas e o dispositivo FPAA, descrito na sigla, incluso.

A Figura 49 mostra a disposição dos componentes na placa do kit AN231K04.

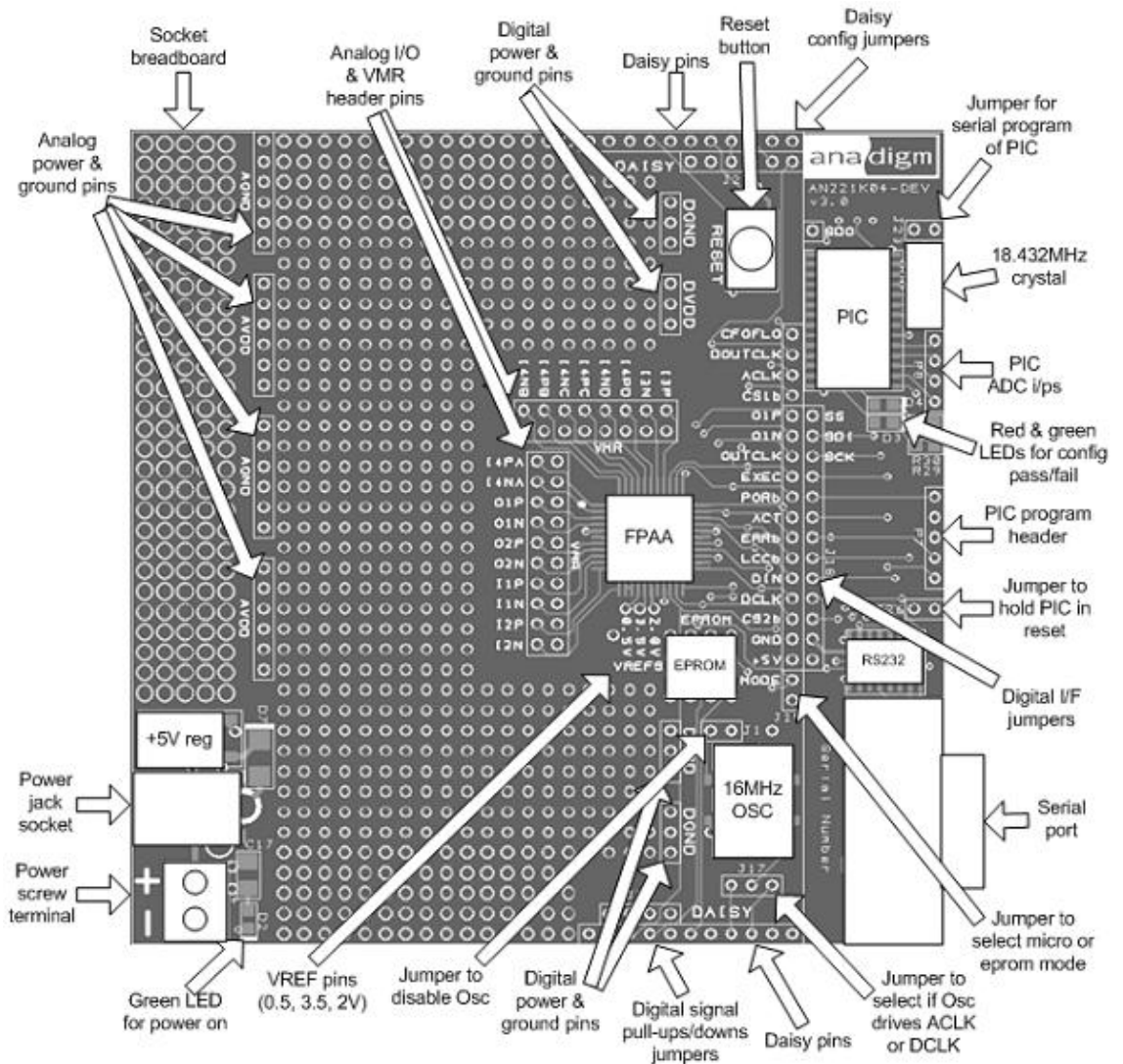


Figura 49: Esquemático da placa do kit AN231K04.

Para o kit AN231K04 a alimentação da placa pode ser realizada de duas formas: através da conexão de um transformador com tensão central entre 5,5V e 20V na entrada *jack socket*, ou por uma tensão regulada entre 5,5V e 20V na entrada *screw terminal* [20].

4. MATERIAIS E MÉTODOS

Este trabalho baseou-se na estrutura de desenvolvimento de um equipamento biomédico representado pelo diagrama da Figura 50.

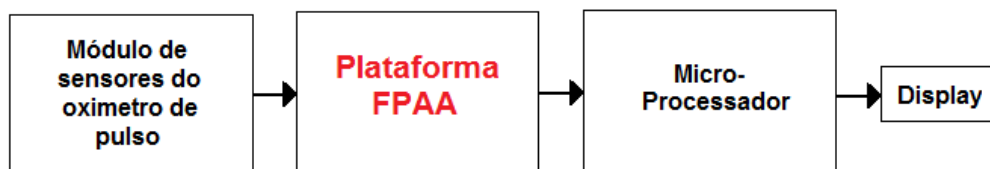


Figura 50: Diagrama geral do oxímetro de pulso proposto.

Devido ao curto tempo de elaboração do trabalho, o projeto final limitou-se na implementação e leitura do módulo de sensores e seu posterior processamento analógico na plataforma de desenvolvimento do FPAA.

Pelo fato do laboratório não possuir um módulo de sensores comercial, o qual incorpora em um único produto toda a parte de temporização, controle automático de ganho (CAG) e *driver* de acionamento dos sensores (maiores detalhes na seção 2.3), e os fotoreceptores próprios para oximetria, foram elaborados dois possíveis procedimentos para a aquisição dos sinais dos sensores e posterior condicionamento no FPAA:

- Desenvolvimento de um módulo de sensores com os componentes eletrônicos disponíveis comercialmente na região (LEDs e fotodiodos);
- Elaboração de um circuito de simulação do sinal do fotoreceptor.

Para a primeira possibilidade, o projeto de implementação foi a construção de um circuito de acionamento (*driver*) dos LEDs vermelho e infravermelho e a captação das suas emissões ópticas pelos seus respectivos fotodiodos. Para uma prévia análise da qualidade do sinal emitido pelos LEDs e recebido pelos fotodiodos foi montado um circuito de tratamento de leitura do sinal em questão (Figura 51).

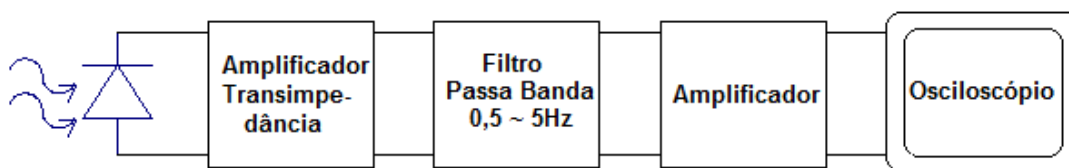


Figura 51: Diagrama do circuito de tratamento e leitura do sinal do fotodiodo.

Já para o segundo procedimento, para a realização do sistema de simulação do sinal do fotoreceptor, o projeto foi a criação de uma fonte de corrente de baixa amplitude e chaveada na mesma frequência do batimento cardíaco (em torno de 1,5Hz), já que os sinais captados são intrinsecamente síncronos com o mesmo.

Todos os circuitos empregados nas construções citadas anteriormente bem como os módulos utilizados do ambiente de desenvolvimento do FPAA, *AnadigmDesigner2*, são exibidos, comentados e analisados em partes nas seções posteriores.

4.1 FONTES DE CORRENTE

A potência óptica de emissão de luz do LED aumenta, aproximadamente, de modo linear com a intensidade de corrente que passa pelo mesmo. Desta forma, o circuito de polarização (ou *driver*) do LED deve assegurar um fornecimento de corrente constante durante a sua operação para que haja, também, uma emissão óptica constante.

4.1.1 MODELO COM AMPLIFICADOR OPERACIONAL

A Figura 52 mostra o circuito de polarização do LED empregando um amplificador operacional e uma fonte de alimentação bipolar.

