

Maicon Deivid Pereira

**CONTRIBUIÇÕES ÀS REDES DE COMUNICAÇÃO
PELO CORPO HUMANO: MODELAGEM DE CANAL E
PROJETO DE UM TRANSEPTOR INTEGRADO**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa

Florianópolis

2017

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Pereira, Maicon Deivid

Contribuições às redes de comunicação pelo corpo humano:
Modelagem de Canal e Projeto de um Transceptor Integrado
/ Maicon Deivid Pereira; orientador, Fernando Rangel de
Sousa - Florianópolis, SC, 2017.
255 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Circuitos integrados CMOS.
3. Comunicação pelo corpo humano. 4. Projeto de Transceptor
Integrado. I. Rangel de Sousa, Fernando. II. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

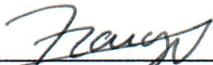
Maicon Deivid Pereira

**CONTRIBUIÇÕES ÀS REDES DE COMUNICAÇÃO PELO
CORPO HUMANO: MODELAGEM DE CANAL E PROJETO DE
UM TRANSECTOR INTEGRADO**

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de “Doutor em Engenharia Elétrica” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

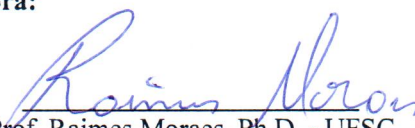
Florianópolis, 09 de outubro de 2017.

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Coordenador do Curso




Prof. Fernando Rangel de Sousa, Dr.
Orientador


Banca Examinadora:



Prof. Raimes Moraes, Ph.D. - UFSC



Prof. Fabian Leonardo Cabrera Riaño, Dr. - UFSC



Prof. Robson Nunes de Lima, Dr. UFBA

Dedico este trabalho à minha esposa, Anabelle, à minha filha, Beatriz, aos meus pais, Edmilson e Maria Marlete, aos meus irmãos Bianca, Diogo e Samanta e à Dona Juçara, uma segunda mãe durante meu doutorado.

RESUMO

As redes de sensores sem fio (WSN) são uma tecnologia importante e consolidada em diversas áreas, desde monitoramento industrial à assistência médica, contudo, muitos desafios ainda persistem. Um destes desafios é o consumo de potência dos nós da rede, que é um fator limitante para criação de nós duráveis, desejáveis sobretudo em nós vestíveis e implantáveis. Em geral, em um nó sem fio, o bloco de comunicação apresenta o maior consumo do dispositivo. Para reduzir o consumo e aumentar a vida útil dos nós, além da otimização do projeto dos circuitos e da rede, novos métodos de comunicação podem ser utilizados. Neste sentido, a comunicação pelo corpo humano (HBC) tem atraído interesse tanto da academia quanto da indústria como uma alternativa para implementar um subtipo das WSN, as redes sem fio corporais (WBAN). No HBC, o corpo humano é utilizado como o canal de comunicação. Um aspecto importante do desenvolvimento desta tecnologia é a caracterização do canal para permitir o projeto adequado dos transceptores. Com este objetivo, neste trabalho foram realizadas várias medições do canal HBC. A análise dos resultados experimentais, contudo, permitiu identificar uma influência não desprezível no perfil de frequência do canal e nos níveis de atenuação medidos. Estes efeitos, em geral, não são reconhecidos ou corrigidos por outros trabalhos encontrados na bibliografia, principalmente porque não podem ser removidos por métodos comuns de calibração ou *de-embedding*. Para entender e explicar os resultados de medição, são propostas uma metodologia para identificação das partes que compõem o canal e um modelo estendido para o canal, que inclui modelos para os acessórios de testes. A metodologia de identificação auxilia a diferenciação e a modelagem dos componentes essenciais do canal, que é feita por meio de modelos baseados em circuitos concentrados e distribuídos e permite identificar o comportamento esperado do canal primário real. O modelo estendido proposto é verificado com medições do canal e apresenta uma boa correlação com as medições. Este modelo é então utilizado no projeto de um transceptor HBC integrado, que buscou o baixo consumo e a capacidade de operação em banda larga, com múltiplos canais cobrindo a faixa de frequências entre 10-100 MHz do canal de comunicação. Com estes objetivos, projetou-se um transmissor BFSK de modulação direta, composto por um oscilador *current starved* controlado por tensão e um driver de saída, para acoplamento do sinal ao canal. O receptor é base-

ado na técnica de *injection locking* e emprega a conversão frequência-fase para demodulação banda larga do sinal, sendo composto por um amplificador de entrada *push-pull*, um oscilador *current starved* com *injection locking* controlado por tensão, um detector de fase *tristate*, um filtro RC e um conversor analógico digital. O transceptor foi projetado e fabricado em tecnologia CMOS 130 nm e possui cinco canais de comunicação na faixa entre 10-100 MHz, apresenta uma taxa de dados de 2 Mbps e uma taxa de erro de bit de $0,5 \cdot 10^{-3}$ para sinais de -35,8 dBm no canal HBC. O consumo do transmissor é 6,6 mW e do receptor é 1,68 mW, alcançando a eficiência de comunicação de 3,3 nJ/bit e 0,84 nJ/bit, respectivamente, para uma tensão de alimentação de 1,2 V.

Palavras-chave: Redes corporais, Comunicação pelo corpo humano, HBC, Modelagem do canal, Transceptor de baixo consumo, Demodulador FSK.

ABSTRACT

Wireless sensor networks (WSN) are a consolidated and important technology in several areas, from industrial monitoring to health care, however, many issues are still open to be solved. One of the greatest challenges lies on the power consumption of the network nodes, which is a limiting factor for durable wearable and implantable devices. In most cases, the communication block is the most power hungry section in the wireless node. To reduce power consumption and increase the node's lifetime, besides optimizing the transceiver hardware and network design, alternative communication methods can be employed. In this regard, Human Body Communication (HBC) has attracted growing interest from both academy and industry as an alternative to implement Wireless Body Area Networks (WBAN). In HBC, the human body is used as the communication channel. A very important aspect concerning the development of the HBC technology is the characterization of the channel for proper transceiver design. With this in mind, this work presents various channel measurements performed in the HBC channel to evaluate its behavior. From the measurement results, it is identified that the test fixtures affect the HBC measurements, changing the channel frequency profile and the channel attenuation levels. These issues were not identified or corrected in most of the literature studied, mainly because they cannot be removed by common calibration and de-embedding methods. To understand and explain the measured channel response, a channel identification methodology and an extended channel model, which includes the test fixtures models, are proposed. The channel identification methodology aids the correct identification and modeling of the essential channel components using distributed and lumped circuit representations that provide a useful insight into the expected primary channel behavior. The proposed extended channel model is tested against channel measurement results and good correlation with experiments is obtained. The proposed primary channel model is then used for a more reliable transceiver design, which focused in lower power consumption and multi-band operation in the 10-100 MHz range of the channel. With these requirements, the integrated HBC transmitter uses a direct modulation BFSK architecture, consisting of a voltage controlled current starved oscillator and an output driver, for coupling the signal to the channel. The HBC receiver is based on injection locking technique and does broadband demodulation with

frequency-to-phase conversion. The receiver consists of a push-pull input amplifier, a voltage-controlled current starved oscillator, a tristate phase detector, a RC filter and analog to digital converter. The transceiver was designed and fabricated in CMOS 130 nm technology and has five communication channels in the range of 10-100 MHz, a data rate of 2 Mbps and a bit error rate of 0.5×10^{-3} for -35.8 dBm signals on the HBC channel. The transmitter and receiver power consumption are 6.6 mW and 1.68 mW, respectively, which enables a communication efficiency of 3.3 nJ/bit and 0.84 nJ/bit with a 1.2 V supply voltage.

Keywords: Body area network, Human body communication, HBC, Channel modeling, Low power transceiver, FSK demodulator.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 Diagrama de blocos simplificado para um sistema de comunicação HBC.	33
Figura 2 Arquitetura típica de um nó sensor (AKYILDIZ et al., 2002).	35
Figura 3 Exemplo de área de operação das redes de sensores corporais.	36
Figura 4 Principais características e requisitos das redes WSN (a) e BAN (b). Adaptado de (LATRÉ et al., 2010).	37
Figura 5 Consumo e taxa de dados de transceptores HBC, NB e UWB (BAE; SONG, 2012).	40
Figura 6 Métodos de acoplamento para HBC: galvânico (a), capacitivo (b) e magnético (c).	42
Figura 7 Configuração de medição completa do canal.	49
Figura 8 Foto da configuração de medição do canal.	50
Figura 9 Resultados de medições para distâncias de propagação: 15 cm, 30 cm e 140 cm com eletrodos de cobre.	52
Figura 10 Resultados de medições para verificação de variação temporal com distâncias de propagação de 15 cm.	53
Figura 11 Resultados de medições para verificação de variação temporal com distâncias de propagação de 30 cm.	53
Figura 12 Resultados de medições para verificação de variação temporal com distâncias de propagação de 140 cm.	54
Figura 13 Tipos de eletrodos utilizados nas medições.	55
Figura 14 Resultados de medições com eletrodos de cobre e Ag/AgCl para distância de 15 cm.	55
Figura 15 Resultados de medições com eletrodos de cobre e Ag/AgCl para distância de 30 cm.	56
Figura 16 Resultados de medições com eletrodos de cobre e Ag/AgCl para distância de 140 cm.	57
Figura 17 Resultados de medições para diferentes indivíduos: indivíduo 1 e indivíduo 2 para distância de 15 cm.	58
Figura 18 Resultados de medições para diferentes indivíduos: indivíduo 1 e indivíduo 2 para distância de 30 cm.	59
Figura 19 Resultados de medições para diferentes indivíduos: in-	

divíduo 1 e indivíduo 2 para distância de 140 cm.....	59
Figura 20 Resultados de medições para a distância de propagação de 15 cm, com cabos L-L, S-L e S-S.....	61
Figura 21 Resultados de medições para a distância de propagação de 30 cm, com cabos L-L, S-L e S-S.....	61
Figura 22 Resultados de medições para a distância de propagação de 140 cm, com cabos L-L, S-L e S-S.	62
Figura 23 Resultados de medições com baluns A e B, para as distâncias de propagação: 15 cm, 30 cm e 140 cm.	63
Figura 24 Resposta do canal em função da frequência e circuito equivalente simplificado para cabos de comprimento diferente com terra flutuante (a) e terra curto-circuitado (b), ambos sem o corpo humano. Nos diagramas, SE = eletrodo de sinal e GE = eletrodo de terra.	65
Figura 25 Resposta do canal em função da frequência para verificação da influência do balun nas medições sem o corpo humano..	66
Figura 26 Diagrama do canal primário do HBC, com suas partes intrínseca e extrínseca (GE = Eletrodo de Terra, SE = Eletrodo de Sinal).	71
Figura 27 Representação de circuitos para o canal primário do HBC com divisão entre as partes intrínseca e extrínseca.	71
Figura 28 Modelo simplificado com um bloco RC capaz de representar o comportamento elétrico das células e fluidos dos tecidos.	72
Figura 29 Módulo (a) e fase (b) da impedância dos tecidos baseado no modelo RC compacto.....	73
Figura 30 Seção do braço mostrando as camadas de tecidos e o diagrama elétrico equivalente com blocos do modelo RC compacto.	74
Figura 31 Modelo baseado em redes distribuídas de circuitos representando a cascata de blocos unitários de 10 cm para o braço e um bloco unitário de 40 cm para o torso.....	76
Figura 32 Diagrama representativo da estrutura usada em simulação para extração da capacitância de acoplamento para o plano de terra, C_r	78
Figura 33 Capacitância de acoplamento entre eletrodo e plano de terra, C_r , de acordo com a distância h do plano de terra, para as simulações eletromagnéticas 3D (FEM) e a equação empírica de (NISHIYAMA; NAKAMURA, 1994).	78
Figura 34 Diagrama representativo da estrutura usada em simulação para extração da capacitância de acoplamento entre eletrodo de	

terra, C_x .	79
Figura 35 Capacitância de acoplamento entre eletrodos, C_x , de acordo com a distância d entre os eletrodos.	80
Figura 36 Impedância do par de eletrodos SE-GE e impedância de contato eletrodo-pele.	81
Figura 37 Modelo completo do canal primário.	83
Figura 38 Resposta do modelo primário para $d = 15$ cm, $d = 30$ cm e $d = 140$ cm.	84
Figura 39 Comparação das respostas experimentais para dois baluns com a simulação do modelo do canal primário para $d = 30$ cm.	85
Figura 40 Ilustração do sistema de medição para caracterização do canal HBC.	86
Figura 41 Modelos para a transição do cabo coaxial para PCB (a) e para o balun (b).	87
Figura 42 Configuração para extração do modelo dos baluns: L_f (a), L_m e C_{dis} (b), C_{p-s} (c). P e S, são os enrolamentos do primário e secundário, respectivamente.	88
Figura 43 Modelo estendido para HBC, incluindo o canal primário e a estrutura de medição.	89
Figura 44 Respostas do modelo estendido e modelo do canal primário para o balun A para as distâncias de propagação $d = 20$ cm, 30 cm e 140 cm.	90
Figura 45 Resultados de medição e simulações para os modelos estendido e primário para a distância de propagação $d = 30$ cm com o Balun A.	91
Figura 46 Resultados de medição e simulações para os modelos estendido e primário para a distância de propagação $d = 30$ cm com o Balun B.	92
Figura 47 Diagrama de blocos do transmissor.	101
Figura 48 Diagrama de blocos do receptor.	102
Figura 49 Frequência do ILO em oscilação livre (a) e em sincronização (b).	102
Figura 50 Resistência (a) e capacitância (b) equivalentes da impedância de entrada do canal HBC.	104
Figura 51 Resposta do canal para diferentes valores de impedância de fonte e carga e diferentes distâncias de propagação.	105
Figura 52 Diagrama das bandas de frequência do transceptor HBC	

com modulação BFSK.....	106
Figura 53 <i>Link budget</i> para o transceptor HBC mostrando a potência recebida como função da frequência e da potência transmitida e o valor mínimo para demodulação do sinal FSK com uma BER = 10^{-3} a 2 Mbps (linha tracejada).....	107
Figura 54 Diagrama de blocos completo do transceptor.....	108
Figura 55 Topologias do oscilador LC Colpitts (a) e oscilador de relaxação (b).....	109
Figura 56 Oscilador em anel <i>single ended</i>	110
Figura 57 Célula de atraso <i>single ended</i> (a) e diferencial (b).....	111
Figura 58 Atraso de propagação (a) e inversor CMOS com carga (b).....	112
Figura 59 Diagrama esquemático do VCO baseado nos inversores <i>current starved</i>	114
Figura 60 Topologia do banco de capacitores conectado entre os estágios <i>current starved</i> do VCO.....	114
Figura 61 Diagrama esquemático do VCO completo.....	115
Figura 62 Forma de onda do sinal na saída do VCO para três configurações diferentes do banco de capacitores e da tensão de controle.....	117
Figura 63 Amplitude do sinal na saída do VCO para configurações diferentes do banco de capacitores e da tensão de controle.....	118
Figura 64 Frequência de saída do VCO ajustando-se a tensão de controle para as configurações 11 e 00 em esquemático e pós leiaute(a) e para todas as configurações (b).....	119
Figura 65 Potência consumida pelo VCO ajustando-se a tensão de controle apenas na configuração 11 (a) e para as principais frequências em cada banda de comunicação (b).....	121
Figura 66 Ruído de fase para as frequências de operação do Tx (a) e valor a um <i>offset</i> de 1MHz (b).....	122
Figura 67 Diagrama esquemático do <i>Driver</i> exponencial de N estágios.....	123
Figura 68 Resposta em frequência do <i>driver</i> : magnitude (a) e fase (b) com o canal como carga para simulações com o modelo esquemático e o modelo pós leiaute.....	124
Figura 69 Saída do <i>driver</i> para 10 MHz (a) e 100 MHz (b) com amplitude de entrada de 200 mVpp.....	125
Figura 70 Consumo do <i>driver</i> com o canal como carga para simulações do modelo do circuito pós leiaute.....	126
Figura 71 Parte real (a) e imaginária (b) da impedância de saída	

do driver.	127
Figura 72 Diagrama esquemático do conversor DA R-2R de 9 bits	128
Figura 73 Topologia do <i>buffer</i> do DAC.	129
Figura 74 Resposta em frequência do <i>buffer</i> do DAC: magnitude (a) e fase (b).	130
Figura 75 Curva de transferência do DAC em função do código de entrada.	130
Figura 76 Curva de transferência do DAC função do código de entrada: ampliação em torno de 1,2 V (a) e 150mV (b).	132
Figura 77 DNL (a) e INL (b) para o DAC projetado.	133
Figura 78 Topologia do conversor serial-paralelo e dos bancos de registradores de armazenamento.	134
Figura 79 Topologia do flip-flop tipo D ativado por borda.	134
Figura 80 Diagrama de tempos do flip-flop tipo D ativado por borda para diferentes atrasos entre as entradas <i>D</i> e <i>CLK</i>	135
Figura 81 Sinais do conversor serial-paralelo e dos registradores de armazenamento.	137
Figura 82 Diagrama esquemático do demultiplexador digital de sinais.	138
Figura 83 Diagrama de conexão dos modelos do transmissor e do corpo.	139
Figura 84 Forma de onda do sinal BFSK na saída do transmissor para todas as bandas do transceptor.	140
Figura 85 Frequência do sinal BFSK na saída do transmissor para todas as bandas do transceptor.	140
Figura 86 Espectro do sinal de saída do transmissor para a banda B1 (a) e potência consumida em todas as bandas (b).	141
Figura 87 Diagrama de blocos do receptor.	142
Figura 88 Diagrama esquemático do amplificador de entrada do receptor.	143
Figura 89 Resposta em frequência do amplificador de entrada: Magnitude (a) e fase (b) para diferentes valores da tensão V_{ctrl}	145
Figura 90 Ganho máximo (a) e f_{-3dB} (b) em função de V_{ctrl} para o amplificador de entrada.	146
Figura 91 Consumo (a) e figura de ruído (b) do amplificador em função de V_{ctrl}	147
Figura 92 Oscilador em anel para <i>injection locking</i>	149