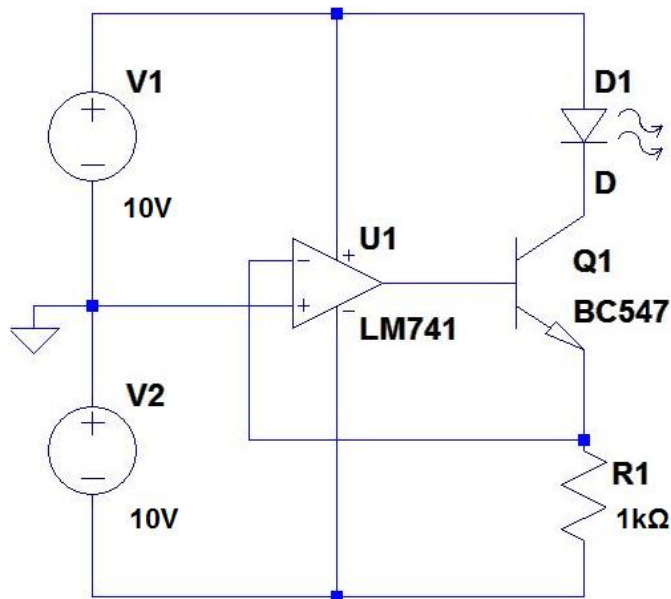


Figura 52: Circuito de polarização do LED empregando Amp. Op.

Nesta configuração, a realimentação negativa força a tensão no emissor do transistor ser igual à tensão na entrada positiva do amplificador operacional, 0V, e pela lei de Ohm a corrente em R1 é dada por $I_{R1} = 10V/1k\Omega$, resultando em 10mA. Como a corrente de emissor no transistor Q1 é aproximadamente igual à sua corrente de coletor, a corrente de polarização do LED D1 também será igual a 10mA.

4.1.2 MODELO COM BJT

A Figura 53 mostra o circuito de polarização do LED baseado em transistores de junção bipolar (BJTs).

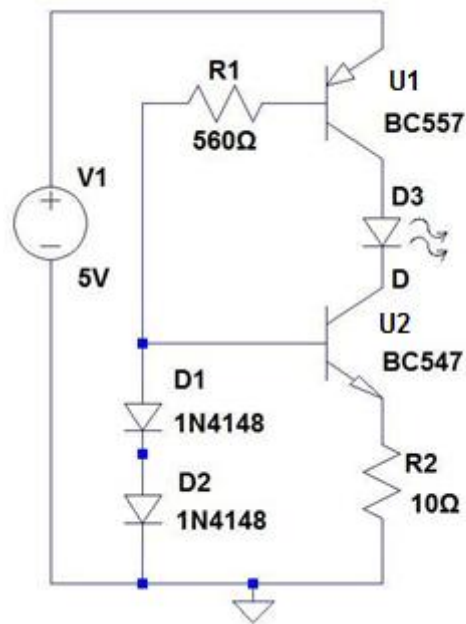


Figura 53: Circuito de polarização do LED baseado em BJT

Os dois transistores U1 e U2 são usados para controlar a corrente no circuito, já os diodos D1 e D2 controlam a tensão na base do transistor U2, fixando-a em aproximadamente 1,4V, desta forma, sendo aproximadamente 0,7V a tensão entre base-emissor do transistor U2, a corrente sobre o resistor R2 de valor 10Ω será de aproximadamente 70mA. Como a corrente de emissor é aproximadamente igual à corrente do coletor, então a corrente através do LED D3 também será aproximadamente 70mA.

4.1.3 MODELO CHAVEADO COM BJT

Para gerar uma fonte de corrente pulsada em uma frequência desejada, utilizou-se um transistor BJT para o chaveamento do circuito da fonte de corrente da Figura 53. O resultado é mostrado na Figura 54.

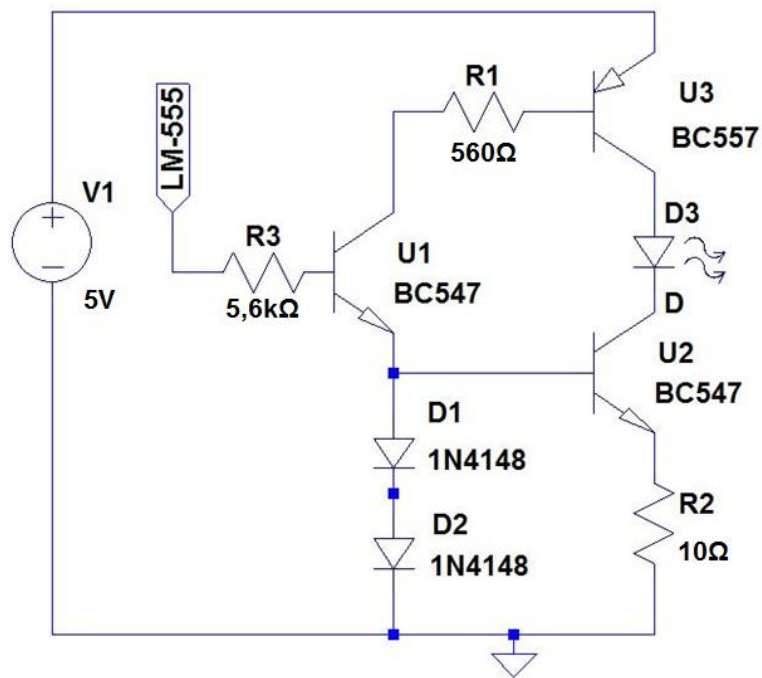


Figura 54: Fonte de corrente com BJT chaveada

Com o emprego de um circuito temporizador acionando a base de um transistor, a corrente que atravessa o diodo D3 flui somente quando um pulso positivo é enviado pelo *timer*, e a mesma é cessada quando um nível baixo é enviado pelo temporizador. Desta forma obtém-se um circuito gerador de pulso de corrente na frequência imposta pelo circuito temporizador.

4.2 TEMPORIZADOR

Em aplicações nas quais a precisão de tempo não é de suma importância, um bom circuito de temporização pode ser construído empregando um circuito integrado *timer* 555.

A figura 55 mostra o esquema de ligação do LM-555 em modo de operação astável, no qual trabalha como um oscilador, produzindo um pulso toda vez que acionado seu *trigger*.

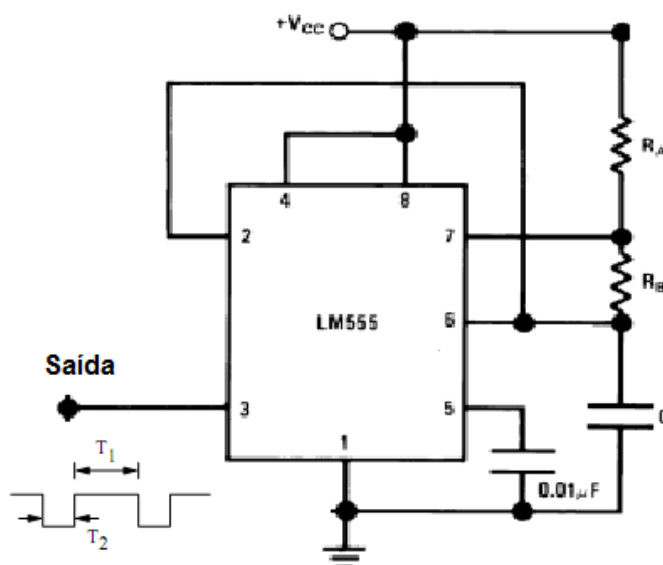


Figura 55: LM-555 no modo astável

A temporização dos níveis em alto e baixo do sinal de saída é expressa pela Eq. 26.

$$\begin{aligned} T1 &= 0,7 \times (R_A + R_B) \times C \\ T2 &= 0,7 \times R_B \times C \end{aligned} \quad \text{Eq. 26}$$

Desta forma, a frequência do sinal será dada por:

$$f = \frac{1,4}{0,7 \times (R_A + 2 \times R_B) \times C} \quad \text{Eq. 27}$$

4.3 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA

Fotodiodos são os detectores ópticos mais simples disponíveis. Trata-se de fotodetectores capazes de converter intensidade de luz em corrente. Eles são similares aos diodos semicondutores comuns exceto pelo fato que podem ser expostos ou embalados com uma janela ou conexão de fibra óptica para permitir que a luz alcance a parte sensível do dispositivo, dessa forma a junção PN do dispositivo opera como um conversor fotoelétrico.

O modo de operação mais comum do fotodiodo é o fotocondutivo. Neste modo, o dispositivo é polarizado reversamente, o que reduz drasticamente o seu tempo de resposta à custa de um expressivo aumento do ruído eletrônico. Isto aumenta a largura da camada de depleção, o que diminui a capacitância da junção, resultando em tempos de resposta mais rápidos.

Quando um fóton com energia suficiente atinge o diodo, ele excita um elétron, e se esta energia for grande o bastante para superar a energia de *gap* da junção, o elétron “salta” para a banda de condução, criando assim um par elétron-lacuna livre. Se a absorção da luz ocorre na camada de depleção, estes portadores são acelerados pelo campo interno desta região. Assim, as lacunas movem-se em direção ao anodo (região P) e o elétron para o catodo (região N), criando, desta forma, uma fotocorrente.

Outro modelo variante de fotoreceptores são os fototransistores, que consistem em fotodiodos com um ganho interno. Essencialmente são transistores bipolares envolvidos em um invólucro transparente de forma que a luz possa atingir a sua junção base-coletor, os elétrons que são gerados pela incidência dos fótons nesta junção são injetados na base, e esta corrente gerada é amplificada pelo ganho de corrente do transistor (h_{FE}).

Para efeitos de amplificação do sinal, esta fotocorrente deve ser transformada em tensão com impedância de saída moderada. O circuito da Figura 56 mostra a configuração de um amplificador operacional no modo conversor corrente-tensão (amplificador de transimpedância).

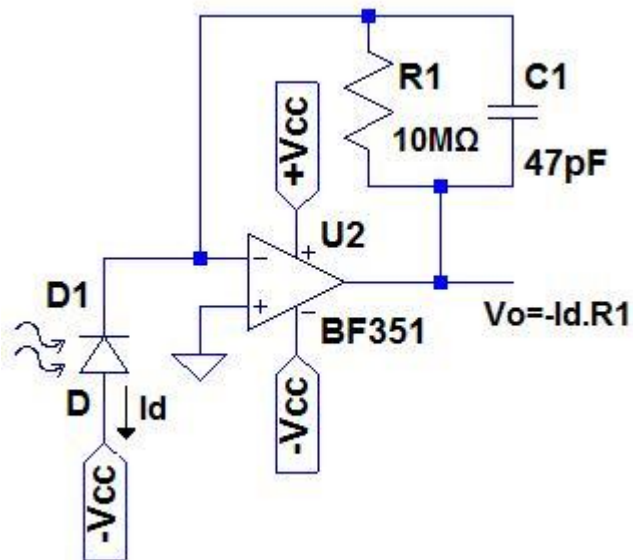


Figura 56: Amplificador de transimpedância

Devido a alta resistência da junção PN do fotodiodo no modo de polarização inversa, o amplificador operacional deve ser do tipo FET, o qual apresenta uma alta resistência de entrada. Como a entrada negativa do ampop atua como terra virtual, a tensão de saída do circuito é dada pela Eq. 28.

$$V_o = -I_D \times R1$$

Eq. 28

4.4 FILTRO

O propósito geral do filtro é manter as componentes de frequência que se deseja processar e eliminar todas as outras componentes que não se encontram na faixa de interesse (para mais detalhes consultar a seção 2.3).

A Figura 57 mostra o circuito de um filtro passa banda na faixa de 0,5 a 5Hz, realizado com amplificadores operacionais, igualmente como sugere o diagrama de blocos da Figura 8.

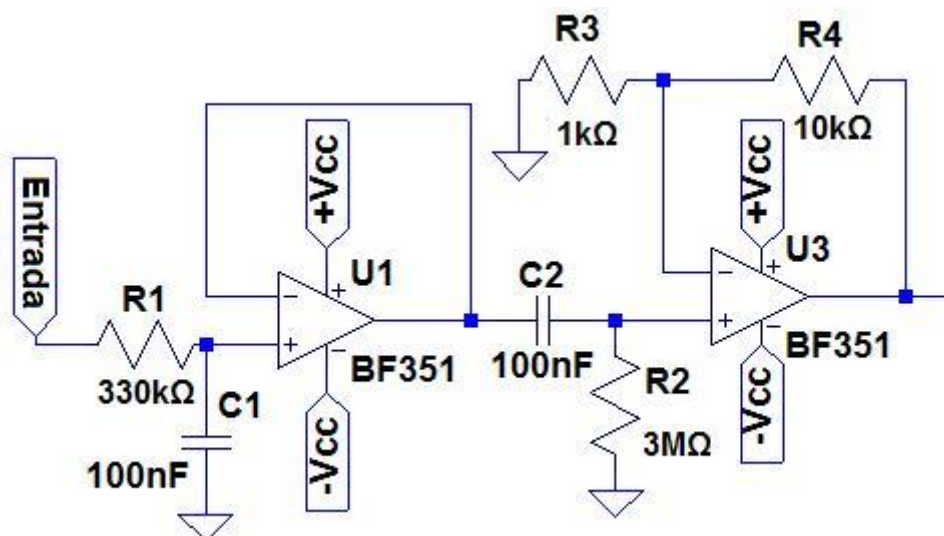


Figura 57: Filtro Passa Banda de 0,5 a 5Hz

A frequência superior de corte, aproximadamente 5Hz, é realizada através da combinação do resistor R1 de 330kΩ e o capacitor C1 de 100nF, já a frequência inferior de corte, aproximadamente 0,5Hz, é adquirida pela combinação do resistor R2, de 3MΩ, e pelo capacitor C2, de 100nF. A combinação dos resistores R3 e R4, na entrada inversora, age como um estágio de pré-amplificação, com cerca de 11 vezes o sinal de entrada.

O estágio de filtragem se torna essencial devido ao fato dos sinais de interesse serem intrinsecamente síncronos com o batimento cardíaco, e desta forma, são sempre inferiores a dezenas de Hertz.

4.5 AMPLIFICADOR

O estágio de amplificação do sinal tem a finalidade de prover um ganho suficiente para manter a amplitude do sinal o mais próximo possível da tensão de alimentação do circuito (Vcc) e melhorar a relação sinal ruído do sistema para que posteriormente sejam processados de forma adequada pelo microprocessador.

A Figura 58 mostra o esquema de ligação de um amplificador operacional no modo de amplificação não inversor.

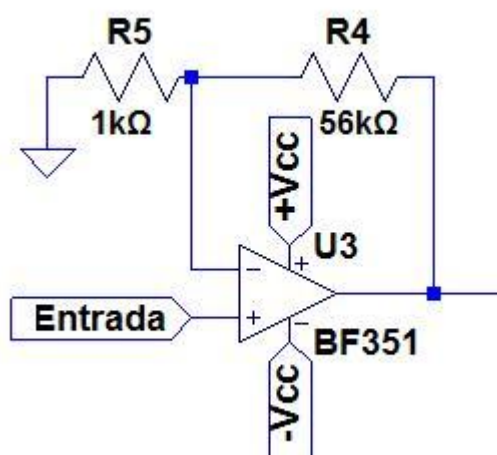


Figura 58: Amplificador na configuração não-inversor.

A combinação dos resistores R4 e R5 fornece um ganho de aproximadamente 57 vezes de amplificação do sinal de entrada.

4.6 MÓDULOS DO FPAA

O FPAA apresenta uma grande versatilidade quando se trata de condicionamento de sinais de sensores, possuindo tanto ferramentas de alimentação como de processamento de sinais analógicos. A Figura 59 apresenta uma esquemático geral do que é disponibilizado pelo dispositivo.