Figura 93	Frequência do ILO em função da tensão de controle e da configuração do banco de capacitores.	149
Figura 94	Tensão mínima de injeção em função da frequência de injeção indicando as faixas de travamento do ILO para as bandas B1 à B5 do transceptor.	150
Figura 95	Forma de onda (a) e frequência (b) da tensão de saída do ILO em oscilação livre ($t < 1 \mu s$) e sob <i>injection locking</i> ($t > 1 \mu s$).	151
Figura 96	Atraso entre V_{inj} e V_o para alguns valores de V_{inj} com uma frequência de oscilação natural de aproximadamente 15 MHz e $f_{inj} = 10$ MHz, 15 MHz e 20 MHz.	152
Figura 97	Atraso entre sinal injetado e o sinal do ILO em segundos (a) e graus (b).	153
Figura 98	Consumo do ILO em sincronização.	154
Figura 99	Topologia do detector de fase (a) e flip-flop D em lógica TSPC (b).	155
Figura 100	Diagrama de tempo do DFF em lógica TSPC.	156
Figura 101	Atraso de propagação de entrada e de <i>reset</i> para o DFF TSPC.	157
Figura 102	Diagrama de tempo para o detector de fase com In_1 adiantado (a) e In_2 adiantado (b).	158
Figura 103	Curvas de transferência do atraso entre as entradas e o valor médio entre as saídas do detector de fase para algumas frequências nas bandas do transceptor.	159
Figura 104	Potência consumida pelo detector de fase em função da frequência das entradas.	160
Figura 105	Diagrama esquemático do filtro passa-baixas e do comparador (ADC).	161
Figura 106	Sinais na saída do filtro RC para V_{ip} adiantado ($t < 0,5 \mu s$) e para V_{in} adiantado ($t > 0,5 \mu s$).	161
Figura 107	Comparador de 2 estágios.	162
Figura 108	Tensão de <i>offset</i> em função da tensões de modo comum (a) e amplitude da excursão de sinal na saída do comparador (b).	163
Figura 109	Atraso de propagação para transição de subida (a) e descida (b) na entrada.	164
Figura 110	Resposta em frequência do comparador.	165
Figura 111	Curva de transferência do PD, filtro e ADC em função da defasagem entre os sinais de entrada do PD.	166

Figura 112	Multiplexador digital de sinais.	166
Figura 113	Diagrama de conexão dos modelos do receptor e do corpo.	167
Figura 114	Pontos de verificação na cadeia de sinal do receptor. ...	168
Figura 115	Forma de onda do sinal de entrada $V_{in,rx}$ e do sinal de injeção após o amplificador V_{inj} para um sinal recebido na banda B1.	169
Figura 116	Forma de onda (a) e frequência (b) dos sinais de injeção, V_{amp} , e do oscilador, V_{osc} , nas entradas do PD para um sinal recebido na banda B1.	170
Figura 117	Forma de onda do sinal nas saídas Q_1 (a) e Q_2 (b) do PD para um sinal recebido na banda B1.	171
Figura 118	Formas de onda nas saídas do filtro (V_p e V_n) e do sinal do conversor ADC (V_{ADC}), para um sinal recebido na banda B1. .	172
Figura 119	Forma de onda do sinal $V_{in,rx}$ para diferentes amplitudes do sinal transmitido na banda B1.	173
Figura 120	Forma de onda do sinal BFSK na entrada do amplificador do RX (a) e ganho de tensão estimado para o a propagação no canal (b).	174
Figura 121	Frequência do sinal do ILO (a) e forma de onda do sinal na saída do ADC (b) para sinais BFSK recebidos nas bandas B1 à B5.	175
Figura 122	Consumo do receptor durante demodulação para todas as bandas de operação.	176
Figura 123	Placa do transceptor, foto do <i>die</i> e leiaute do chip.	178
Figura 124	Características do transmissor e do receptor obtidas nas medições.	179
Figura 125	Configuração de medição do transmissor.	180
Figura 126	Forma de onda na saída do transmissor para 3 frequências distintas.	181
Figura 127	Frequência do VCO do TX em função com a sequência de controle e da configuração do banco de capacitores.	182
Figura 128	Espectro do sinal de saída do transmissor próximo a 10 MHz (a) e 100 MHz (b).	183
Figura 129	Ruído de fase na saída do transmissor para um <i>offset</i> de 1 MHz nas frequências das bandas B1 à B5.	184
Figura 130	Sinal FSK na saída do transmissor para duas bandas distintas centradas em 15 MHz (a) e 75 MHz (b).	185

Figura 131	Espectro do sinal de saída do transmissor para sinais BFSK nas bandas B1 à B5.	186
Figura 132	Configuração de medição do receptor.....	187
Figura 133	Sinal do ILO no domínio do tempo para 3 frequências distintas (a) e frequência do ILO em função da tensão de controle e da configuração do banco de capacitores (b).....	188
Figura 134	Espectro do sinal de saída do <i>buffer</i> de medição para o ILO em oscilação livre próximo a 25 MHz (a) e 75 MHz (b).....	189
Figura 135	Ruído de fase na saída do buffer do ILO em oscilação livre para um <i>offset</i> de 1 MHz em algumas frequências da faixa de operação do oscilador.....	190
Figura 136	Espectro do sinal do ILO em oscilação livre e sincronização para $f_{inj} = 26$ MHz (a) e $f_{inj} = 74$ MHz (b).....	191
Figura 137	Ruído de fase a 1 MHz da portadora para ILO em 'oscilação livre' e sincronização.....	192
Figura 138	Faixa de travamento (a) e espectro do sinal BFSK no ILO para as bandas B1' e B2' (b).....	193
Figura 139	Forma de onda para as saídas do ADC, ILO (a) e PD (Q_1) (b) para um sinal FSK na banda B1'.....	195
Figura 140	Forma de onda para as saídas do ADC, ILO (a) e PD (Q_1) (b) para um sinal FSK na banda B12.....	196
Figura 141	Configuração para medição do BER.....	197
Figura 142	Forma de onda dos sinais de banda base (BB), do ILO e demodulado (ADC) para uma sequência pseudo-aleatória na banda B1' a 2 Mbps.	198
Figura 143	Curvas para o BER (a) e o valor médio e desvio padrão do BER (b) para $R = 1$ Mbps na banda B1'.....	199
Figura 144	Configuração de medição e posições para comunicação entre transmissor e o SA.....	200
Figura 145	Espectro do sinal BFSK recebido pelo SA para 30 cm de propagação pelo corpo.....	201
Figura 146	Pico de potência para o sinal BFSK recebido no SA para 30 cm de propagação nas bandas B1 à B5.....	201
Figura 147	Espectro do sinal BFSK recebido no SA para 30 cm de propagação nas bandas B1' e B2'.....	202
Figura 148	Configuração de medição e posições (RX1 e RX2) para comunicação entre o SG e o receptor no corpo.	203

Figura 149	Forma de onda para as saídas do ILO e do ADC no receptor para $d = 45$ cm (a) e $d = 30$ cm (b) com o SG como transmissor na banda B1'.....	204
Figura 150	Forma de onda para as saídas do ILO e do ADC no receptor para $d = 45$ cm (a) e $d = 30$ cm (b) com o SG como transmissor na banda B2'.....	205
Figura 151	Consumo dos transmissores e receptores para HBC publicados na bibliografia em função da taxa de bits. Os símbolos cheios representam o transceptor proposto.....	206
Figura 152	Diagrama de fluxo de sinal para as estruturas de medição e o DUT.....	235
Figura 153	Leiaute do transmissor.....	244
Figura 154	Leiaute do receptor.....	245
Figura 155	Leiaute completo do chip.....	246
Figura 156	Diagrama de conexões do <i>die</i> e encapsulamento.....	249
Figura 157	Diagrama elétrico da placa de testes para o CI do transceptor.....	255

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Características dos principais transceptores integrados para HBC disponíveis na bibliografia. Os campos com 'x' referem-se aos casos em que a informação não foi encontrada na referência.	31
Tabela 2	Requisitos sobre as redes de comunicação de acordo com a aplicação desejada. Adaptado de (MOVASSAGHI; ABOLHASAN; LIPMAN, 2013), (PATEL; WANG, 2010).	38
Tabela 3	Comparação entre métodos de acoplamento para HBC. Campos com o símbolo (*) são incertos pois não possuem informações suficientes na literatura.	44
Tabela 4	Valores dos componentes para braço, torso e tórax para rede distribuída (XU; ZHU; YUAN, 2011).	76
Tabela 5	Valores dos componentes para braço, torso e tórax para rede distribuída.	83
Tabela 6	Valores dos componentes para os modelos dos baluns A e B.	88
Tabela 7	Dimensões e valores para os componentes do VCO.	116
Tabela 8	Desempenho e características do transmissor.	142
Tabela 9	Dimensões e valores dos componentes do amplificador de entrada.	144
Tabela 10	Dimensões e valores dos componentes para <i>buffer</i> do DAC.	162
Tabela 11	Desempenho e características do receptor.	176
Tabela 12	Consumo do transmissor de acordo com a frequência de operação.	184
Tabela 13	Consumo do receptor de acordo com a frequência de operação.	194
Tabela 14	Características dos principais transceptores integrados para HBC disponíveis na bibliografia. Os campos com 'x' referem-se aos casos em que a informação não foi encontrada na referência.	209
Tabela 15	Área dos blocos do transceptor.	243

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BAN	<i>Body Area Network</i>	27
WBAN	<i>Wireless Body Area Network</i>	27
BSN	<i>Body Sensor Network</i>	27
HBC	<i>Human Body Communication</i>	27
RF	Radiofrequência.....	27
OOK	<i>On-Off Keying</i>	28
BER	Taxa de erro de bit	28
AFE	<i>Analog Front-End</i>	32
NB	Narrowband	39
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>	39
UWB	<i>Ultra Wideband</i>	39
BCC	<i>Body Channel Communication</i>	39
IBC	<i>Intra-Body Communication</i>	39
VNA	Analizador de redes vetorial	48
SOLT	<i>short, open, load e thru</i>	49
DUT	<i>Device under test</i>	85
WBS	<i>Wideband signaling</i>	95
RX	Receptor	95
FE	<i>Fron-end</i>	95
CDR	<i>Clock and Data Recovery</i>	95
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide Semiconductor</i>	95
TX	Transmissor.....	95
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>	95
LNA	Amplificador de baixo ruído.....	96
MICS	<i>Medical Implant Communication Service</i>	96
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>	96
SoC	<i>System on Chip</i>	96
ADC	Conversor analógico-digital.....	96
PA	Amplificador de potência.....	97
FSDT	<i>Frequency Selective Digital Transmission</i>	98
DAC	Conversor Analógico-Digital.....	98
MAC	<i>Media Access Control</i>	98

BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	99
VCO	Oscilador controlado por tensão	101
ILO	Oscilador com <i>injection locking</i>	101
PD	Detector de fase	102
MUX	Multiplexador	106
REG	Registradores	106
SIPO	Entrada Serial de dados	106
DEMUX	Demultiplexador	108
INL	não-linearidade integral	126
DNL	não linearidade diferencial	126
LSB	Bit menos significativo	128
DFD	Flip-Flop D	131
Amp	Amplificador de entrada	142
CI	Circuito integrado	177
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>	177
SA	Analisador de espectro	179
BB	Banda base	186
SG	Gerador de sinais	186
MSB	Bit mais significativo	250

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	27
2 BAN - REDES CORPORAIS	35
2.1 HBC - COMUNICAÇÃO PELO CORPO HUMANO	39
2.1.1 Métodos de Acoplamento	41
2.1.1.1 Acoplamento Galvânico	41
2.1.1.2 Acoplamento Capacitivo	42
2.1.1.3 Acoplamento Magnético	43
3 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL HBC	47
3.1 SISTEMA DE MEDIÇÃO	48
3.2 MEDIÇÕES DO CANAL	50
3.2.1 Distância de propagação	51
3.2.2 Variação Temporal	52
3.2.3 Tipos de eletrodo	54
3.2.4 Indivíduos diferentes	57
3.2.5 Testes do sistema de medição	58
3.2.5.1 Cabos	60
3.2.5.2 Baluns	62
3.2.5.3 Testes sem o corpo	63
4 MODELAGEM DO CANAL E ESTRUTURA DE TESTES	67
4.1 CANAL PRIMÁRIO	70
4.1.1 Canal Intrínseco	72
4.1.2 Canal Extrínseco	77
4.1.2.1 Capacitâncias de retorno e parasitárias	77
4.1.3 Impedâncias dos eletrodos	80
4.1.4 Simulação do canal primário	82
4.2 MODELO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO	84
4.2.1 Cabos e transições	86
4.2.2 Baluns	87
4.3 MODELO ESTENDIDO	88
4.3.1 Comparação com medições	90
4.4 RESUMO DOS RESULTADOS	92
5 PROJETO DO TRANSECTOR HBC INTEGRADO	95
5.1 REVISÃO DE TRANSECTORES INTEGRADOS PARA HBC	95
5.2 ESPECIFICAÇÕES GERAIS DO TRANSECTOR	100
5.3 PROJETO DO TRANSMISSOR.....	108

5.3.1 Oscilador controlado por tensão	109
5.3.1.1 Oscilador em anel controlado por tensão	111
5.3.1.2 Simulações do VCO	116
5.3.2 Driver	120
5.3.3 Conversor Digital-Analógico	126
5.3.4 Registradores de deslocamento e armazenamento ..	131
5.3.5 Demultiplexador	136
5.4 SIMULAÇÕES DO TRANSMISSOR COMPLETO	138
5.5 PROJETO DO RECEPTOR	142
5.5.1 Amplificador de entrada	142
5.5.2 Oscilador com <i>injection locking</i>	148
5.5.3 Detector de fase	154
5.5.4 Filtro e Comparador	159
5.5.5 Multiplexador	165
5.6 SIMULAÇÕES DO RECEPTOR COMPLETO	167
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO TRANSCEP-	
TOR	177
6.1 TESTES DO TRANSCCEPTOR COM EQUIPAMENTOS	
DE BANCADA	179
6.1.1 Transmissor	179
6.1.2 Receptor	186
6.2 TESTES DO TRANSCCEPTOR COM O CANAL	197
6.2.1 Transmissor	197
6.2.2 Receptor	200
6.3 RESUMO DOS RESULTADOS	203
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	211
7.0.1 Principais contribuições	214
7.0.2 Trabalhos publicados	215
7.0.3 Trabalhos futuros e em andamento	216
REFERÊNCIAS	219
APÊNDICE A – De-embedding usando parâmetros T...	235
APÊNDICE B – Estimativa de C_r	239
APÊNDICE C – Leiaute do transceptor	243
APÊNDICE D – Pinagem do CI e configurações externas	249
APÊNDICE E – Placa de testes	255

1 INTRODUÇÃO

Em 2014, o número de pontos de acesso wi-fi era em média de 1 para cada 150 pessoas mundialmente, com previsões de que chegue em 1 para cada 20 pessoas em 2018 (WAKEFIELD, 2014). Este crescimento vai ao encontro das chamadas conexão e computação ubíquas, que permitirão o processamento e a troca de informação entre qualquer dispositivo, em qualquer lugar ou formato, com potenciais revoluções para as áreas de entretenimento, identificação, segurança e principalmente para a saúde (MOVASSAGHI; ABOLHASAN; LIPMAN, 2013), (LATRÉ et al., 2010), (PATEL; WANG, 2010), (HANSON et al., 2009). Entre as tecnologias essenciais para a implementação do conceito de ubiquidade e comunicação pervasiva estão as redes de sensores corporais BAN (*Body Area Network*), também conhecidas como WBAN (*Wireless Body Area Network*) ou BSN (*Body Sensor Network*), formadas por redes de dispositivos que operam no corpo ou em sua vizinhança. A implementação e disseminação das BAN depende de avanços contínuos nas áreas de sistemas de comunicação, computação e microeletrônica que tornem viáveis econômica e tecnologicamente a criação de dispositivos de baixo custo e de baixo consumo, com níveis de interferência e segurança adequados ao ambiente de operação e às aplicações desejadas. Estes desafios tendem a se acentuar com a expansão de outras tecnologias sem fio, como a internet das coisas, que tendem a agravar os níveis de poluição do espectro impactando no consumo, nos níveis interferência e nas taxas de transferência dos dispositivos sem fio em geral (MCHENRY; MATHESON, 2015).