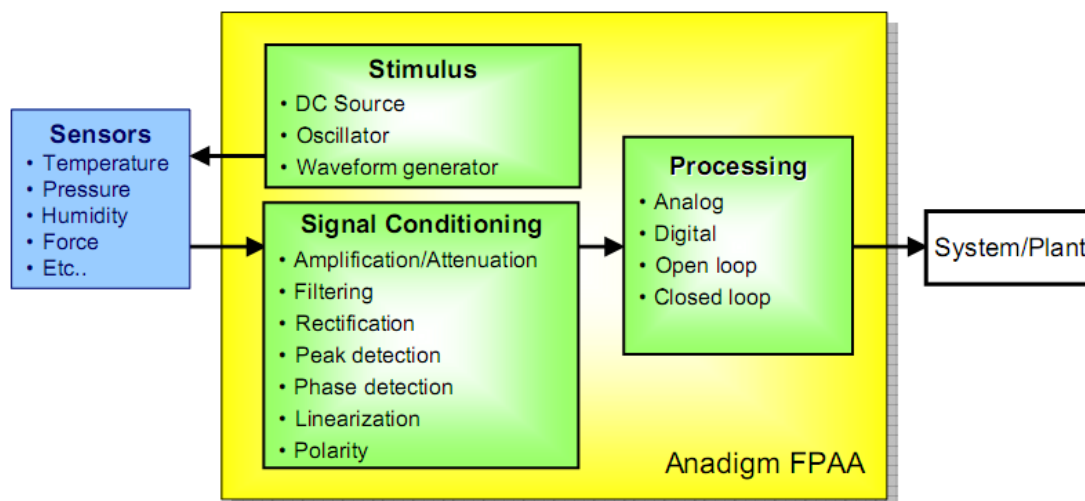


Figura 59: Esquema geral de processamento de sinais de sensores pelo FPAA.

Na plataforma do software existem duas famílias de filtro que se classificam quanto ao número de pólos presentes:

1. FilterBilinear:

São filtros de pólo único, nas configurações: passa-baixa, passa-alta, passa-tudo e pólo e zero. Neste último é possível programar a frequência individual do pólo e do zero da função de transferência.

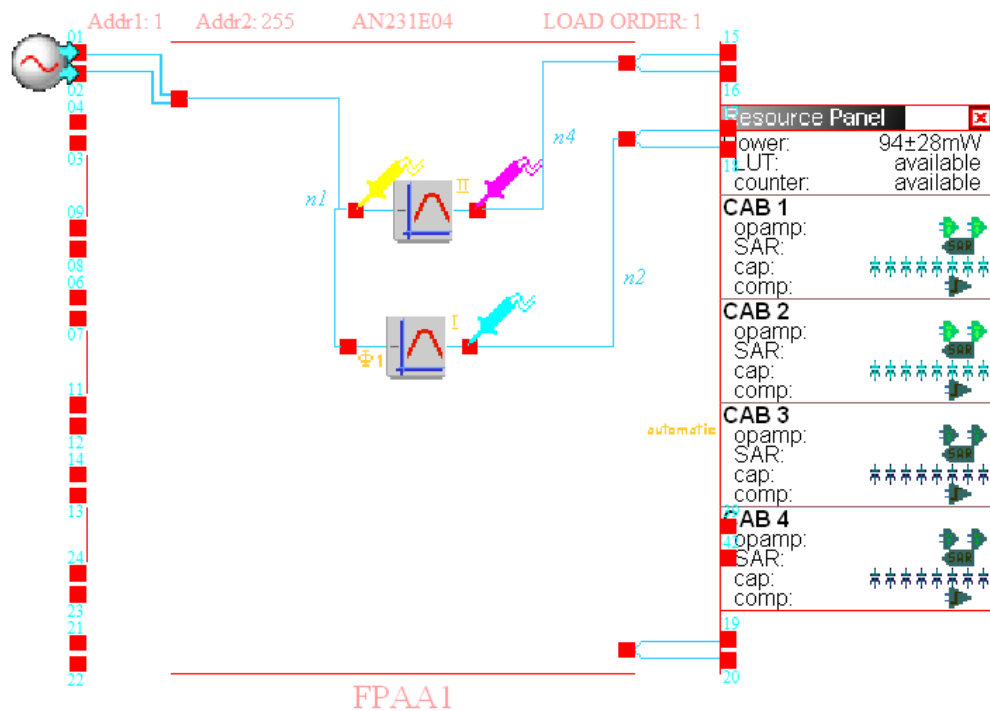
2. FilterBiquad:

São filtros de dois pólos, presentes nas configurações: passa-baixa, passa-alta, passa-banda, rejeita-banda e pólo e zero. Nestes circuitos é possível escolher o tipo de topologia adotado, Tipo 1, Tipo 2 ou escolha automática, já que são formados pela junção de dois circuitos de filtros base.

3. FilterLowFreqBilinear:

É uma segunda versão da família FilterBiquad, com a vantagem de se utilizar um capacitor externo para diminuir de forma significativa a frequência de corte do filtro. É disponível somente na configuração passa-baixa.

Na Figura 60 mostra uma simulação de filtragem de um sinal senoidal no ambiente de trabalho do software *AnadigmDesigner2*. Foram implementados dois filtros passa faixa de diferentes fatores de qualidade. Utilizou-se uma fonte senoidal na frequência de 120 kHz, ambos os filtros possuíam uma frequência de corte de 100 kHz, com um fator de qualidade de valor 30 para o filtro com curva na cor roxo e 5 para o filtro de curva na cor preto.



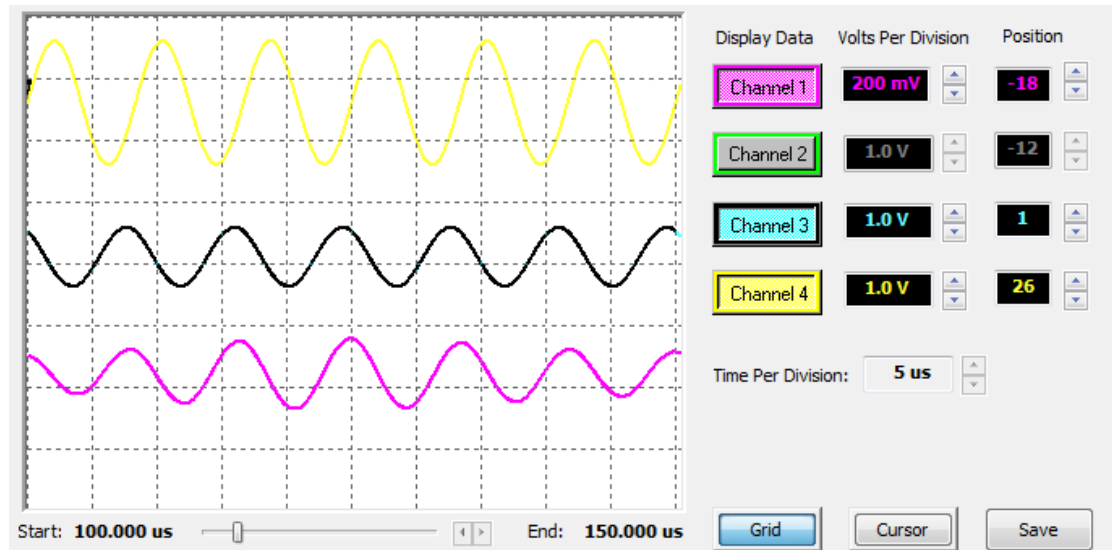


Figura 60: Análise do fator de qualidade nos filtros passa-banda, $Q=30$ (roxo) e $Q=5$ (preto)

Como esperado, o filtro com o maior fator de qualidade apresentou uma atenuação bem mais forte, por volta de 19 dB, enquanto o de menor fator atingiu 6,5dB. Porém verificou-se que com o incremento do fator de qualidade, mais distorcido se apresentava o sinal de saída.

Além de toda a parte de filtragem de sinais analógicos, o *AnadigmDesigner2* também dispõe de uma grande variedade de componentes para o condicionamento e processamento de sinais analógicos. Para o diagrama proposto anteriormente, é possível utilizar das seguintes ferramentas:

1. Amplificador de transimpedância:

Este CAM é orientado para interfaces com fotodiodos. Ele converte uma entrada de sinal de corrente em uma saída de tensão, para sua programação é necessário fornecer a relação de conversão.