Nos últimos anos, uma nova tecnologia de comunicação sem fio, chamada *Human Body Communication* (HBC), que opera em baixas frequências, usualmente entre 0,1-100 MHz, e utiliza o corpo humano como principal meio de transmissão de sinais (ZIMMERMAN, 1995), (HANDA et al., 1997), vem recebendo atenção crescente, sendo inclusive adicionada como opção no padrão IEEE 802.15.6 para BAN (IEEE-SA, 2012). Isso porque, o HBC tem várias características que o fazem uma alternativa particularmente adequada para resolver os problemas tecnológicos supracitados, que são comuns aos métodos tradicionais de propagação em RF (radiofrequência) disponíveis para BAN. Para o projeto de transceptores que usem o HBC, são essenciais a caracterização e a modelagem adequadas do canal. Neste sentido, desde o surgimento do HBC em 1995, foram feitos avanços na expansão da faixa de frequência usada, como também, na verificação das influências

intrínsecas e extrínsecas ao canal. Porém, devido à dependência dos resultados da metodologia de medição e à dificuldade de preservação do canal HBC correto durante a caracterização, os resultados não têm sido suficientes para consolidar um entendimento dos mecanismos de propagação do HBC, e a caracterização e modelagem do canal ainda são foco de pesquisa (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (XU et al., 2012), (CALLEJON et al., 2013), (SASAKI et al., 2013), (KIBRET et al., 2014), (PARK; GARUDADRI; MERCIER, 2017). Portanto, ainda são fontes de debate, a escolha da melhor frequência ou banda para operação, que permitirão pré-definir níveis de potência do sinal, ruído, taxa de dados e modulação para o transceptor.

Além disso, há características no projeto dos circuitos individuais que devem ser consideradas para obter o melhor desempenho quanto ao consumo, eficiência, robustez e velocidade. Entre elas, pode-se citar a corrente e a tensão de alimentação, a tecnologia de fabricação, as características de entrada e saída dos circuitos e a fonte de energia. Estes fatores tornam as melhores escolhas de projeto para um transceptor HBC um tema aberto para especulação. No trabalho original de Zimmerman (ZIMMERMAN, 1995), o primeiro protótipo de transceptor para HBC foi feito para demonstração de viabilidade do uso do método de acoplamento para comunicação. Ele identificou a modulação OOK (On-Off Keying) como sendo a mais adequada devido à simplicidade e ao desempenho de comunicação. Contudo, a faixa de frequência e a taxa de dados foram limitadas à 100-500 kHz e 2,4 kbps, respectivamente. O consumo do protótipo discreto foi de 400 mW. Outros autores melhoraram o desempenho dos transceptores discretos nos anos seguintes (MATSUSHITA et al., 2000), (SHINAGAWA et al., 2004), (HYOUNG et al., 2006). Contudo, resultados para projetos com circuitos integrados apareceram apenas uma década depois. Os principais transceptores integrados para HBC encontrados na bibliografia têm suas características apresentadas na Tabela 1, onde P_t é a potência de transmissão, V_{tx} é a tensão de transmissão, P_{tx} é a potência consumida pelo transmissor, P_{rx} é a potência consumida pelo receptor, En/bit é energia necessária para transmissão de 1 bit, calculado pela potência consumida dividida pela taxa de dados R, Vdd é a tensão de alimentação e BER (Bit Error Rate) é a taxa de erro de bit.

Algumas observações podem ser feitas do panorama geral dado por estas referências. As modulações listadas indicam a busca por métodos que permitam reduzir a complexidade do transceptor e, assim, o consumo, haja visto o uso de arquiteturas totalmente digitais com codificações do tipo Manchester, Walsh e FSMT ou modulações simples,

como OOK e FSK. Em alguns casos estas escolhas também influenciam aspectos como interferência e eficiência espectral da rede, dado que certas codificações proporcionam espalhamento espectral. O uso de faixas de frequências específicas dentro da banda do HBC ou da divisão do espectro em sub-bandas também aparecem como soluções para tais problemas. No que diz respeito à frequência de operação, em geral os circuitos operam na faixa de dezenas de MHz, evitando as menores frequências que limitam as taxas de transferência necessárias para as redes BAN, ou a operação acima de 100 MHz, que favorece a irradiação do sinal de comunicação e tem o potencial de prejudicar características positivas deste método de comunicação, como segurança, privacidade e menor interferência entre redes distintas.

No que diz respeito ao consumo total, todos os projetos listados têm consumo da ordem de mW, exceto pelo transceptor de ultra baixo consumo proposto por (CHO et al., 2016) que, ainda assim, opera com taxas de transferência de apenas 100 kbps. Consumos desta ordem exigem fontes de energia de alta densidade, como baterias, para obterem um vida útil aceitável ou precisariam ser reduzidos para faixa das centenas μW para permitir o uso de fontes baseadas em extração de energia do ambiente que, no corpo humano, estão limitadas a alguns mW de potência mesmo quando considera-se a geração simultânea por várias fontes distintas disponíveis no corpo (HANSON et al., 2009). Para a eficiência de comunicação, apesar do custo energético por bit (En/b) ser extremamente baixo em alguns projetos, esta métrica não deve ser vista isoladamente sem a devida atenção para o compromisso entre taxa elevada de dados e degradação na eficiência espectral que costuma acontecer com baixa influência no consumo (LEE; SALEM; MERCIER, 2015).

Com relação aos níveis de impedância para acoplamento ao canal, que podem influenciar na transferência de sinal, não parece haver consenso. Alguns trabalhos optam por baixas impedâncias e outros por impedâncias elevadas, para transferência de tensão. Outro fator relevante é o uso de componentes externos, que pela maior qualidade quando comparados com soluções integradas *on-chip*, podem elevar o desempenho do transceptor, contudo com maiores custos e volume total do nó de comunicação. É importante informar que, exceto por (LIN et al., 2011), todos os transceptores listados operam conectando apenas um eletrodo ao corpo humano e com as frequência na faixa de dezenas de MHz. Esta opção pelo acoplamento capacitivo ao canal explica-se principalmente pelo menores níveis de atenuação apresentados por este tipo de acoplamento, como será visto nos próximos capítulos.

Assim, apesar da evidente evolução dos transceptores para HBC,

não há na bibliografia um projeto definitivo, apontando a melhor frequência de operação, modulação ou topologia do transceptor, cujos parâmetros de desempenho geral e consumo sejam consenso.

Tabela 1 – Características dos principais transeptores integrados para HBC disponíveis na bibliografia. Os campos com 'x' referem-se aos casos em que a informação não foi encontrada na referência.

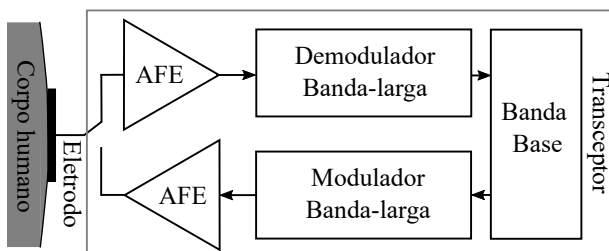
Autor	Song, 2007	Song, 2007	Cho, 2009	Cho, 2009	Fazzi, 2009	Lin, 2011	Yan, 2011	Bae, 2012	Lee, 2013	Lee, 2014	J. Lee, 2014	Cho, 2016	Cho, 2016
Modulação	DD	PPM	FSK	FSK	Manchester	OOK	FSK	FSK	FSDT	FSDT	Walsh	BPSK	OOK
Freq. [MHz]	1-200	10-70	30-120	30-70	1-30	200	20-40	40-120	21	21	40-80	20-60, 140-180	13,56
Sensibilidade [dBm]	-30	-30	-65	-65	-60	-68	-75	-66	-97	-98	-58	-58	-72
Taxa de bits R	2	10	10	5	8,5	4	1	10	1,312	1,312	60	80	0,1
[Mbps]													
P_i [dBm]	x	x	x	x	x	-30	-6	-15	x	x	-6	x	x
V_i [V]	1 V	x	1,5 V	3 V	x	x	x	x	x	x	x	x	x
P_{ce} [mW]	0,05	0,7	2,4	3,5	0,6	0,5	2,8	3,8	4,3	2,4	1,85	2,6	0,021
P_{rx} [mW]	5	2	3,7	6,5	2,1	2,9	3,2	2,4	5,5	8,4	9,02	6,3	0,0425
Tx - Arq.	Digital +AFE	Digital +AFE	Modulação direta	Modulação direta	Digital +AFE	Modulação direta	Modulação direta	Modulação direta	Digital +AFE	Digital +AFE	Digital +AFE	Modulação direta	Digital +AFE
Rx - Arq.	Digital +AFE	Digital +AFE	Homodina	Homodina	AFE+data correlator	Auto-mixagem homodina	Homodina	Demodular WB + homodina	Homodina	Homodina	AFE+level detector	Homodina	Super regenerativa
$E_n/bit - Tx$ [nJ/bit]	0,025	0,07	0,24	0,7	0,070	0,125	2,8	0,38	3,28	1,83	0,030	0,0325	0,210
$E_n/bit - Rx$ [nJ/bit]	2,5	0,2	0,37	1,3	0,247	0,725	3,2	0,24	4,19	6,40	0,150	0,0787	0,425
Vdd	1	1,8	1,5	1,8	1,2	1,8	1,5	1	1	1,2	1,1	1,2	0,8
BER	10^{-7}	$4,10^{-4}$	10^{-5}	10^{-6}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-6}	10^{-3}	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}
	@-30 dBm	@-30 dBm	@-62 dBm	@-65 dBm	@-60 dBm	@-68 dBm	@-75 dBm	@-62 dBm	x	x	@-58 dBm	@-40 dBm, 40 Mbps	@-60 dBm
Tecnologia	CMOS 0,25 um	CMOS 180 nm	CMOS 180 nm	CMOS 180 nm	CMOS 130 nm	CMOS 180 nm	CMOS 180 nm	CMOS 180 nm	CMOS 130 nm	CMOS 130 nm	CMOS 65 nm	CMOS 65 nm	CMOS 65 nm
Componentes externos	sim	sim	sim	sim	sim	sim	não	sim	não	não	x	sim	sim
$Z_{ce} - Z_{cm}$	50/50	50	<100	x	1M	x	x	100-600	<100	x	10k	x	x
Rx/Tx [f]													
Aplicação	BAN	BSN	Multimídia, biomédica	BSN	BAN	Biomédica	Monitor cardíaco	BAN	Eletro-acupuntura	MBAN	Wearables	Multimídia	Saúde

Dada a análise apresentada até aqui, os objetivos deste trabalho são:

- Estudar o canal HBC através de medições e considerações teóricas para identificar suas características gerais de propagação.
- Obter um modelo para este canal que possa ser utilizado como referência para o projeto de sistemas de comunicação baseados em HBC.
- Desenvolver um transceptor compacto e de baixo consumo para HBC que possibilite atingir os requisitos de autonomia energética, confiabilidade e coexistência das redes corporais. Este sistema, cujo diagrama idealizado é apresentado na Figura 1, será composto por estágios analógicos de entrada e saída (AFE - *Analog Front-End*) e um modem (modulador-demodulador) banda larga. A banda base do sistema de comunicação não será desenvolvida neste trabalho.

Para isso, nos capítulos a seguir, começa-se por descrever com mais detalhes as redes BAN, o que é o HBC e os principais trabalhos de caracterização e modelagem do canal encontrados na bibliografia. São apresentadas medições feitas no corpo para identificar as características do canal HBC básico e a influência das estruturas de testes no mesmo. Estes resultados são utilizados para realizar ajustes no modelo do canal e um modelo estendido que inclui os efeitos das estruturas de teste é apresentado. Com um modelo confiável, passaremos à etapa de projeto e simulação de um transceptor integrado em tecnologia CMOS 130 nm, descrevendo os critérios para as escolhas da modulação, frequência de operação, arquitetura do transmissor e receptor e projeto dos blocos individuais. Finalmente, o transceptor fabricado é testado para avaliação de seu desempenho e demonstração da comunicação entre dois nós HBC conectados ao corpo. O texto é concluído com considerações sobre os resultados dos trabalhos apresentados ao longo da tese, as contribuições feitas e possíveis caminhos para trabalhos futuros.

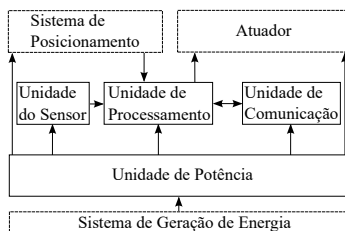
Figura 1 – Diagrama de blocos simplificado para um sistema de comunicação HBC.



2 BAN - REDES CORPORAIS

As primeiras pesquisas em redes de sensores sem fio (WSN) tiveram início ainda na década de 80 nos Estados Unidos, financiadas pela DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*) e logo se expandiram para as universidades (CHONG; KUMAR, 2003). As WSN são redes *ad hoc* que variam, em topologia, entre simples configurações estrela a redes *mesh multi-hop*. Elas podem ser compostas por um grande número de dispositivos pequenos, densamente distribuídos, de curto alcance, com restrições de consumo, que coletam, processam e transmitem dados entre si ou para uma estação base. Os dispositivos que compõem a rede são chamados de nós. Cada nó é composto basicamente por quatro blocos: o sensor (composto pelo sensor em si e um conversor analógico-digital - ADC), a unidade de processamento (que inclui sub-blocos de armazenamento e processamento de informações, comunicação entre os blocos e gerenciamento), a unidade de comunicação (com transmissor e/ou receptor de dados) e uma unidade de potência, como mostrado na Figura 2. Outras unidades podem existir dependendo da aplicação, como um sistema de posicionamento, extração de energia ou um atuador. As WSN encontram aplicações em automação industrial e residencial, eletroeletrônicos, monitoramento militar e de segurança, rastreamento e gerenciamento de suprimentos, monitoramento de sinais e características biomédicas, agricultura inteligente e monitoramento ambiental, sistemas interativos de entretenimento, entre outros (CHONG; KUMAR, 2003), (CALLAWAY, 2003).

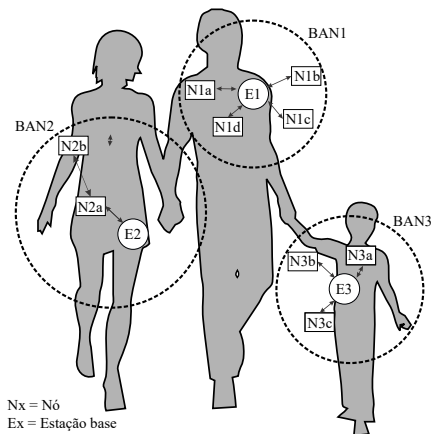
Figura 2 – Arquitetura típica de um nó sensor (AKYILDIZ et al., 2002).



As WSN são reclassificadas como BAN quando operam na vizinhança ou dentro do corpo humano (IEEE-SA, 2012). Um diagrama mostrando exemplos do raio de cobertura de múltiplas redes BAN é

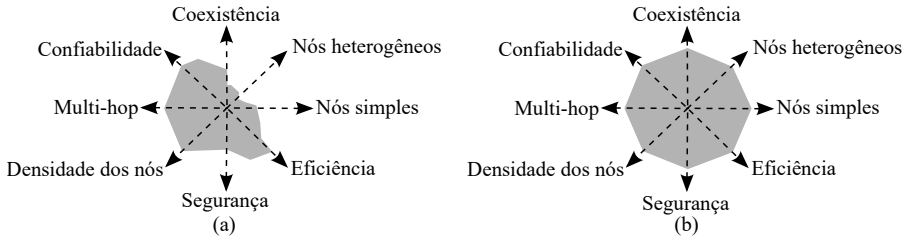
apresentado na Figura 3. As BAN e WSN possuem características ligeiramente diferentes que decorrem justamente das exigências da região de operação e das aplicações associadas. As WSN são redes com topologias estáticas e com grande número de nós semelhantes entre si. É também desejável que tenham tamanho reduzido e baixo consumo. Estes são também fatores essenciais para as BAN. Contudo, as redes corporais exigem em geral alta coexistência, confiabilidade, segurança de dados e biocompatibilidade, pois operam em áreas menores, próximas ao corpo humano e com dados privados sensíveis. As BAN têm ainda topologias dinâmicas e com poucos nós, que são relativamente simples em virtude das exigências energéticas e possuem funções diferentes entre si para processar uma variedade de informações relacionadas ao corpo humano ou suas proximidades (HOROWITZ, 2012), (HANSON et al., 2009), (LATRÉ et al., 2010). A Figura 4 apresenta um diagrama que compara as redes BAN e WSN com relação às suas principais características. As áreas sombreadadas na direção de cada característica indicam a demanda ou importância da mesma.

Figura 3 – Exemplo de área de operação das redes de sensores corporais.



As aplicações para redes BAN existem nas áreas de esportes, em que podem ser usadas para monitoramento de desempenho e de características biométricas durante atividades físicas; de entretenimento, para comunicação entre sistemas portáteis de áudio e vídeo sem fio com fones ou óculos multimídia; de segurança, para verificação de indicadores vitais e rastreamento de profissionais de segurança e res-

Figura 4 – Principais características e requisitos das redes WSN (a) e BAN (b). Adaptado de (LATRÉ et al., 2010).



gate; de identificação, para controle de acesso ou transferência de informações pessoais para equipamentos multimídia, terminais bancários ou de transporte; entre outros (BLANCKENSTEIN; KLAUE; KARL, 2015), (MOVASSAGHI; ABOLHASAN; LIPMAN, 2013), (LATRÉ et al., 2010), (PATEL; WANG, 2010), (HANSON et al., 2009). Para as aplicações em medicina, as BAN são usualmente classificadas como MBAN (*Medical Body Area Networks*). Entre as aplicações para MBAN pode-se citar: verificação do ritmo cardíaco, pressão sanguínea, nível de glicose, sinais cerebrais, além da possibilidade de atuar ativamente no corpo para aplicação de estímulos ao coração ou ao cérebro, injeção de medicamentos ou acionamento de próteses (LATRÉ et al., 2010), (MOVASSAGHI; ABOLHASAN; LIPMAN, 2013).

O uso das BAN na medicina tem o potencial de transformar o tratamento e o monitoramento dos pacientes. A eliminação das conexões físicas com os equipamentos médicos reduziria o desconforto e o risco de infecções e, permitiria ainda, ampliar o número de pacientes monitorados. Nos EUA, as limitações destas mesmas conexões atualmente impedem que aproximadamente a metade dos pacientes seja ativamente monitorada (GRACE, 2012), (HARBERT, 2012). O monitoramento contínuo aumenta consideravelmente, por exemplo, as chances de sobrevivência em caso de uma parada cardíaca, que são de apenas 6% para um paciente sem monitoramento, mas passam para 48% para um paciente sob monitoramento (HOROWITZ, 2012). A aplicação de BAN para medicina não se restringe ao ambiente hospitalar, dado que uma demanda ainda maior existe para pacientes com doenças crônicas ou em pós-tratamento diretamente em suas casas (MEARIAN, 2012).

É importante apontar que o consumo é um dos fatores cruciais na implementação de uma rede BAN, sobretudo em aplicações em que o dispositivo deve ser extremamente miniaturizado e operar por longos

períodos com a mesma fonte de energia, como em aplicações médicas implantáveis. Isso porque, as baterias convencionais têm volume, peso, tempo de vida e densidade de energia limitados e não fornecem a autonomia esperada para estas ou outras aplicações que exigem prolongada duração (HANSON et al., 2009), (PARADISO; STARNER, 2005), (MITCHESON et al., 2008). Outro agravante é a baixa potência disponível e baixa eficiência dos métodos alternativos para energização destes circuitos, como os dispositivos de extração de energia térmica, vibracional ou luminosa e a transferência de energia sem fio (WPT - *Wireless Power Transfer*) por acoplamento indutivo, capacitivo ou radiativo (ZHANG et al., 2012; PARADISO; STARNER, 2005; HANSON et al., 2009; MITCHESON et al., 2008); há ainda as restrições impostas pelos limites para radiação emitida, por questão de segurança ou para evitar interferência entre dispositivos (ICNIRP, 1998). Assim, o projeto adequado da rede e do transceptor é essencial, pois a unidade de comunicação, ou o transceptor é geralmente o bloco responsável pela maior parte do consumo em um nó (COOK et al., 2006), (CHEE; NIKNEJAD; RABAEY, 2006), (PANDEY; SHI; OTIS, 2011), (HELLEPUTTE; MEMBER; GIELEN, 2009).

Na Tabela 2, são apresentados alguns requisitos impostos pelas aplicações típicas para BAN sobre as características das redes, como topologia e latência, e dos transceptores, como taxa de bits e tempo de bateria.

Tabela 2 – Requisitos sobre as redes de comunicação de acordo com a aplicação desejada. Adaptado de (MOVASSAGHI; ABOLHASAN; LIPMAN, 2013), (PATEL; WANG, 2010).

Aplicação	Taxa de bits	Tempo de bateria	Sensível a latência	Topologia da rede
Sensor de glicose	10 kbps	> 1 semana	sim	estrela
Endoscopia por capsula	2 Mbps	> 24h	sim	ponto-a-ponto
ECG	100 kbps	>1 semana	sim	estrela
Áudio	1 Mbps	> 24h	sim	estrela
Rastreamento	400 kbps	> 24h	não	ponto-a-ponto

Há no mercado diversas tecnologias que, à primeira vista, poderiam ser utilizadas para BAN, entre elas Bluetooth, ZigBee, Sensium, ANT e Zarlinc. Contudo, a abrangência de aplicações e o al-

cance destas tecnologias tende a elevar consideravelmente o consumo de potência. Além disso, elas possuem limitações de coexistência, escalabilidade, segurança, taxa de dados, confiabilidade e custo (WONG et al., 2008), (MOVASSAGHI; ABOLHASAN; LIPMAN, 2013), (PATEL; WANG, 2010). Dadas estas deficiências, em 2012, o padrão IEEE 802.15.6 foi lançado (IEEE-SA, 2012). Ele tenta fornecer uma solução de baixo consumo e alta confiabilidade às BAN. São propostas uma camada de controle de acesso ao meio (MAC) unificada e três camadas físicas diferentes: NB (*Narrowband*) que opera nas principais bandas MICS e ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) em 400 MHz, 900 MHz e 2,4 GHz; UWB (*Ultra Wideband*) que opera em 3,1-4,8 GHz e 6,2-10,3 GHz; e HBC (*Human Body Communication*) que opera em 21 MHz. As características das demais camadas da rede não são indicadas pelo padrão, ficando abertas para desenvolvimento de acordo com as características da aplicação e de outros requisitos da rede. Para o protocolo MAC, há apenas os requisitos básicos para comunicação entre dispositivos na mesma rede. Para a camada física são recomendadas as frequências de operação, modulações e taxas de transferência com certas limitações. Assim, alguns desafios permanecem abertos para BAN, principalmente na camada física da rede, que engloba o método de propagação e os circuitos de comunicação. Neste caso, as buscas pela redução da atenuação do sinal pelo corpo, coexistência e baixo consumo indicam que o HBC é a alternativa com maior potencial e vantagens com relação aos métodos convencionais de comunicação por radiação. Ele é descrito com mais detalhes na próxima seção.

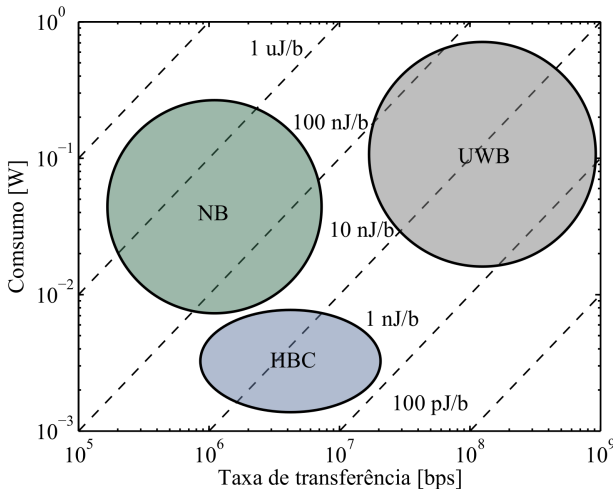
2.1 HBC - COMUNICAÇÃO PELO CORPO HUMANO

A tecnologia HBC, também conhecida como BCC (*Body Channel Communication*) e IBC (*Intra-Body Communication*), foi apresentada originalmente por Thomas Guthrie Zimmerman em 1995 (ZIMMERMAN, 1995). A idéia surgiu no MIT Media LAB quando o grupo estudava o uso do campo elétrico para medir posicionamento e percebeu que poderia modular o campo para transmitir dados. No HBC, o corpo humano é o principal meio de propagação para transmissão de sinais entre nós de uma rede BAN. O sinal do nó transmissor é acoplado ao corpo por campos elétricos ou magnéticos utilizando eletrodos, ou acopladores, e é capturado em outra parte do corpo por um nó receptor usando eletrodos similares.

A frequência de operação do HBC é usualmente maior que 0,1

MHz e menor que 100 MHz. O limite inferior permite evitar a interferência eletromagnética de equipamentos e não interfere com sinais biológicos de baixas frequências (WEGMUELLER et al., 2009), (SCHENK et al., 2008). Com o limite superior, o comprimento de onda do sinal é geralmente maior que as dimensões do corpo, minimizando a operação do mesmo como uma antena e a radiação do sinal. Destes aspectos emergem algumas vantagens do HBC quando comparado a outros métodos de comunicação sem fio disponíveis: a maior parte do sinal fica confinado ao corpo, já que o campo elétrico gerado diminui com o cubo da distância, sendo atenuado consideravelmente em alguns centímetros (FALCK et al., 2007), (ZIMMERMAN, 1995). Isso aumenta a segurança, reduz interferência, melhora coexistência e eficiência espectral, e, portanto, permite que toda a faixa de frequência seja utilizada por múltiplas redes, com potencial de simplificar o controle de acesso ao meio (MAC) (BALDUS et al., 2009), (PUN et al., 2011). Além disso o corpo é mais condutor do que o ar, o que reduz a atenuação do sinal com relação aos métodos de RF (HACHISUKA et al., 2003), (RUIZ; SHIMAMOTO, 2006), e o efeito de *body shadowing*, devido aos movimentos do corpo, também é consideravelmente reduzido (SCHENK et al., 2008).

Figura 5 – Consumo e taxa de dados de transceptores HBC, NB e UWB (BAE; SONG, 2012).



Adicionalmente, a operação em baixas frequências tem o poten-

cial de eliminar os circuitos do *front-end* de RF usados em transceptores banda estreita e ultra-banda larga, que possuem consumo elevado, mas que podem ser substituídos por circuitos digitais e analógicos de baixa potência. Esta tendência para menor consumo dos circuitos transceptores HBC pode ser vista no gráfico na Figura 5. Note que para taxas de transferência de até 10 Mbps, o HBC apresenta a melhor relação de energia por bit quando comparados com as tecnologias NB e UWB. Outros fatores importantes são: o uso de eletrodos evita problemas de desempenho e tamanho das antenas, sobretudo em baixas frequências. A radiação de sinal pelos dos eletrodos também é evitada, já que suas dimensões são, geralmente, muito menores que comprimento de onda do sinal aplicado.

No que diz respeito às aplicações, o HBC está apto a realizar funções que possam ser intermediadas pelo corpo, como, identificação, interatividade e transmissão de dados (como áudio, vídeo, ou do resultado de monitoramento de sinais biológicos) com a possibilidade de poderem ser implantáveis ou vestíveis. Contudo, a viabilidade depende da maneira como os sinais do HBC são aplicados ao corpo, o chamado método de acoplamento.

2.1.1 Métodos de Acoplamento

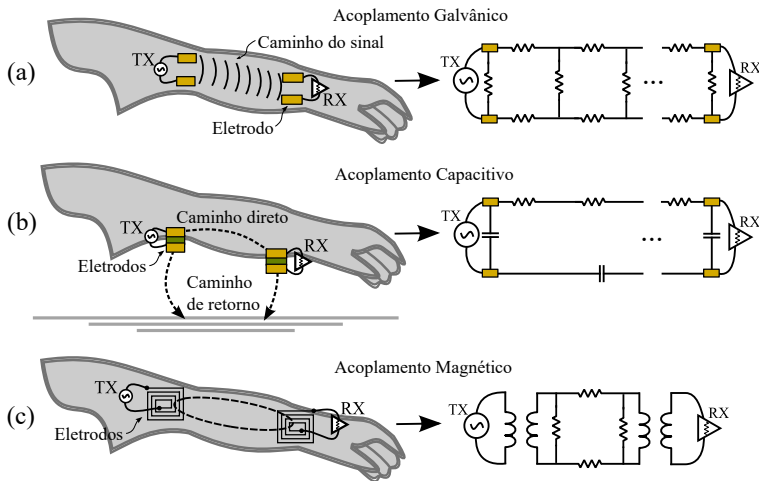
No HBC, o acoplamento dos sinais de comunicação ao corpo pode ser realizado usando três métodos distintos quanto à maneira como os eletrodos são fixados: o método galvânico, o método capacitivo e o método magnético. Há algumas características de desempenho diferentes para cada método que são discutidas a seguir.

2.1.1.1 Acoplamento Galvânico

No método de acoplamento galvânico, primeiramente proposto por Handa em 1997 (HANDA et al., 1997) (Figura 6 (a)), e estendido em trabalhos de outros autores (HACHISUKA et al., 2003), (WEGMUELLER et al., 2007), (PUN et al., 2011), (CHEN et al., 2012), (HAGA et al., 2013), (KIBRET et al., 2014), (CALLEJÓN et al., 2015), (LI et al., 2017) o par de eletrodos do transmissor (TX) está em contato com a pele e acopla o sinal ao corpo, gerando um sinal diferencial que induz correntes galvânicas. O sinal se propaga pela pele e tecidos inferiores com uma distribuição que depende do espaçamento entre os eletrodos (CALLE-

JON et al., 2013), (KIBRET et al., 2013), (HAGA et al., 2013), e é capturado por outro par de eletrodos em contato com a pele no receptor (RX). A ausência de acoplamentos externos torna este método independente do ambiente nas proximidades do corpo e, portanto, adequado para dispositivos vestíveis (*wearable*) e implantáveis. No entanto, o sinal sofre forte atenuação para distâncias longas. Além disso, com o aumento da frequência, a condutividade dos tecidos aumenta consideravelmente, e a maior parte do sinal é curto-circuitada entre os eletrodos do transmissor. Assim, o método é viável apenas para distâncias menores que 25 cm entre transmissor e receptor, e a frequência de operação é limitada à faixa inferior a 1 MHz, tornando-o mais vulnerável à interferência de baixas frequências e limitando a taxa de dados (WEGMUELLER et al., 2010), (PUN et al., 2011), (CALLEJON et al., 2013).

Figura 6 – Métodos de acoplamento para HBC: galvânico (a), capacitivo (b) e magnético (c).



2.1.1.2 Acoplamento Capacitivo

No acoplamento capacitivo, baseado no método original proposto por Zimmerman em 1995 (ZIMMERMAN, 1995), (Figura 6 (b)), com pesquisas adicionais relevantes em (RUIZ; SHIMAMOTO, 2006), (CHO; YOO; SONG, 2007), (SCHENK et al., 2008), (BALDUS et al., 2009), (XU et al.,

2012), (BAE; CHO; SONG, 2012), (ZEDONG et al., 2014), (HYOUNG et al., 2012), (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (CALLEJON et al., 2013), (BAE; YOO, 2015b), (PARK; GARUDADRI; MERCIER, 2017) apenas um dos eletrodos transmissor, chamado de eletrodo de sinal, entra em contato com a pele. O outro eletrodo, chamado de eletrodo de terra (ou retorno), é deixado em aberto, flutuando para o ambiente. Neste caso, no par de eletrodos do transmissor é gerado um potencial elétrico, induzindo um campo elétrico no corpo que é capturado pelos eletrodos do receptor dispostos com a mesma configuração. Os eletrodos em contato com a pele criam um caminho direto para o sinal passando pelo do corpo, enquanto os eletrodos flutuantes no transmissor e receptor criam um caminho de retorno por meio do acoplamento direto pelo ar e com o plano de terra. A existência de um caminho de retorno externo ao corpo faz com que este tipo de acoplamento seja adequado apenas para aplicações vestíveis e torna o canal mais vulnerável às interferências de objetos condutivos muito próximos. Ainda assim, quando comparado ao método galvânico, o método capacitivo apresenta menor atenuação, maior distância de transmissão (virtualmente para qualquer distância no corpo), maior frequência de operação (até 100 MHz) e, portanto, permite maiores taxas de transferência (CALLEJON et al., 2013), (SEYEDI et al., 2013).