2. *Sample-and-Hold*:

Para sua configuração é necessário fornecer a fase do *clock* na qual ele irá coletar o dado, e gasta um período de *clock* para seu processamento.

3. Ganho Inversor:

Fornece um estágio de ganho inversor. A entrada é multiplicada pelo valor programado de ganho.

4. Conversor AD:

Este CAM gera um conversor analógico-digital de 8 bits utilizando o circuito registrador de aproximação sucessiva (SAR)

5. RESULTADOS

5.1 DESENVOLVIMENTO DO MÓDULO DE SENSORES

O primeiro procedimento do trabalho foi a montagem de um circuito de acionamento do LED vermelho através da fonte de corrente descrita na seção 4.1.1, o qual fornece uma corrente de 10mA.

O grampo de dedo no qual o LED e o fotodiodo foram acoplados é mostrado na Figura 61. Trata-se de tubo de PVC revestido com fita isolante com os dois dispositivos ópticos acoplados através de um furo em sua extremidade.



Figura 61: Grampo de dedo para acoplamento dos componentes ópticos

Para o circuito proposto foi utilizado um LED vermelho modelo comercial de alto brilho e seu fotodiodo receptor respectivo.

Para a medição do sinal enviado pelo LED vermelho e recebido pelo fotodiodo após a passagem pelo dedo humano, utilizou-se o circuito amplificador de transimpedância descrito na seção 4.3, verificando o formato de onda em seu terminal de saída através de um osciloscópio.

Não foi detectada nenhuma forma de onda pelo aparelho, a não ser por um sinal bastante ruidoso e de inexpressiva amplitude. A medição também se manteve invariante à introdução do dedo entre o emissor e receptor.

A segunda tentativa foi pela substituição da fonte de corrente de polarização do LED, desta vez utilizou-se o circuito apresentado na seção 4.1.2, o qual possui um fornecimento de corrente em torno de 70mA. Novamente o sistema não apresentou nenhuma resposta razoável em sua saída, comportando-se de forma semelhante ao primeiro teste. Então optou-se pela substituição dos componentes ópticos do circuito. Ainda utilizando a fonte de corrente da seção 4.1.2, refez-se o teste com o LED infravermelho (PHIV590) e seu respectivo fototransistor receptor (PHFT580). Da mesma forma o sinal de saída permaneceu impraticável, sem nenhuma reação a inserção do dedo entre emissor e receptor.

Como uma terceira análise e para realizar uma verificação mais apurada do sinal em questão, realizou-se a montagem do esquema descrito pela Figura 51. Desta forma, acoplaram-se os circuitos das seções 4.4 e 4.5 ao amplificador de transimpedância, resultando no sistema mostrado pela Figura 62.

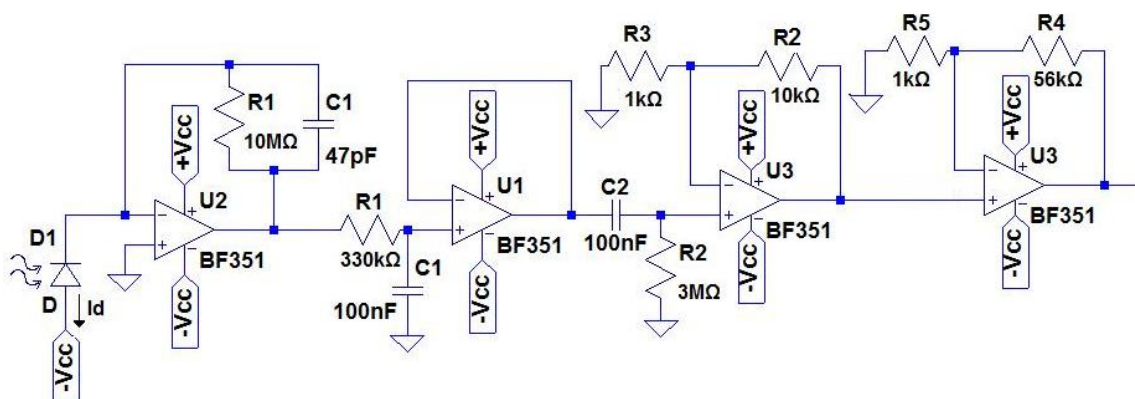


Figura 62: Circuito de tratamento do sinal captado pelo fotodiodo

Da mesma forma, tanto para a implementação com o LED vermelho quanto com o infravermelho, o sinal de saída do sistema lido pelo osciloscópio se manteve impróprio para o processamento, não apresentando nenhum sinal significativo para leitura.

5.2 SIMULAÇÃO DO SINAL DO FOTORECEPTOR

Diante dos resultados negativos dos testes da seção anterior, partiu-se para o procedimento de realização de um sistema de simulação do sinal de um fotodiodo, discutido no início da seção 4. Para isto implementou-se o circuito descrito na seção 4.1.3, e para a excitação da entrada do transistor U1, utilizou-se o *timer* da seção 4.2 configurado com os seguintes componentes:

- $R_A = 22k\Omega$, $R_B = 33k\Omega$ e $C = 10\mu F$.

Assim, pelas fórmulas das Eq.26 e Eq.27 obtém-se :

- $T_1 = 385ms$ e $T_2 = 231ms$
- $f = 1,6Hz$

Para a obtenção de um sinal de corrente de baixa amplitude, alterou-se o valor do resistor R2, responsável pelo valor de corrente fornecido pelo circuito. Assim, com estas características, obtém-se um sinal de corrente praticamente próximo a de um sinal de um fotodiodo de oximetria, como mostra a Figura 5.

A Figura 63 mostra a montagem do circuito no *Protoboard* do laboratório.

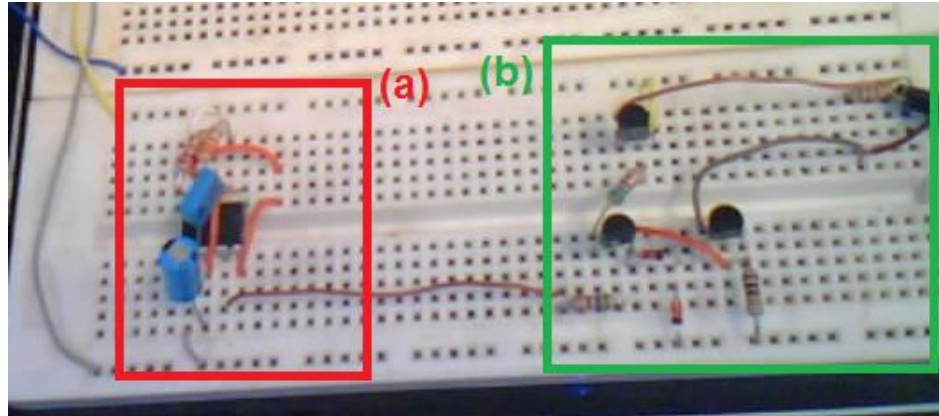


Figura 63: Fonte de corrente chaveada no *Protoboard* (a) timer (b) fonte de corrente

Por efeito de análise, substitui-se LED por um resistor de $1\text{k}\Omega$ e mediu-se a sua forma de onda bem como a amplitude e frequência do sinal (Figura 64).



Figura 64: Montagem da fonte de corrente chaveada no *Protoboard*.

Verificou-se que o sistema fornece uma corrente pulsante na frequência esperada ($\sim 1,4\text{Hz}$). E, pela lei de Ohm, a corrente nos instantes em que existe corrente fluindo pelo circuito é aproximadamente igual a $I = 1,63\text{V}/1\text{ k}\Omega = 1,6\text{mA}$.

5.3 PROCESSAMENTO NO FPAA

Baseado no esquema da seção 4.1.3, montou-se o circuito da Figura 64 utilizado para alimentar a entrada do FPAA.