2.1.1.3 Acoplamento Magnético

O HBC magnético foi proposto em 2012 por Takayuki Ogasawara (OGASAWARA et al., 2012). Neste método, são utilizados eletrodos em formato de bobinas (PARK; MERCIER, 2015) ou de indutores coplanares (OGASAWARA et al., 2014), (HERNANDEZ-GOMEZ et al., 2017) para acoplar campos magnéticos e induzir correntes no corpo que são capturados por eletrodos semelhantes no receptor (Figura 6 (c)). O HBC magnético ainda está em fase inicial de estudos mas, segundo as referências estudadas, ele apresenta uma distância de propagação comparável ao método capacitivo e menor atenuação de sinal, pois os campos magnéticos não são atenuados pelos tecidos do corpo. Em geral, limita-se a operação deste método à frequências abaixo de 20 MHz para manter a maior parte da energia do campo magnético próxima ao corpo, elevando a segurança do canal.

A Tabela 3 resume as principais diferenças entre os dois métodos. Apesar do método galvânico ter como pontos positivos o fato de ser menos vulnerável à interferências externas e mais seguro por não de-

Tabela 3 – Comparação entre métodos de acoplamento para HBC. Campos com o símbolo (*) são incertos pois não possuem informações suficientes na literatura.

Característica	Galvânico	Capacitivo	Magnético
Canal	Limitado ao corpo	Dependente do retorno pelo ambiente	Limitado ao corpo
Contato dos Eletrodos	Em contato com o corpo	Eletrodos de sinal em contato com o corpo e eletrodos de terra flutuantes	Eletrodos (bobinas) próximas do corpo
Aplicação	Implantável e vestível	Apenas vestível	Vestível e implantável(*)
Frequências	< 1 MHz	1-100 MHz	<20 MHz
Taxa de bits	Ordem de kbps	Dezenas de Mbps	Dezenas de Mbps (*)
Distância de comunicação	<25 cm	Todo o corpo	Todo o corpo

pende de um retorno externo ao corpo, ou poder ser usado em circuitos implantados, suas limitações de banda, taxa de dados e distância de propagação são críticas, esta última, sobretudo, para estruturas miniaturizadas implantáveis, onde a distância entre os eletrodos de um mesmo par tende a reduzir drasticamente e limitar ainda mais a distância de propagação. Enquanto isso, o método capacitivo apresenta menor atenuação de sinal e banda de operação maior, possibilitando distâncias de comunicação e taxas de transferência superiores ao acoplamento galvânico. O retorno externo indicaria que o método capacitivo seria adequado apenas às aplicações vestíveis, contudo resultados recentes apresentados em (LI et al., 2016) indicam baixa atenuação de sinal e independência da distância de propagação para implantes baseados no acoplamento capacitivo. O método magnético, ao início da revisão bibliográfica para esta tese em 2012, não possuía trabalhos relacionados publicados oficialmente e, desde então, pouco avanço foi reportado na escassa bibliografia encontrada, parecendo ainda estar em fase inicial de estudos para entendimento dos fenômenos envolvidos. Com estas considerações, a partir deste ponto este texto aborda apenas o método capacitivo, e quando for feita referência ao HBC deste ponto em diante,

deve ficar subentendido que trata-se deste método.

No próximo capítulo aborda-se a caracterização do canal e seus principais problemas. São apresentadas medições para esclarecer questões sobre o acoplamento, influências externas e a configuração de medição.

3 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL HBC

A caracterização do canal de comunicação é essencial para o projeto do transceptor. Através dela, o circuito pode ser especificado e verificado em condições semelhantes às da operação real, antes mesmo de ser fabricado. Muitos aspectos podem ser considerados quando faz-se a avaliação do canal HBC: 1) características gerais dos eletrodos como, material, estrutura e tamanho, 2) posição dos eletrodos no corpo, sobretudo considerando o caminho de retorno pelo ambiente, 3) as perdas do canal com a distância de propagação, frequência e movimentos do corpo, 4) diferenças na resposta para diferentes pessoas, 5) interferências do ambiente e de outras BAN, entre outros. Contudo, é extremamente difícil criar em laboratório as condições e o sistema de medições apropriados para replicar o canal HBC correto e em situações reais de uso que estejam aptos a verificar todos os aspectos acima mencionados.

Estudos dedicados à caracterização em (SCHENK et al., 2008), (XU et al., 2009), (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012) apontam que o aspecto crucial para obter a resposta correta do canal HBC é preservar o retorno capacitivo pelos eletrodos terra entre TX e RX, isolando-os do terra da rede ou equipamentos conectados à rede de energia. A falha em considerar esta necessidade pode levar a respostas do canal com perfil de frequência ou ganho incorretos.

Este aspecto pode ser evidenciado, por exemplo, nas medições do canal apresentadas em (RUIZ; SHIMAMOTO, 2006), (CHO; YOO; SONG, 2007), (ATTARD; ZAMMIT, 2012), (SONG; CHO; YOO, 2007), onde não é mantido o caminho de retorno correto. Nestes trabalhos, são usados equipamentos de medição ligados à rede de energia elétrica, o que curto-circuita parte do caminho de retorno e reduz a atenuação do canal. Em outros resultados presentes na bibliografia, este aspecto não é tão facilmente identificado. Os resultados recentes mais completos são apresentados por (CALLEJON et al., 2013), (BAE; CHO; SONG, 2012), (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (SASAKI et al., 2010), (XU et al., 2009) e mostram um canal com comportamento passa-altas ou passa-banda e atenuação mínima da ordem de 15 dB, apresentando divergências quanto à frequência de menor atenuação. Porém, apesar do amplo escopo e de elucidarem algumas questões sobre os mecanismos de propagação do HBC, contradizem outros resultados quanto aos níveis mínimos de atenuação (HWANG et al., 2006), (SCHENK et al., 2008), com diferenças maiores que 15 dB, ou ao perfil de frequência (WANG et al., 2011),

(HWANG; KANG; KANG, 2011), (PHAM et al., 2010), passa-baixas nestas referências. As fontes destas divergências são difíceis de identificar, dadas as informações limitadas sobre as condições em que o canal foi caracterizado e a omissão da influência do sistema de medição, que pode ter efeito relevante nos resultados, como será mostrado na Seção 3.2.5.

Há alguns métodos distintos para preservar o canal HBC e não perturbar o caminho de retorno. Um deles faz uso de transceptores discretos alimentados por bateria (SCHENK et al., 2008), (HWANG; KANG; KANG, 2011), (BAE; CHO; SONG, 2012), (XU et al., 2012), (PARK; GARUDADRI; MERCIER, 2017), porém, é difícil varrer a frequência com precisão no TX e detectar o sinal no RX sem o uso de equipamentos de medição ligados à rede de energia elétrica, que devem ser isolados utilizando conexões ópticas ou baluns. Outros métodos fazem uso apenas de equipamentos de medição alimentados por bateria ou isolados por baluns (XU et al., 2009), (CALLEJON; REINA-TOSINA; ROA, 2012), (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (PARK; GARUDADRI; MERCIER, 2017). Equipamentos alimentados por bateria não são a melhor opção, pois aumentam o plano de terra devido à carcaça do próprio equipamento, distorcendo o nível de sinal recebido. O uso de baluns em equipamentos convencionais é o método mais prático. O balun transforma um sinal simples com referência fixa em um sinal diferencial e pode, desta forma, ser usado para isolar o equipamento aterrado do canal de medição flutuante, preservando o retorno capacitivo. Este método é utilizado nas medições do canal HBC, contudo, os resultados mostraram que a influência dos baluns no nível de sinal é considerável. No Capítulo 4, apresenta-se um modelo do canal que inclui as influências dos baluns e permite considerar seus efeitos sobre a resposta do canal.

3.1 SISTEMA DE MEDIÇÃO

O sistema de medição faz uso de um analisador de redes vetorial (VNA - *Vector Network Analyzer*) de duas portas (Rohde & Schwarz ZVB Vector Network Analyzer, 300 kHz - 8 GHz), operando simultaneamente como transmissor e receptor para medição do ganho de transmissão, S_{21} , do canal. Desta forma, foram necessários baluns para desacoplar o retorno do HBC da referência das portas do VNA. Estas estão internamente conectados e curto-circuitariam o caminho de retorno pelo ar e pelo plano de terra do canal, caso baluns não fossem usados. Foram utilizados baluns (FTB-1-6, Mini-circuits), com

frequência de operação efetiva até 125 MHz, cobrindo a banda de caracterização desejada entre 1-100 MHz. Os sinais foram aplicados ao corpo utilizando eletrodos de cobre ou Ag/AgCl adaptados ou diretamente soldados a cabos coaxiais. A potência dos sinais aplicados foi de 0 dBm, dentro dos limites de segurança exigidos (ICNIRP, 1998). O eletrodo de sinal e o eletrodo de terra foram posicionados numa estrutura vertical, ou seja, um sobre o outro, respeitando as exigências do método capacitivo: o eletrodo de sinal em contato com a pele e, sobre ele, o eletrodo de terra isolado e com o contato em direção ao ar. Esta configuração vertical dos eletrodos apresenta o melhor ganho para o canal quando comparada aos arranjos horizontais ou mistos (BAE; YOO, 2015b). Além disso a área total ocupada pelo conjunto é minimizada e o espaço entre eles poderia ser ocupado pelos próprios circuitos de um nó para a rede BAN. Um diagrama do sistema de medição é apresentado na Figura 7, com o detalhe da estrutura do eletrodo ampliado. Uma foto da configuração das medições em laboratório é apresentada na Figura 8. O contato dos eletrodos com a pele foi garantido com pressão mecânica feita por uma braçadeira de tecido usada em atividades esportivas. O sistema foi calibrado com método SOLT (*short, open, load e thru*) apenas até a interface com os baluns. Os cabos conectados aos eletrodos foram personalizados e não possuíam conectores adequados para fazer uma calibração apropriada. As medições realizadas são apresentadas na próxima seção.

Figura 7 – Configuração de medição completa do canal.

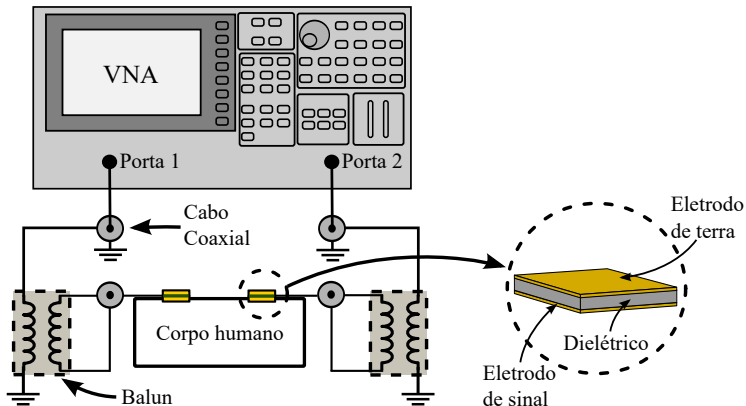
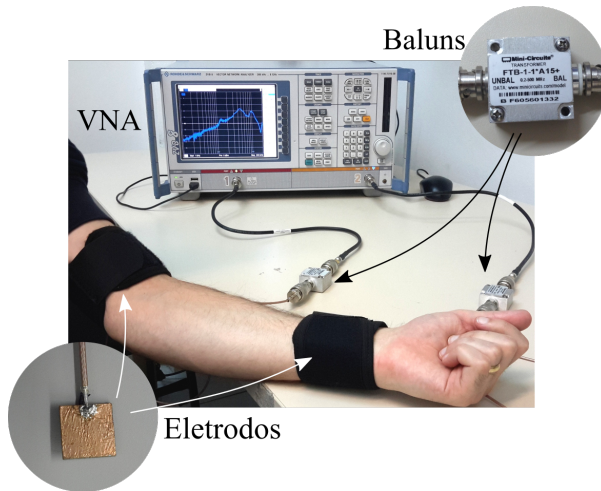


Figura 8 – Foto da configuração de medição do canal.



3.2 MEDIÇÕES DO CANAL

A seguir, são apresentados os resultados para a resposta do canal com respeito aos materiais dos eletrodos, diferenças entre indivíduos e distâncias de propagação na faixa entre 1-100 MHz. São também apresentados testes com diferentes baluns, comprimentos de cabos e do sistema de medição sem o corpo. Como apontado anteriormente, há algumas divergências entre os resultados de caracterização do canal HBC apresentadas na bibliografia. O objetivo com este conjunto de medições foi tentar reproduzir os procedimentos de medição e resultados encontrados por outros grupos, verificar as principais características da resposta do canal e estudar a influência do sistema de medição nos resultados. Com isso acumulam-se informações úteis para modelar e tentar corrigir eventuais efeitos de medição. Todos os testes apresentados a seguir foram realizados com os indivíduos sentados, o sinal foi aplicado apenas no pulso, com o braço estendido para frente e apoiado sobre uma mesa com base de madeira a 75 cm do plano de terra. É importante mencionar que as medições realizadas foram concentradas nos braços dos indivíduos. Desta forma, os modelos a serem apresentados também têm foco na propagação de sinal envolvendo os braços. Em ambos os casos, medições e simulações, o tórax é parte importante do

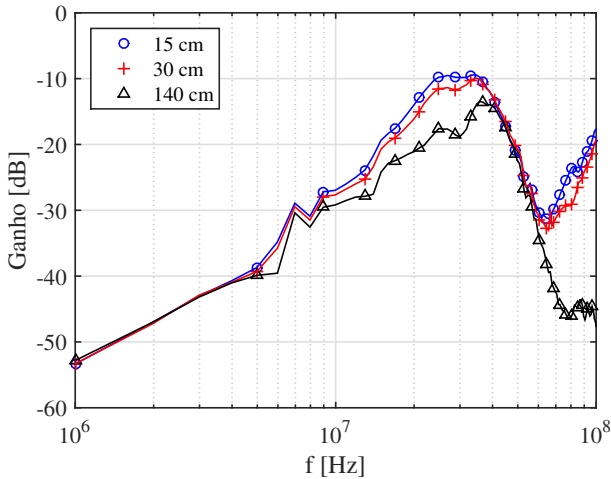
caminho de sinal quando a propagação é avaliada entre os dois braços, sendo portanto considerado que os resultados podem ser utilizados para avaliação da comunicação nesta região do corpo. Algumas aplicações se beneficiam diretamente dessa caracterização do corpo, entre elas cartões virtuais de identificação e sistemas de monitoramento de sinais biológicos nestas regiões, como sinais cardíacos, pressão sanguínea ou temperatura.

3.2.1 Distância de propagação

A resposta do canal com relação à variação da distância de propagação sobre o corpo foi verificada para distâncias entre TX e RX de 15 cm, 30 cm e 140 cm através de medições usando eletrodos quadrados de cobre com área de 4 cm². Para as distâncias de 15 cm e 30 cm, o sinal foi aplicado no pulso do braço direito e medido no mesmo braço. Para distância de 140 cm, o sinal foi aplicado no pulso direito e medido no pulso esquerdo, para esta distância ambos os braços estavam estendidos para frente e separados horizontalmente entre si por uma distância de 30 cm.

Os resultados, apresentados na Figura 9, mostram que o canal apresenta um perfil de ganho que se assemelha ao de um filtro passa-banda. Para frequências abaixo de 5 MHz, há pouca diferença na atenuação do sinal para as três distâncias. Isso ocorre porque a impedância do caminho de retorno domina a resposta do canal nesta faixa. Para frequências intermediárias, entre 5-40 MHz, há a redução da impedância de retorno; a atenuação do canal passa a depender diretamente da distância de propagação pelo corpo. Para frequência acima de 40 MHz, a atenuação mostra uma tendência geral de crescimento, mas o comportamento é errático. Na bibliografia, especula-se que isso se deve à descontinuidade da interface dos cabos por (XU; ZHU; YUAN, 2011), mas também pode estar relacionada à atenuação da parte do sinal corresponde à onda de superfície acoplada ao corpo (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (BAE; CHO; SONG, 2012). Estes resultados são semelhantes às respostas encontradas em (XU et al., 2009), (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (CALLEJON; REINA-TOSINA; ROA, 2012).

Figura 9 – Resultados de medições para distâncias de propagação: 15 cm, 30 cm e 140 cm com eletrodos de cobre.



3.2.2 Variação Temporal

Para verificar a estabilidade temporal do canal, foram feitas 3 medições por dia, com intervalos de 10 minutos, durante 3 dias. As medições foram realizadas em um único indivíduo, para o mesmo tipo de eletrodo e para as três distâncias de propagação do item anterior. Os resultados são apresentados nas Figuras 10, 11 e 12. As curvas correspondem ao valor médio dos dias de medição, com as barras de erro indicando o desvio padrão. A variação temporal é relativamente pequena para todos os casos. Para a distância de 15 cm, o pior caso para o desvio padrão foi $\pm 2,4$ dB e o valor médio do desvio padrão foi 0,4 dB. Para a distância de 30 cm, o pior caso foi $\pm 3,2$ dB e o valor médio do desvio padrão foi 0,5 dB. Para a distância de 140 cm, o pior caso foi $\pm 5,7$ dB, com o valor médio do desvio padrão ficando em 0,7 dB. Estes resultados estão de acordo com os resultados das referências (SCHENK et al., 2008), (CALLEJON et al., 2013), cujos desvios estavam entre 1,2 dB e 5 dB.

Figura 10 – Resultados de medições para verificação de variação temporal com distâncias de propagação de 15 cm.

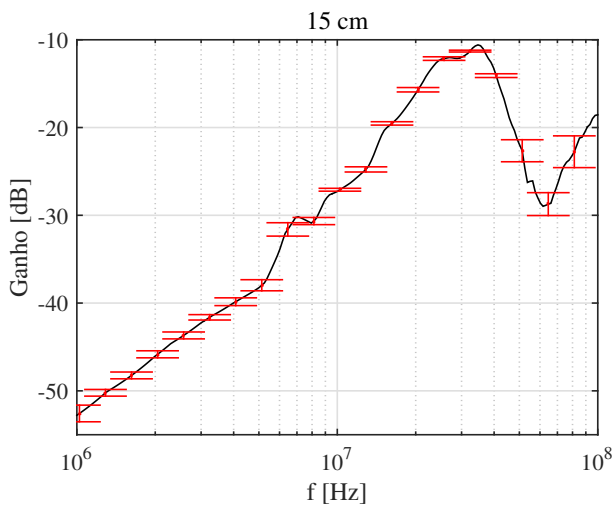


Figura 11 – Resultados de medições para verificação de variação temporal com distâncias de propagação de 30 cm.

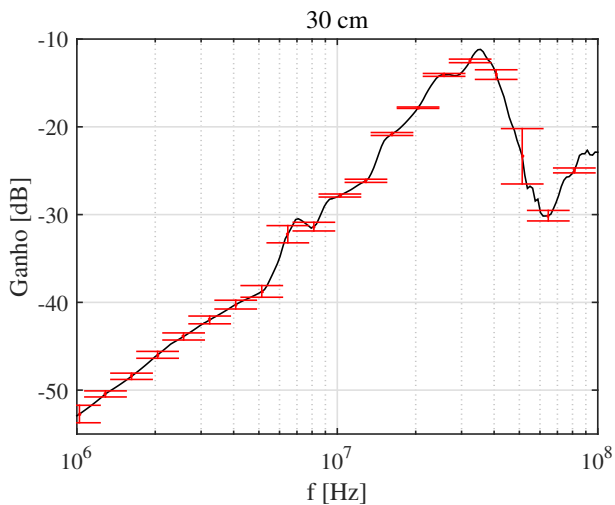
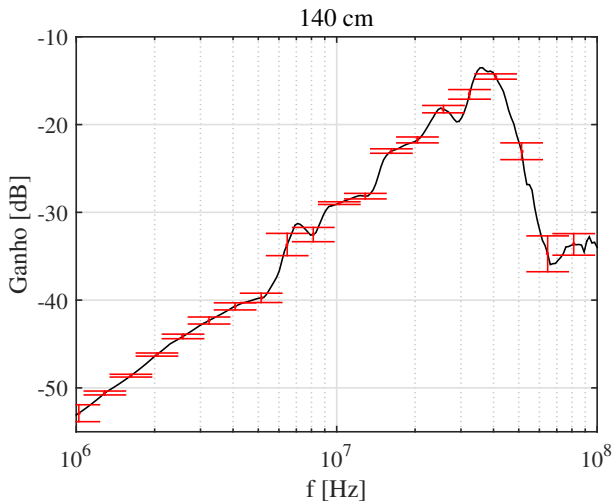


Figura 12 – Resultados de medições para verificação de variação temporal com distâncias de propagação de 140 cm.



3.2.3 Tipos de eletrodo

Para verificar a influência do material do eletrodo, dois tipos de eletrodo de sinal foram testados: um eletrodo padrão de ECG (Ag/AgCl, área efetiva de $1,5 \times 1,8 \text{ cm}^2$ com gel adesivo), e um eletrodo de cobre (PCB FR4 com área igual a $2 \times 2 \text{ cm}^2$), apresentados na Figura 13. Em ambos os casos um eletrodo de cobre (PCB FR4 de $2 \times 2 \text{ cm}^2$), foi utilizado como eletrodo terra. Estes eletrodos foram posicionados verticalmente sobre os eletrodos de sinal, ficando 4,5 mm acima do eletrodo Ag/AgCl (devido à geometria do eletrodo) e 1,5 mm (espessura do PCB) acima do eletrodo de cobre. Este tamanho dos eletrodos é conveniente, pois eletrodos de cobre não flexíveis maiores seriam difíceis de fazer contato com a superfície da pele e o comprimento lateral de 2 cm parece mais adequado para possíveis aplicações práticas vestíveis em BAN. Foram feitas 3 medições para cada tipo de eletrodo e cada distância de propagação. Os resultados são apresentados nas Figuras 14, 15 e 16 e representam o valor médio para cada eletrodo.

Fazendo uma avaliação da diferença entre os eletrodos, é possível notar que a característica passa-banda e a frequência de pico não sofrem mudanças apreciáveis. Os eletrodos de cobre apresentam menor

Figura 13 – Tipos de eletrodos utilizados nas medições.

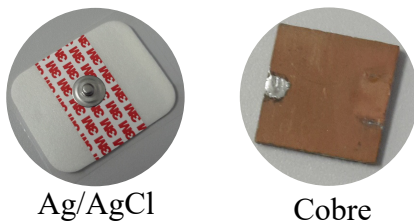
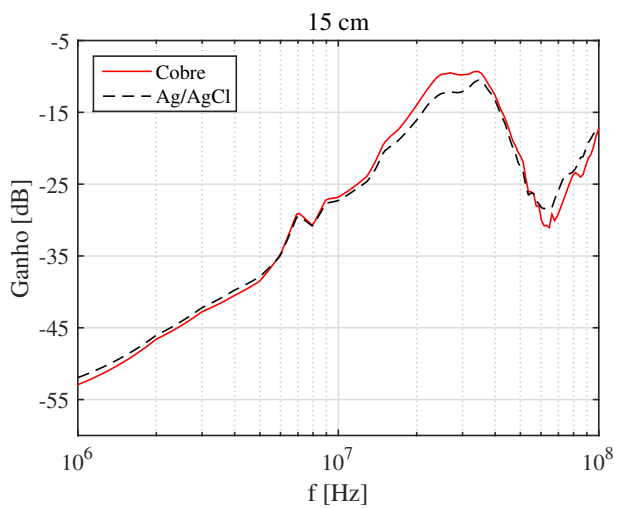


Figura 14 – Resultados de medições com eletrodos de cobre e Ag/AgCl para distância de 15 cm.



atenuação em geral que os eletrodos de Ag/AgCl. Contudo, a diferença é sempre inferior a 3,5 dB na faixa entre 1-60 MHz para as distâncias de 15 cm e 30 cm. Para 140 cm, a atenuação é muito similar para os dois tipos de eletrodo, com diferenças inferiores a 2 dB até 60 MHz. Acima de 60 MHz a variação tende a aumentar para todas as distâncias. Isso ocorre porque a impedância do eletrodo só se torna importante quando a impedância de retorno deixa de ser predominante. Para a distância de 140cm em particular, a propagação pelo corpo apresenta possivelmente uma impedância maior que a impedância dos eletrodos, reduzindo as diferenças de atenuação. Resultados semelhantes foram encontrados por (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (CHO; BAE; YOO, 2009), que também apontam para uma influência muito pequena do tipo de eletrodo. Em (CALLEJON et al., 2013) foi constatada variação entre eletrodos Ag/AgCl e cobre, mas a diferença pode estar relacionada ao tamanho diferente dos eletrodos comparados, já que eletrodos maiores reduzem a atenuação por aumentar a área de contato.

Figura 15 – Resultados de medições com eletrodos de cobre e Ag/AgCl para distância de 30 cm.

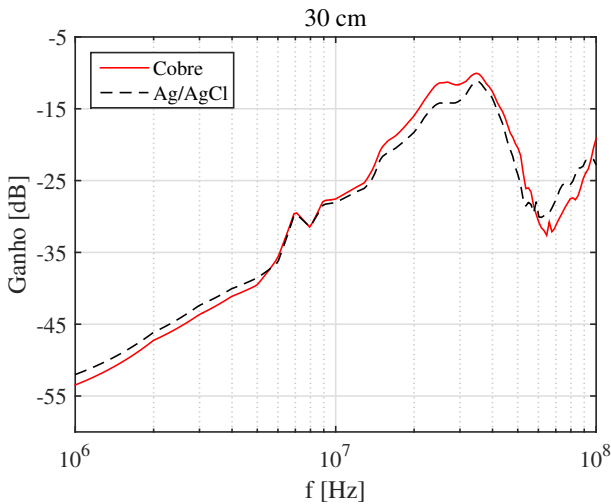
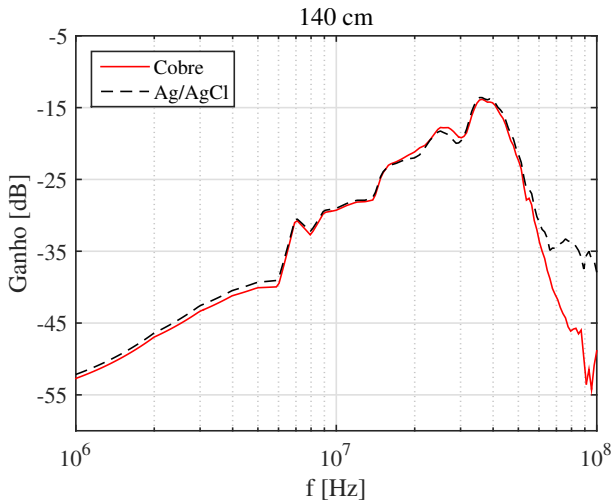


Figura 16 – Resultados de medições com eletrodos de cobre e Ag/AgCl para distância de 140 cm.

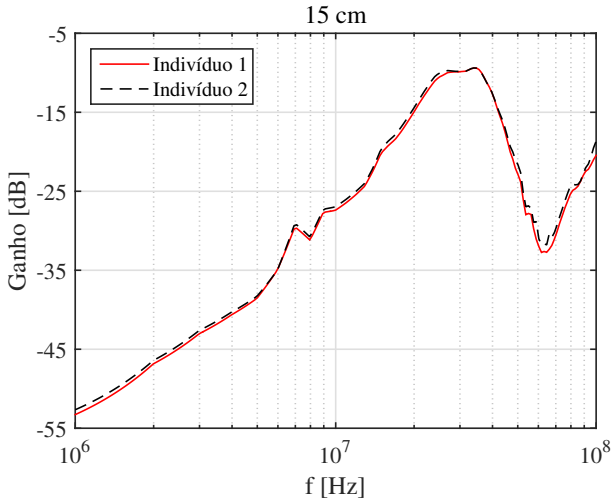


3.2.4 Indivíduos diferentes

Para verificar a influência da variação das características biométricas na resposta do canal, foram feitas medições em dois indivíduos. A configuração de medição foi a mesma dos testes para distância de propagação (seção 3.2.1). Os indivíduos tinham aproximadamente a mesma altura mas diferente peso. As Figuras 17, 18 e 19 mostram os resultados para dois indivíduos e as três distâncias de propagação. Novamente, as medições foram repetidas 3 vezes para cada indivíduo e cada distância, com as curvas apresentadas representando o valor médio. Como esperado, abaixo de 5 MHz a predominância do caminho de retorno não permite ver diferenças, sendo independente do indivíduo. Acima desta frequência, há uma diferença crescente na atenuação do sinal entre os dois indivíduos que, apesar de pequena, torna-se mais evidente para maiores distâncias de propagação, já que o efeito da impedância do corpo é mais pronunciado nestes casos. A diferença de atenuação foi sempre inferior a 3 dB para todas as distâncias abaixo de 60 MHz, com valores erráticos acima desta frequência. Estes resultados são semelhantes aos das referências (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (CALLEJON et al., 2013), (SCHENK et al., 2008), cujas variações foram

inferiores a 3 dB.

Figura 17 – Resultados de medições para diferentes indivíduos: indivíduo 1 e indivíduo 2 para distância de 15 cm.



Verificações adicionais com relação a movimentos e posições do indivíduo não foram realizadas, sobretudo pela dificuldade de empreender estes testes com equipamentos de bancada. Contudo, as referências (SCHENK et al., 2008), (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (ZEDONG et al., 2014), (MURAMATSU et al., 2015) apontam que a influência dos movimentos, como andar ou mover os braços, é limitada e inferior a 3 dB no pior caso. Quanto à posição do corpo, a variação depende da distância dos eletrodos do transmissor e do receptor do plano de terra, mas é sempre inferior a 3 dB para indivíduos em pé ou sentados (LUCEV; KROIS; CIFREK, 2012), (CALLEJON et al., 2013).

3.2.5 Testes do sistema de medição

Até este ponto, as medições foram condizentes com resultados presentes em alguns trabalhos encontrado na bibliografia que utilizam a mesma metodologia de medição do canal. Contudo, medições adicionais foram motivadas pelo comportamento em alta frequência do canal, cujos picos e vales observados parecem ser influenciados pela estrutura

Figura 18 – Resultados de medições para diferentes indivíduos: indivíduo 1 e indivíduo 2 para distância de 30 cm.

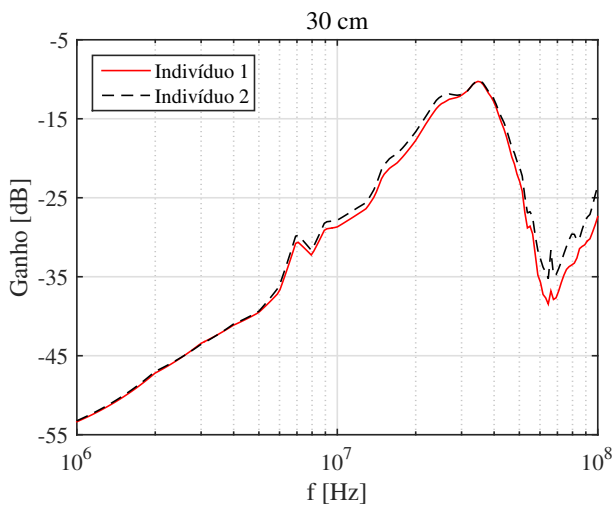
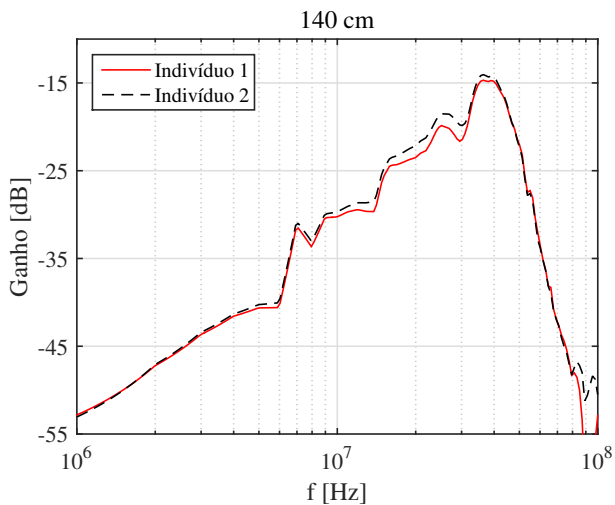


Figura 19 – Resultados de medições para diferentes indivíduos: indivíduo 1 e indivíduo 2 para distância de 140 cm.



de medição, pela necessidade de verificar a importância do caminho de retorno e a influência dos baluns na resposta do canal.