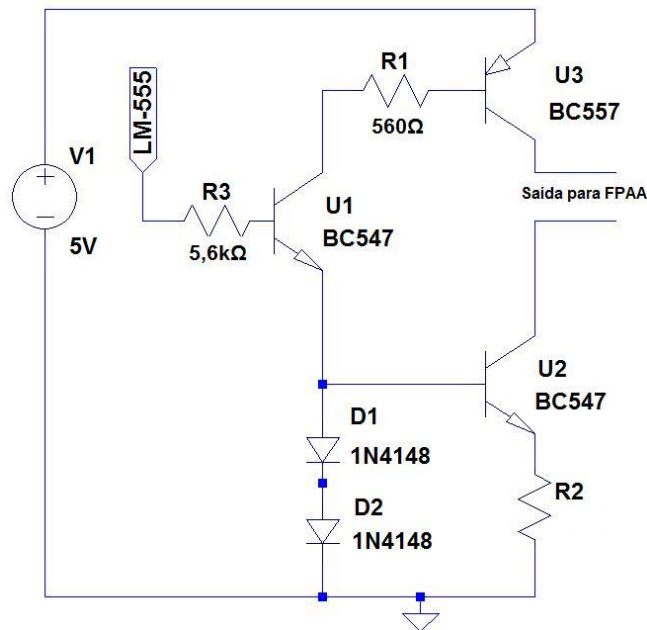


Figura 65: Circuito de fornecimento de sinal ao FPAA.

A Figura 66 mostra a ligação do circuito simulador de sinais no *Protoboard* com o kit de desenvolvimento do FPAA.

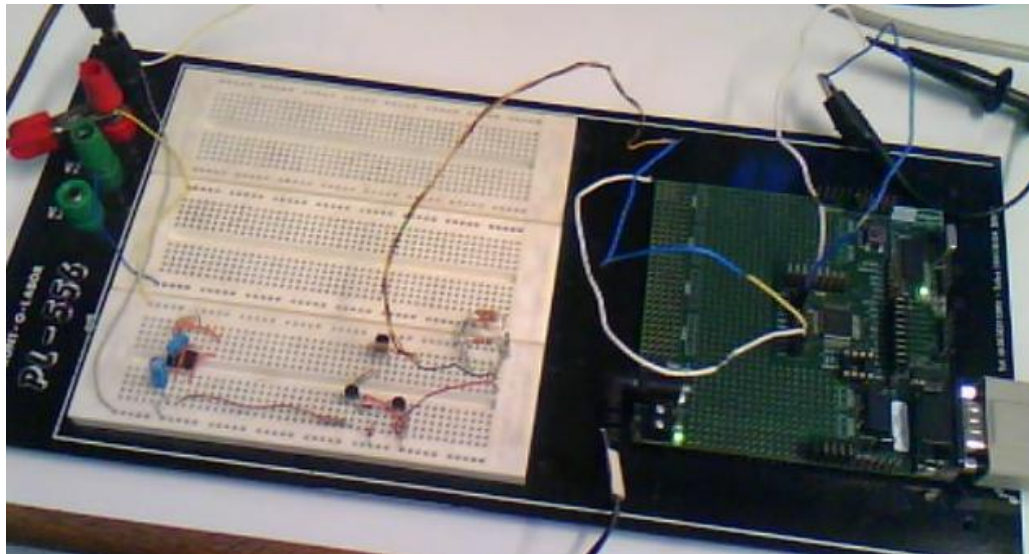


Figura 66: Circuito de simulação do sinal ligado com o kit de desenvolvimento doFPAA

A fim de avaliar a resposta do FPAA para diferentes amplitudes de sinais, foram realizados testes para três valores de resistência R2: 100kΩ, 330kΩ e 1MΩ. Para efeito de referência, mediu-se a corrente do circuito, antes da acoplagem com o FPAA, com um amperímetro digital para as resistências de 100kΩ e 330kΩ (para 1MΩ a escala do aparelho não permitiu a medição), obtendo, respectivamente: 20μA e 6,3μA.

Para R2= 100kΩ realizou-se os seguintes testes após a programação do chip do FPAA com os módulos disponíveis no software de desenvolvimento:

1. Amplificador de transimpedância com ganho no valor mínimo (0,0102);
2. Amplificador de transimpedância com ganho no valor máximo (1,3);

3. Amplificador de transimpedância com ganho no valor máximo mais um filtro passa baixa não inversor (FilterBilinear) com frequência de corte em 2,2kHz;
4. Amplificador de transimpedância com ganho no valor máximo mais um ganho não inversor de valor 10;
5. Amplificador de transimpedância com ganho no valor máximo, mais um ganho não inversor de valor 10, mais um filtro passa baixa não inversor (FilterBilinear) com frequência de corte em 2,2kHz;
6. Amplificador de transimpedância com ganho no valor máximo, mais um ganho não inversor de valor 10, mais um filtro passa baixa não inversor (FilterBilinear) com frequência de corte em 2,2kHz, mais um somador para retirada de *offset* referenciado em 3V (Figura 67).

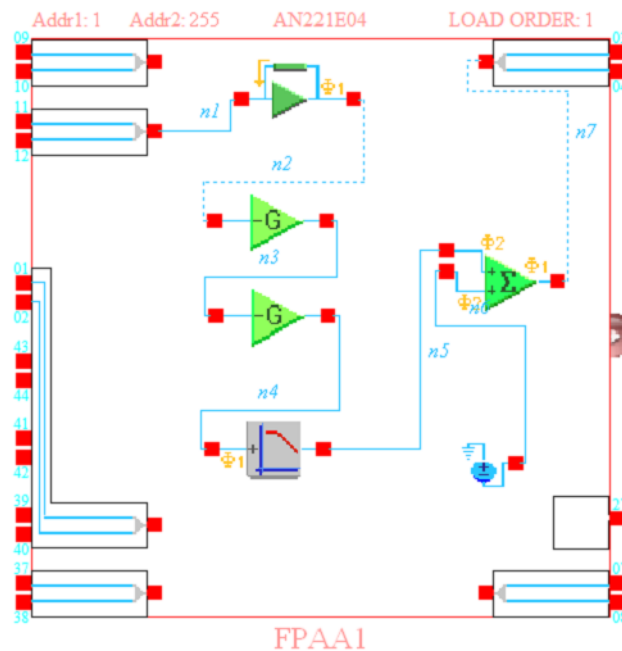


Figura 67: Configuração do teste 6 na plataforma do software *AnadigmDesigner2*

O resultado de cada teste com $R_2=100\text{k}\Omega$ é mostrado na forma sequencial pelas figuras seguintes (da Figura 68 à Figura 73).