3.2.5.1 Cabos

Durante as medições, verificou-se que cabos coaxiais de comprimento diferente, usados para ligar os eletrodos ao restante do sistema de medição, influenciavam a resposta do canal de maneira bem específica. Com a mudança dos cabos para as três distâncias de propagação testadas houve um deslocamento da resposta em frequência de até 10 MHz. Como os cabos construídos sob medida são a única parte do sistema de medição cuja calibração apropriada não é possível por não possuírem terminações conectorizadas, optou-se por fazer o procedimento extração de parasitas (*de-embedding*) para remover sua influência. Para isso um modelo genérico para cabos coaxiais foi simulado usando as informações do fabricante. Com a matriz de espalhamento S obtida e os resultados de medição do canal, é possível aplicar o método de *de-embedding* usando parâmetros de transmissão T para retirada da estrutura de teste, composta pelos cabos coaxiais. Mais informações sobre este método podem ser encontradas no Apêndice A. As medições foram realizadas com cabos de dois comprimentos diferentes, cabos longos (L) de 70 cm e cabos curtos (S) de 20 cm, que foram usados em apenas três combinações para conexão TX-RX: L-L, S-L e S-S. Os resultados extraídos antes e após o procedimento de *de-embedding* aparecem nas Figuras 20, 21 e 22 para distâncias de 15 cm, 30 cm e 140 cm, respectivamente. A dependência do perfil de frequência com os cabos é mantida mesmo com o *de-embedding*.

A partir destes resultados, presume-se que a influência da transição não conectorizada entre os cabos e os eletrodos, diferente para cada cabo usado, seja uma das causas da variação nas medições. A verificação desta influência demanda a modelagem das transições entre cabos e eletrodos e outras partes do sistema de medição que são abordadas na Seção 4.2 do capítulo sobre modelagem do canal. Alternativamente, os autores em (CHO et al., 2016), que recentemente também identificaram a influência do comprimento dos cabos na resposta do canal, especulam que essa diferença seja causada por radiação de sinal causada pelos cabos.

Figura 20 – Resultados de medições para a distância de propagação de 15 cm, com cabos L-L, S-L e S-S.

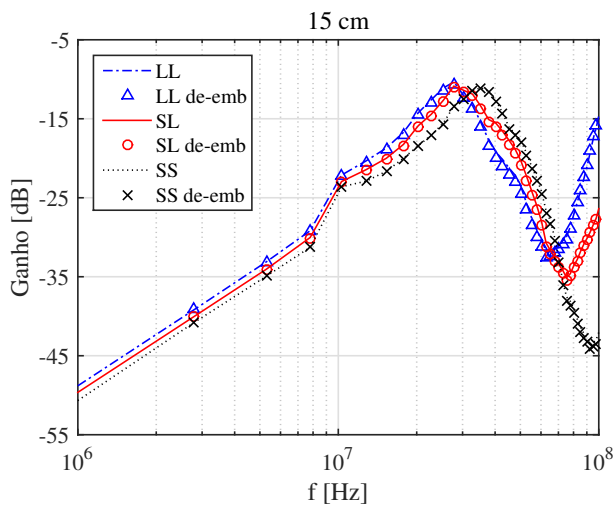


Figura 21 – Resultados de medições para a distância de propagação de 30 cm, com cabos L-L, S-L e S-S.

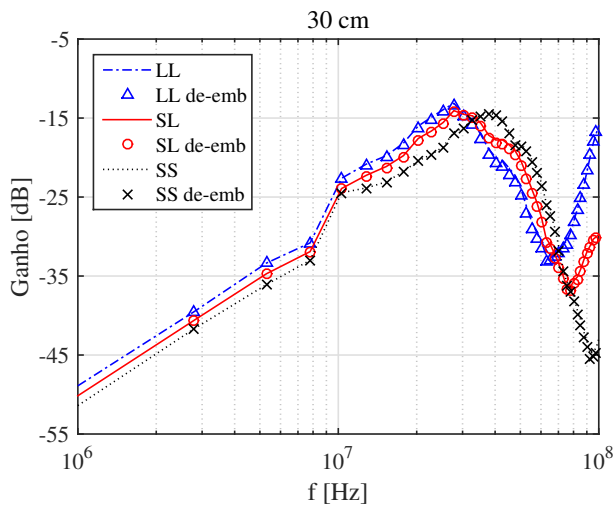
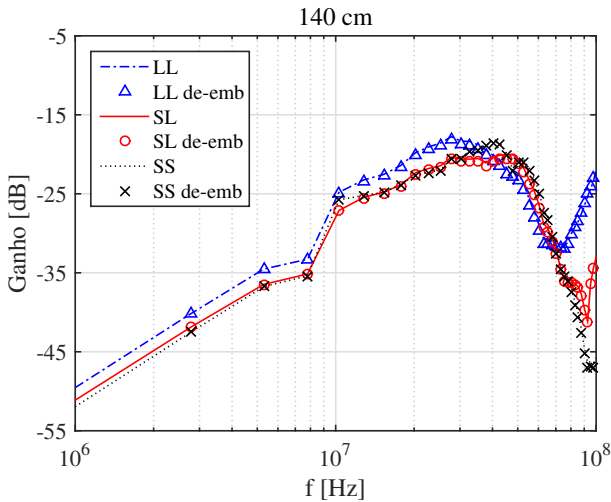


Figura 22 – Resultados de medições para a distância de propagação de 140 cm, com cabos L-L, S-L e S-S.

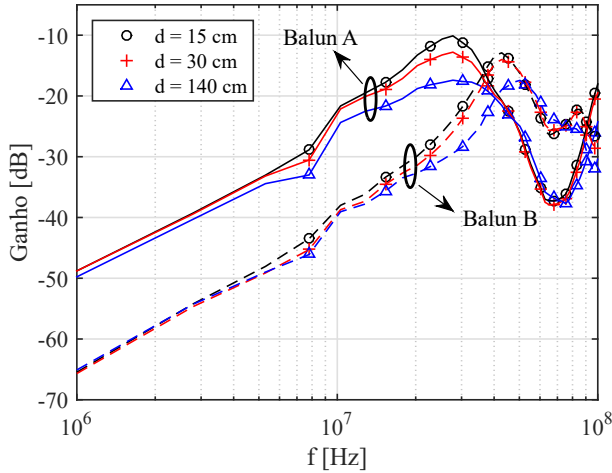


3.2.5.2 Baluns

Na Figura 23 são apresentados os resultados para medições com dois modelos diferentes de baluns: balun A (FTB-1-6) e balun B (FTB-1-1), que operam até 125 MHz e 500 MHz, respectivamente. Em geral, os dois conjuntos de medições para as três distâncias de propagação consideradas mostram um comportamento passa-banda com independência da distância abaixo de 5 MHz. Contudo, a mudança dos baluns gerou níveis de atenuação diferentes e um deslocamento do pico de sinal. A menor atenuação é 10 dB para o balun A e ocorre em 28 MHz. Para o balun B é 14 dB e ocorre em 42 MHz. Em ambos os casos para a distância de 15 cm. Para os resultados apresentados, foram consideradas as calibrações dos baluns. Contudo, elas não foram suficientes para remover as diferenças de atenuação observadas entre os dois modelos utilizados. Este comportamento também foi identificado por (SAKAI et al., 2013).

Uma verificação do modelo dos baluns indica que a capacitância parasita existente entre os enrolamentos do primário e do secundário compromete o isolamento do mesmo. Esta capacitância parasita cria um caminho de sinal entre os dois lados do balun e reduz a atenuação do

Figura 23 – Resultados de medições com baluns A e B, para as distâncias de propagação: 15 cm, 30 cm e 140 cm.



canal HBC, pois afeta o isolamento necessário para assegurar o retorno capacitivo do canal HBC. A dificuldade em remover o efeito desta capacitância ocorre porque uma simples calibração SOLT de duas portas não é capaz de capturar o efeito completo do balun que é um componente de três portas (BELKIN, 2006). No próximo capítulo, são apresentadas a caracterização e a modelagem dos baluns utilizados que subsidiam estas afirmações.

3.2.5.3 Testes sem o corpo

Medições adicionais foram feitas sem o corpo humano para verificar o sistema de medição como um conjunto, minimizando os efeitos distribuídos de fuga presente no corpo e a irradiação de sinal. Para manter um valor de impedância condizente com a impedância do corpo humano, um resistor de 390Ω (SONG; CHO; YOO, 2007) foi utilizado entre os eletrodos de sinal do TX e do RX.

Inicialmente, foi feita a comparação das medições com cabos coaxiais de comprimento diferente e com os eletrodos de terra flutuantes (mantendo o retorno capacitivo) e curto-circuitados. Em ambos os ca-

os baluns foram mantidos para desacoplar o terra do analisador de redes. A Figura 24 apresenta os resultados para estes testes após o *de-embedding* dos cabos coaxiais e os diagramas equivalentes das configurações de medição. É interessante notar que enquanto os resultados com eletrodos de terra diretamente conectados (Figura 24 (b)) mostram uma resposta plana, apenas com a atenuação do resistor, os resultados para o terra flutuante (Figura 24 (a)) têm a forma geral da resposta do canal com o corpo humano: a atenuação em baixas frequências foi preservada devido ao retorno capacitivo e os vales em alta frequência também foram parcialmente mantidos, assim como a variação da resposta com o comprimento dos cabos coaxiais. Estes resultados indicam de que a estrutura de medição e o retorno capacitivo têm influência significativa na forma geral da resposta do canal e que pode haver de fato um efeito relacionado aos cabos e eletrodos influenciando as medições.

No teste seguinte, medições foram realizadas para a configuração com os eletrodos de terra flutuantes e sem os baluns. Estes resultados são apresentados na Figura 25 juntamente com uma medição feita com os baluns, para comparação. Como mencionado anteriormente, sem os baluns, o aterramento das portas do VNA elimina o retorno capacitivo do canal pelo ar e pelo plano de terra externo. Neste caso, há um curto-circuito em paralelo com o caminho de retorno e o canal deve apresentar um comportamento plano em toda a faixa de frequências, semelhante ao apresentado na Figura 24 (b). Contudo, os resultados na Figura 25 mostram a existência de um vale em alta frequência mesmo sem os baluns. Este efeito foi removido apenas quando os eletrodos de terra foram diretamente conectados, indicando novamente a influência significativa do acoplamento capacitivo entre os eletrodos de terra na resposta do canal.

Estes resultados permitem afirmar que tanto os baluns quanto a transição dos cabos e eletrodos devem ser devidamente modelada para esclarecer vários aspectos dos resultados de medição, e permitir ajustes que tornem os modelos do canal HBC mais confiáveis e aptos a prever os resultados experimentais.

Figura 24 – Resposta do canal em função da frequência e circuito equivalente simplificado para cabos de comprimento diferente com terra flutuante (a) e terra curto-circuitado (b), ambos sem o corpo humano. Nos diagramas, SE = eletrodo de sinal e GE = eletrodo de terra.

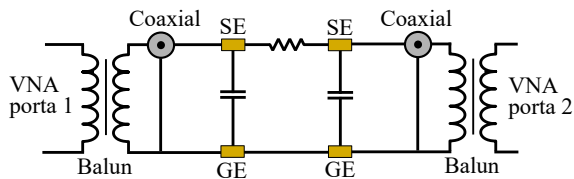
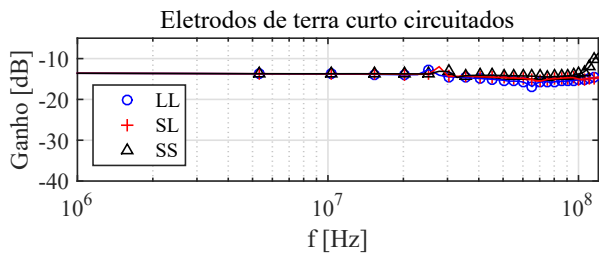
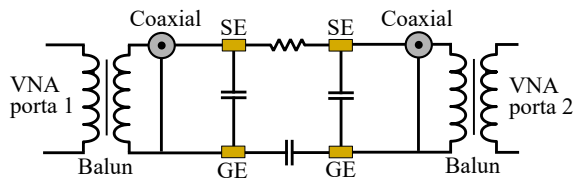
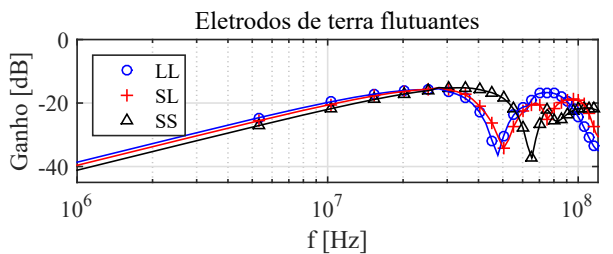
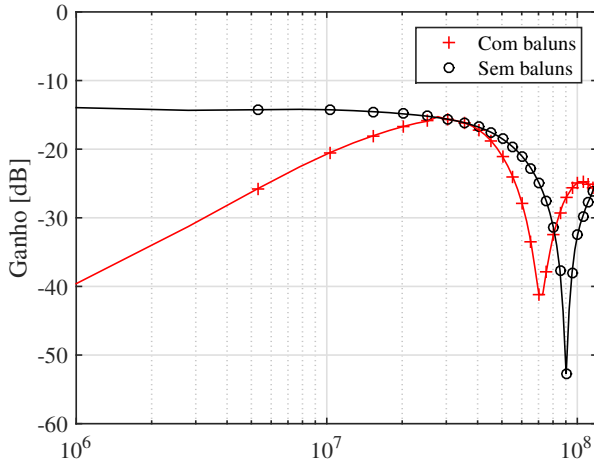


Figura 25 – Resposta do canal em função da frequência para verificação da influência do balun nas medições sem o corpo humano.



4 MODELAGEM DO CANAL E ESTRUTURA DE TESTES

Além dos esforços de caracterização, um entendimento mais amplo do mecanismo de propagação do HBC também pode ser obtido dos trabalhos de modelagem do canal. Naturalmente, estes modelos são muitas vezes derivados de medições do canal, e as divergências e falhas encontradas na caracterização são replicadas nos modelos. Estas incertezas com relação ao comportamento real do canal HBC são críticas para o projeto do transceptor, já que seu desempenho dependerá do modelo utilizado para suas especificações, devendo ser abordadas antes do projeto.

O HBC apresenta dois grupos básicos de modelos: os modelos analíticos, baseados em equações eletromagnéticas (BAE; CHO; SONG, 2012), (WANG; NISHIKAWA; SHIBATA, 2009), e os modelos distribuídos ou concentrados, baseados em circuitos (CHO; YOO; SONG, 2007), (CALLEJON; REINA-TOSINA; ROA, 2012), (XU; ZHU; YUAN, 2011), (SONG; CHO; YOO, 2007), (SASAKI et al., 2013). Os trabalhos mais relevantes encontrados na bibliografia que estudam simultaneamente a caracterização e a modelagem do canal HBC são analisados a seguir.

O modelo apresentado em (BAE; CHO; SONG, 2012) é baseado na solução teórica do campo elétrico de um dipolo infinitesimal na superfície do corpo e mostra que o mecanismo físico de propagação no HBC capacitivo está dividido em três termos: propagação de campo distante de onda de superfície, radiação de campo reativo de indução e acoplamento de campo próximo quasi-estático. Segundo o modelo, a resposta do canal assemelha-se a um perfil passa-banda de frequência, com o campo quasi-estático dominando em baixas frequências (~ 1 MHz) e a onda de superfície dominando em alta frequência (~ 100 MHz), enquanto a contribuição do campo reativo é relativamente baixa nestes extremos de frequência. Além da dependência com a frequência, também foram constatadas dependências com a distância de propagação e com as características elétricas. Para a distância de propagação pelo corpo, em baixas frequências, a atenuação é elevada mas não depende do comprimento do canal. Com o aumento da frequência, a distância de propagação torna-se importante, apesar da redução na atenuação. O modelo não inclui, explicitamente, a dependência da resposta do canal do retorno capacitivo. Além disso, nas medições realizadas com um gerador de sinais alimentado por bateria e um analisador de espectro isolado por baluns (*balanced-unbalanced*), não foram feitas tentativas

de compensar os efeitos do sistema de medição.

Os modelos baseados em circuitos propiciam uma análise mais intuitiva da resposta do canal, permitindo modificá-lo diretamente e para as condições de medição. Em (SASAKI et al., 2013), é apresentado um modelo para a condição em que o transmissor está acoplado ao corpo, mas o receptor está fixado ou embutido no ambiente, como uma estrutura a ser tocada. Assim, o canal é formado apenas quando o usuário entra em contato com esta estrutura. Contudo, no modelo proposto, o corpo é tratado apenas como um nó, sendo modelados apenas os vários acoplamentos capacitivos entre transmissor, corpo e ambiente. A peculiaridade deste modelo vem da necessidade da inclusão da rede elétrica, já que o receptor embutido não estará isolado. Uma técnica de acoplamento óptico é usada para isolar o sistema de medição. Os resultados mostram um comportamento passa-altas para a resposta em frequência.