Figura 68: Sinal de saída para o teste 1, com $R_2=100\text{ k}\Omega$



Figura 69: Sinal de saída para o teste 2, com $R_2=100\text{ k}\Omega$

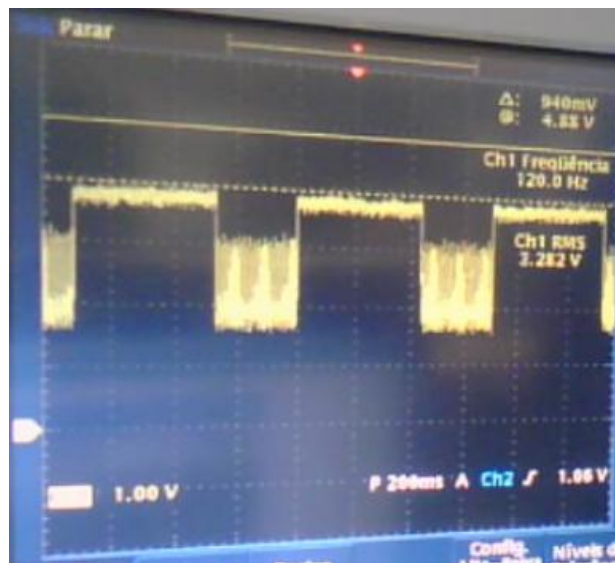


Figura 70: Sinal de saída para o teste 3, com $R_2=100\text{ k}\Omega$

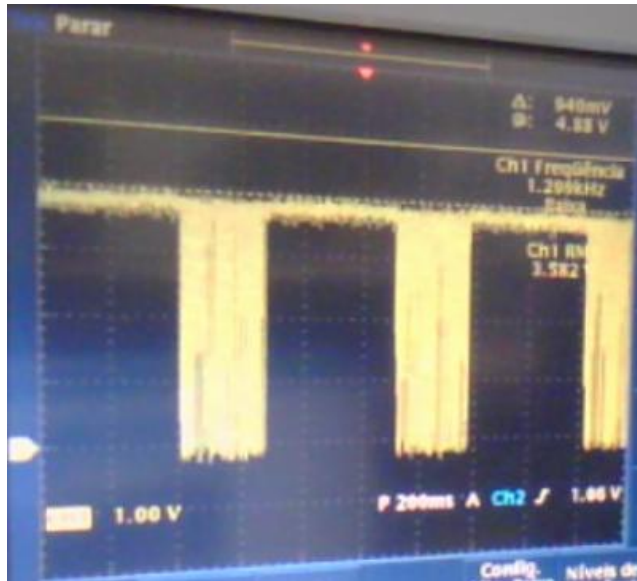


Figura 71: Sinal de saída para o teste 4, com $R_2=100\text{ k}\Omega$

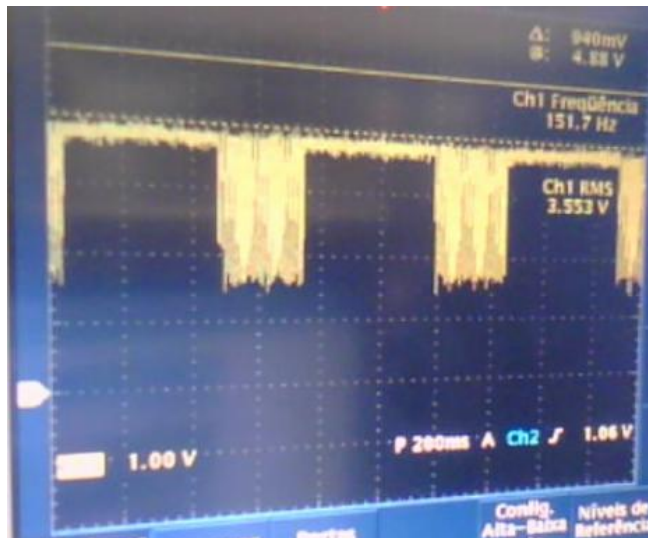


Figura 72: Sinal de saída para o teste 5, com $R_2=100\text{ k}\Omega$

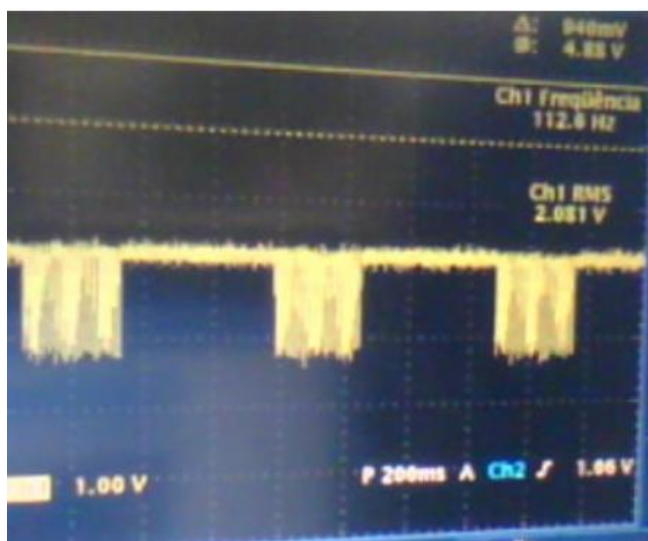


Figura 73: Sinal de saída para o teste 6, com $R_2=100\text{ k}\Omega$

Na configuração do resistor R2 com valor de $330\text{k}\Omega$ foram realizados os testes número 2 e 5 descritos anteriormente, os resultados são exibidos na Figura 74 e Figura 75 respectivamente.

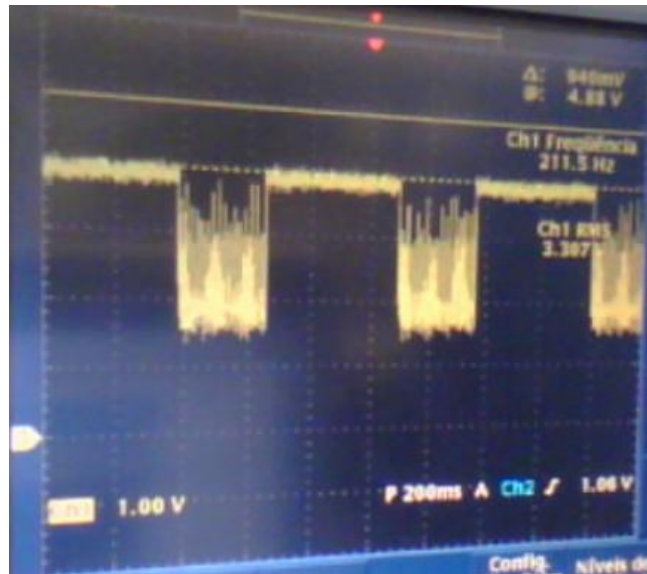


Figura 74: Sinal de saída para o teste 2, com $R_2=330\text{ k}\Omega$

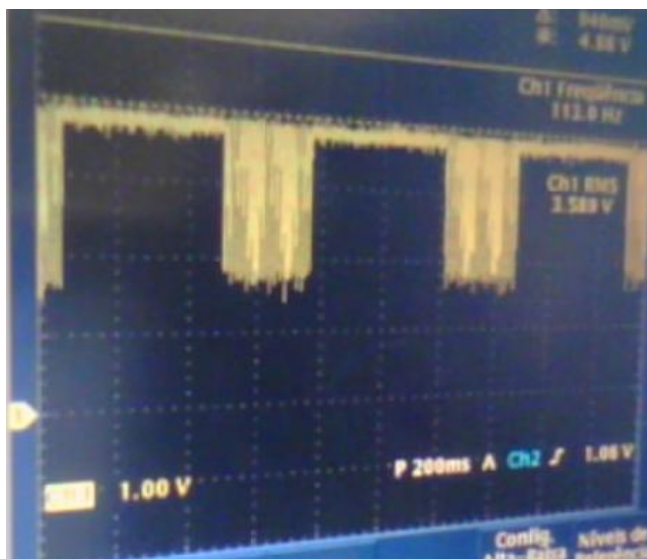


Figura 75: Sinal de saída para o teste 5, com $R_2=330\text{ k}\Omega$

E finalmente, com $R_2=1\text{M}\Omega$ realizaram-se os testes números 2, 3 e 5, como mostra as figuras seguintes (Figura 76, Figura 77 e Figura 78 respectivamente).

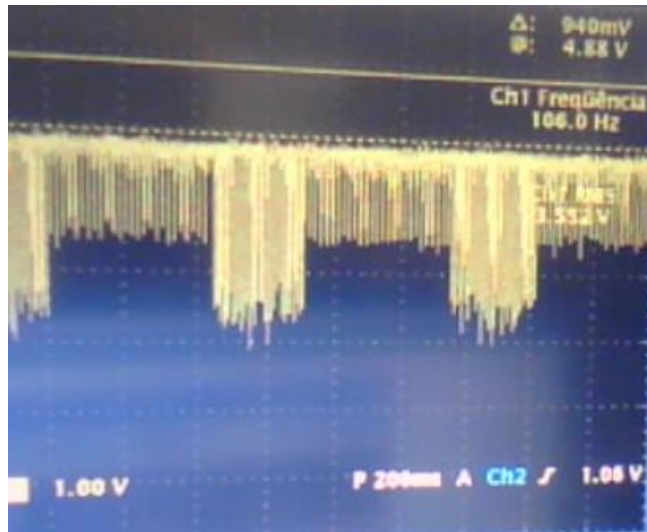


Figura 76: Sinal de saída para o teste 2, com $R_2=1M\Omega$



Figura 77: Sinal de saída para o teste 3, com $R_2=1M\Omega$

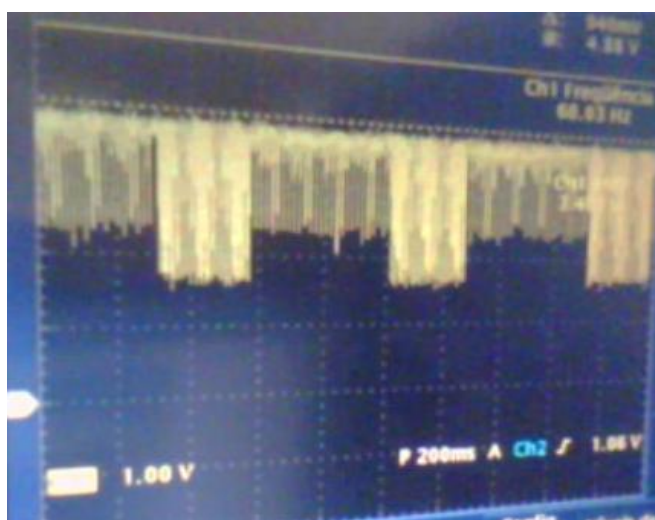


Figura 78: Sinal de saída para o teste 5, com $R_2=1M\Omega$

De forma geral o ganho empregado pelo amplificador de transimpedância surtiu de forma satisfatória em todas as situações, porém, nas situações em questão, o sinal já saturava neste primeiro

estágio, não podendo estabelecer, portanto, uma análise mais a fundo da real influência do estágio de ganho não inversor, o qual agregou somente mais ruídos, e em nada alterou o sinal para valores de ganho acima de 1.

O estágio de filtragem também se mostrou eficaz na maioria dos testes, eliminando boa parte dos ruídos indesejáveis em algumas situações, levando em consideração que a frequência de corte do filtro passa baixa era de 2,2kHz. Nos modelos de filtro do tipo `FilterLowFreqBilinear` é possível adquirir frequências ainda menores, a partir da acoplagem de capacitores externos, o que aumentaria ainda mais a eficiência da filtragem do dispositivo.

6. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos pelo processamento analógico do sinal de simulação de um fotodiodo operante em um módulo de sensores de oxímetro de pulso através de um FPAA são satisfatórios para concluir que o emprego de um estágio de condicionamento analógico por meio de uma plataforma reconfigurável analógica é viável.

Como principais benefícios desta estrutura (Figura 50) pode-se citar: a confiabilidade, precisão e robustez do sistema, a qualidade de um processamento analógico de sinais, diminuição da propensão a erros e falhas de algoritmos, da possibilidade de emprego de microprocessadores mais simples, mais baratos, de menor consumo e com rotinas de processamento mais simples e menor consumo de memória. Inclui-se a isto todas características intrínsecas da tecnologia como: a facilidade, agilidade, rapidez e flexibilidade fornecida na criação, atualização e readaptação de circuitos de processamento analógico.

Com relação ao custo, este depende da quantidade dos circuitos integrados do FPAA necessários. A empresa *Anadigm* fornece seus componentes ao custo de U\$12,00 a unidade, já o kit de desenvolvimento sai por U\$199,00 no próprio sítio do fabricante.

6.1 DIFICULDADES ENCONTRADAS

A maior dificuldade do trabalho foi o fato de não ter sido possível conseguir adquirir os sensores adequados para esta aplicação, devido à dificuldade de encontrá-los no mercado comum, pois como são, em sua maioria, de fabricação estrangeira, eles estão disponíveis somente em lojas específicas, e que geralmente só os disponibilizam sob encomenda, devido à necessidade de importação dos mesmos. Assim, com os dispositivos disponíveis, a construção de um módulo de sensores tornou-se totalmente inviável, seja pelos LEDs que possuem uma baixa potência de emissão, o que acarreta em baixos níveis de detecção do sinal através do dedo, dessa forma estes devem ser obrigatoriamente do tipo *ultra-bright-leds*, os quais apresentam uma intensidade luminosa bem superior e um ângulo de incidência mais concentrado.

No caso dos fotodiodos o problema é ainda mais crítico, pois estes devem ser específicos para estes tipos de aplicação, pois apresentam características muito mais eficientes que suas versões comuns, como uma maior capacidade de converter a luz incidente em fotocorrente (responsividade), uma menor potência de ruído, maior sensibilidade, e geralmente são formados por junções do tipo PIN, o que aumenta a sua região de depleção, e conseqüentemente o volume da região onde o par elétron-lacuna pode ser criado com a incidência de um fóton.

6.2 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS

A principal sugestão é o desenvolvimento por completo do equipamento pulso oxímetro, como sugerido no esquema da Figura 50, pois desta forma seria possível fazer um comparativo quanto ao custo, qualidade e desempenho com os modelos disponíveis no mercado. Bem como a aquisição de um módulo de sensores de oxímetro de pulso comercial, para analisar de uma forma mais efetiva e precisa os resultados do emprego do FPAA.

Secundariamente seria possível a sofisticação do sistema, a fim de torná-lo um produto comercialmente viável.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. **Mower W, Sachs C, Nicklin E, Baraff L.** Pulse Oximetry as a Fifth Pediatric Vital Sign. *Pediatrics*. 1997, pp. 681-686.
2. **Neff, T.** Routine oximetry. A fifth vital sign? *Chest*. 1988, pp. 94;227a-227.
3. **Mendelson, Yitzhak.** [A. do livro] Yadin David, et al. *Clinical Engineering*. s.l. : CRC Press, 2003, p. 185.
4. **Townsend, Dr. Neil.** *Medical Electronics*. 2001.
5. **Barker, Dr. Steven J.** *Oximetry*. [Online] 2006. www.oximeter.org.
6. **Tremper, K. K. e Barker, S. J.** Pulse Oximetry. *Anesthesiology*. 1987.
7. **Uttinger, Urs.** Pulse Oximeter Laboratory. www.ece.arizona.edu. [Online] 2002. <http://www.ece.arizona.edu/~bme517/supporting%20documents/PulseOximeter/Pulse%20Oxi%20Meter%20Laboratory.htm>.
8. **Webster, J. G.** *Design of Pulse Oximeters*. New York : Taylor & Francis Group, 1997.
9. **Fearnley, Dr SJ.** Pulse Oximetry. *World Anaesthesia*. 1995.
10. **Lacanette, Kerry.** A Basic Introduction to Filters Active, Passive and Switched Capacitor. *National Semiconductor*. [Online] Abril de 1991. www.national.com/an/AN/AN-779.pdf.
11. **Variani, Luiz Gustavo Dall'Igna.** Holter de ECG utilizando tecnologia FPAA . Curitiba : Centro Universitário Positivo , 2006 .
12. **Hall, Tyson S.** FIELD–PROGRAMMABLE ANALOG ARRAYS: A FLOATING–GATE APPROACH. s.l. : Georgia Institute of Technology, Julho de 2004.
13. **Schlottmann, Craig R.** ANALOG SIGNAL PROCESSING ON A RECONFIGURABLE PLATFORM. s.l. : Georgia Institute of Technology, Agosto de 2009.
14. **Bratt, A. e Macbeth, I.** DPAD2: a field programmable analog array. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing: special issue on field programmable analog arrays*. s.l., Dordrecht, The Netherlands : Kluwer Academic Publishers, 1998.
15. **Haykin, S. e Veen, B. Van.** *Sinais e Sistemas*. Rio de Janeiro : Bookman do Brasil, 2001.
16. **Anadigm.** AN10E40 Datasheet. *Anadigm*. [Online] 2002. www.anadigm.com.
17. —. AN221E04 Datasheet. *Anadigm*. [Online] 2003. www.anadigm.com.
18. —. AN231E04 Datasheet. *Anadigm*. [Online] 2008. www.anadigm.com.
19. —. AnadigmDesigner2 User Manual. *Anadigm*. [Online] 2004. www.anadigm.com.
20. —. AN231K04 Datasheet. *Anadigm*. [Online] 2008. www.anadigm.com.