Em (SONG; CHO; YOO, 2007), fez-se uso de um modelo simplificado para os tecidos biológicos que foi estendido para criar um modelo concentrado de poucos componentes para o corpo. A este bloco, foram adicionadas perdas de acoplamento e o retorno capacitivo do canal. Não há informações sobre como os valores foram estimados, mas o canal apresenta uma resposta passa-banda na faixa entre 100 Hz e 1 GHz, sendo praticamente plana na faixa entre 1-100 MHz e com atenuação de aproximadamente 6 dB. O modelo representa satisfatoriamente medições com transmissor e receptor emulados por equipamentos para uma única distância de propagação (~ 15 cm). Contudo, não foi utilizado um eletrodo de terra explícito durante as medições, e os terminais dos equipamentos foram diretamente ligados, descaracterizando o acoplamento capacitivo. O mesmo grupo em (CHO; YOO; SONG, 2007), apresentou um modelo aperfeiçoado baseado na segmentação do corpo em blocos unitários, representados por circuitos RC paralelos, incluindo capacitâncias de fuga e o retorno capacitivo explicitamente modelado. A abordagem utilizada nos cálculos simplifica a estrutura com múltiplos tecidos do corpo e também aproxima os blocos como esferas no espaço livre para calcular as capacitâncias de acoplamento. Os dados experimentais utilizados na validação foram obtidos sem isolamento do terra do analisador de espectro usado como receptor. Além disso, no transmissor, apesar do uso de equipamento alimentado por bateria, a área efetiva do terra é aumentada pela carcaça do equipamento, reduzindo a atenuação.

Em (XU; ZHU; YUAN, 2011), o canal é modelado por uma rede de blocos unitários cujos componentes foram estimados por simulações

eletromagnéticas 3D de diferentes segmentos do corpo. Cada bloco unitário leva em consideração fuga do sinal acoplado ao corpo para o ambiente e usa um modelo RC compacto para o caminho direto pelo corpo. O modelo inclui ainda capacitores de acoplamento dos eletrodos de terra do transmissor e receptor para o plano de terra. Os autores identificaram que em baixas frequências (< 4 MHz) o circuito é dominado pelo caminho de retorno capacitivo, com impedância muito maior do que a do caminho direto pelo corpo; não há, por isso, diferença de atenuação para distâncias distintas do canal. À medida em que a frequência aumenta (> 4 MHz) a impedância de retorno reduz, dando a característica passa-altas para a resposta em frequência do canal. Nesta faixa, a impedância do corpo deixa de ser desprezível e as perdas por propagação passam a ser dependentes da distância do canal. Contudo, as medições utilizadas para a validação do modelo foram feitas com um analisador de espectro como receptor conectado à rede de alimentação, tornando o modelo válido apenas para esta situação. Nenhum outro tipo de compensação dos efeitos da configuração experimental foi feito.

O mesmo comportamento em alta frequência foi identificado no modelo a parâmetros distribuídos apresentado em (CALLEJON; REINATOSINA; ROA, 2012). O modelo proposto é baseado em uma rede de impedâncias e admitâncias cujos valores são derivados das dimensões e características elétricas das células da pele. O modelo apresenta resposta passa-altas e dependência pouca acentuada com a frequência, com uma diferença de aproximadamente 10-15 dB para distâncias de 15 cm e 150 cm. As capacitâncias para o caminho de retorno, apesar de aparecerem no modelo, não são estudadas pelos autores e têm seus valores tomados de outras referências. Isso pode ser crítico, dada a dependência do caminho de retorno das condições de medição, como a altura dos eletrodos para o plano de terra. A validação do modelo foi feita com medições do canal obtidas usando equipamentos isolados com baluns, mas apenas considerações básicas sobre as perdas nos baluns foram feitas.

Nenhum dos modelos é capaz de reproduzir o comportamento passa-banda identificado em medições, exceto Bae *et al.* (BAE; CHO; SONG, 2012). Contudo, eles não levaram em consideração no modelo eletromagnético proposto, a influência da configuração de medição. Além disso, nenhuma das referências têm um modelo completo do canal, ou faz uma avaliação substancial das influências do sistema de medição, limitando-se, em muitos casos, à simples correções de perdas. Tais aspectos geram diferentes modelos que não são aptos à descrever os resultados de medição realizadas em laboratório. Curiosamente, no modelo

do canal HBC apresentado pelo padrão IEEE 802.15.6 (HWANG; PARK; KANG, 2008), (YAZDANDOOST; SAYRAFIAN-POUR, 2009), também baseado no método capacitivo, o canal apresenta comportamento passa-baixas, contrariando os artigos mais recentes. As medições foram feitas na faixa entre 5-50 MHz para uma distância de 150 cm. Informações sobre os procedimentos de medição são praticamente inexistentes na documentação associada do padrão.

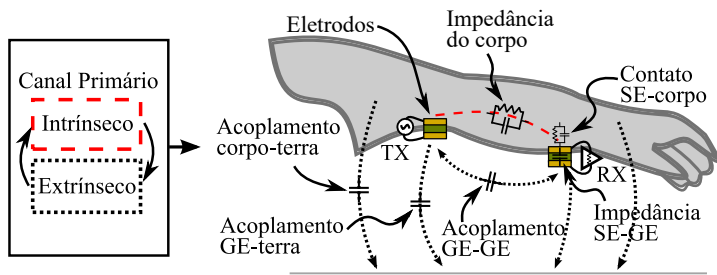
Assim como na caracterização, é extremamente importante para a modelagem do HBC identificar corretamente o canal de comunicação. O HBC pode ser melhor modelado se for particionado em um canal primário, subdividido em partes intrínseca e extrínseca, e estruturas externas ao canal. A falha em reconhecer estas partes corretamente pode levar à obtenção de respostas do canal distorcidas no que diz respeito à frequência e atenuação. Outro aspecto importante, é identificar a influência do sistema de medição nos dados que são usados para validar o modelo, para que possam ser removidos ou explicitamente considerados no mesmo. A identificação do canal e suas partes é esclarecida primeiramente.

4.1 CANAL PRIMÁRIO

O canal primário do HBC pode ser dividido em uma parte intrínseca e uma parte extrínseca (Figura 26). A parte intrínseca é composta pelo caminho direto pelo corpo, incluindo todo o caminho entre os eletrodos de sinal, que deve ser modelado basicamente considerando as propriedades elétricas dos tecidos. Esta parte do canal é dependente apenas do corpo humano e da distância de propagação percorrida. A parte extrínseca do canal é formada pelo caminho de retorno pelo ar e pelo plano de terra externo, incluindo caminhos alternativos ou parasitários que podem existir no canal real, como fugas diretamente dos eletrodos para o corpo e o plano de terra. As interfaces entre o transceptor e o corpo, ou seja, os pares de eletrodos de sinal e terra, também fazem parte do canal extrínseco. Esta parte do canal é dependente do ambiente, das variações da distância para o plano de terra, da presença de objetos no caminho próximos à região de acoplamento do sinal e dos eletrodos e suas características de contato.

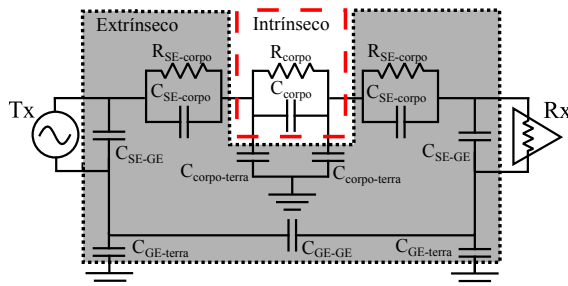
Modelos baseados em circuitos equivalentes são desejáveis para descrever o canal HBC, pois podem ser utilizados em simuladores de circuitos elétricos, permitindo que sejam feitos testes dos blocos do transceptor durante a fase de projeto. Na Figura 27, um circuito equi-

Figura 26 – Diagrama do canal primário do HBC, com suas partes intrínseca e extrínseca (GE = Eletrodo de Terra, SE = Eletrodo de Sinal).



valente mostra os componentes essenciais que reproduzem os efeitos mencionados para o canal primário. O canal intrínseco está representado por um único elemento $R_{corpo}C_{corpo}$ paralelo. A porção extrínseca do canal é composta por C_{SE-GE} (que representa a capacitância entre os eletrodos), $C_{SE-corpo}$ e $R_{SE-corpo}$ (que modelam a impedância de contato entre eletrodo e pele), $C_{GE-terra}$ (que modela o acoplamento entre os eletrodos de terra e o plano de terra no caminho de retorno), C_{GE-GE} (que modela o acoplamento cruzado diretamente pelo ar entre os eletrodos de terra do TX e RX), e $C_{corpo-terra}$ (que modela representa a fuga por acoplamento capacitivo de sinal dos segmentos do corpo para o plano de terra). Nas seções a seguir, discute-se como determinar o valor destes parâmetros.

Figura 27 – Representação de circuitos para o canal primário do HBC com divisão entre as partes intrínseca e extrínseca.



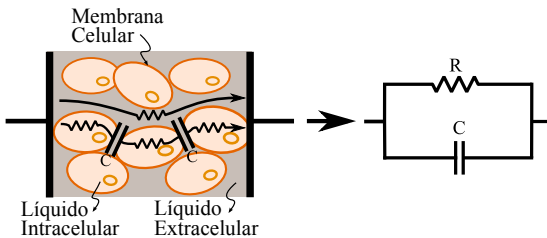
4.1.1 Canal Intrínseco

As propriedades elétricas dos tecidos definem parte da resposta do sinal no canal HBC. Estas propriedades são dependentes principalmente das características dos fluidos e células dos tecidos e da frequência de operação. Modelos elétricos tradicionais para as células e fluidos usam circuitos complexos, capazes de capturar o comportamento capacitivo da membrana celular e condutivo dos líquidos intra e extra celulares. Como os processos de acúmulo de carga e condução nos tecidos ocorrem em paralelo, é também possível usar uma célula básica com apenas dois componentes, formando um simples circuito RC paralelo como na Figura 28 (LICHTENBELT et al., 1994), (CALLEJON et al., 2012). Os valores para estes componentes podem ser aproximados pelas expressões 4.1 e 4.2 que consideram a área da seção transversal A , o comprimento L , a permissividade $\epsilon_r(\omega)$ e a condutividade $\sigma(\omega)$ da célula básica (CORNISH; THOMAS; WARD, 1993).

$$R = \frac{L}{\sigma(\omega)A} \quad (4.1)$$

$$C = \frac{\epsilon_r(\omega)\epsilon_0 A}{L} \quad (4.2)$$

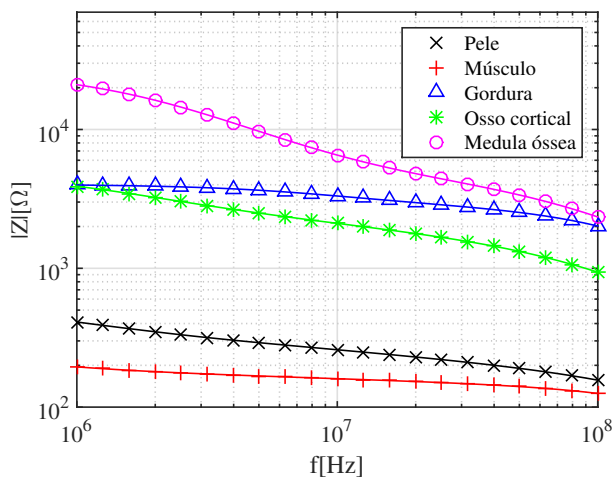
Figura 28 – Modelo simplificado com um bloco RC capaz de representar o comportamento elétrico das células e fluidos dos dos tecidos.



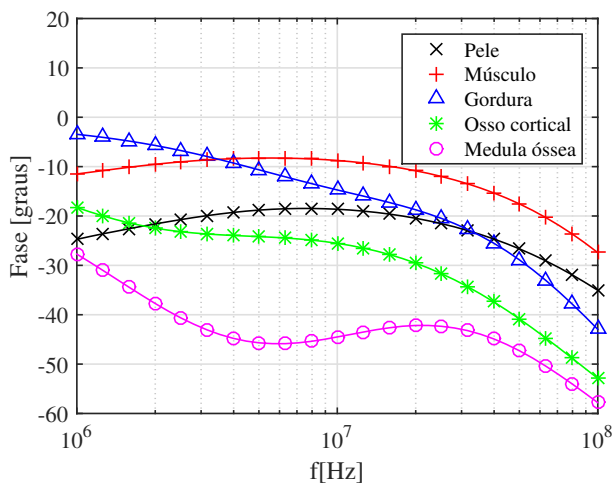
Os parâmetros $\sigma(\omega)$ e $\epsilon_r(\omega)$ podem ser aproximadas por expressões Cole-Cole ou Debye (CRUCIANI et al., 2012). Contudo, neste trabalho, os valores para estes parâmetros foram obtidos de (GABRIEL; LAU; GABRIEL, 1996). Para uma análise comparativa das impedâncias dos tecidos, a impedância equivalente para o modelo RC paralelo da Figura 28 foi calculada para uma relação $A/L = 1$ cm utilizando-se as expressões 4.1 e 4.2 para cada tecido presente no braço humano. O

resultado é apresentado na Figura 29.

Figura 29 – Módulo (a) e fase (b) da impedância dos tecidos baseado no modelo RC compacto.



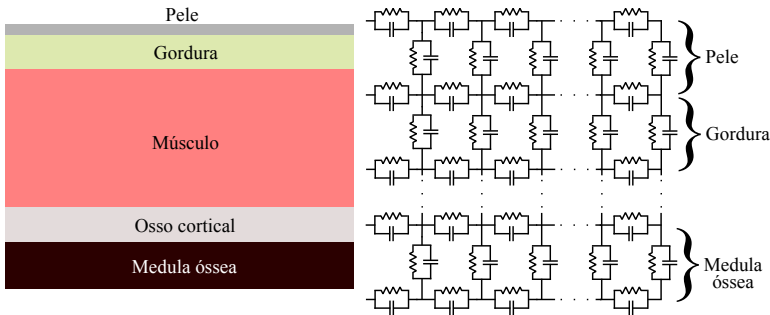
(a)



(b)

A análise destas curvas permite constatar que com o aumento da frequência há uma redução geral da impedância dos tecidos. Este comportamento é causado tanto pelo aumento da condutividade com a frequência quanto pelo efeito da reatância capacitiva do modelo RC, mesmo com uma ligeira redução da permissividade. Além disso, as curvas da pele e do músculo apresentam valores de impedância similares, sendo estes os tecidos mais condutivos entre os analisados e, potencialmente, os caminhos dominantes de propagação pelo corpo. Apesar de útil para uma análise qualitativa, estes simples cálculos utilizando apenas um bloco do modelo RC precisam ser expandidos para representar com fidelidade as perdas no corpo humano, principalmente se for considerada a propagação de sinal na porção intrínseca do canal. Para isso, vários blocos RC representando a propagação longitudinal e transversal dos múltiplos tecidos poderiam ser interligados conforme a estrutura apresentada na Figura 30. Contudo, este procedimento tende a criar redes volumosas e complexas, difíceis de analisar.

Figura 30 – Seção do braço mostrando as camadas de tecidos e o diagrama elétrico equivalente com blocos do modelo RC compacto.



Para evitar este problema, em (CALLEJON et al., 2012) é proposto um modelo a parâmetros distribuídos, onde foi feita a consideração de que o sinal se propaga exclusivamente pela pele, desconsiderando os demais tecidos. A pele foi tratada como uma linha de transmissão formada pela cascata de circuitos RC como o da Figura 28, com impedância característica calculada usando as expressões 4.1 e 4.2. Os valores para as dimensões A e L não foram informados. Em (CHO; YOO; SONG, 2007), foi feita a segmentação do corpo em blocos unitários modelados por redes RC. Desconsiderando os múltiplos tecidos, os autores usaram, alternativamente, valores médios para ϵ_r e σ a partir

das expressões 4.1 e 4.2, calcularam os valores dos componentes RC, baseados nas dimensões dos segmentos unitários. O modelo completo foi composto pela cascata de vários blocos unitários RC. O método de segmentação também foi adotado por Xu e al (XU; ZHU; YUAN, 2011). Contudo, neste caso, os autores utilizaram simulações eletromagnéticas 3D para extrair as redes RC dos blocos unitários que representam os segmentos do corpo. Foram usadas dimensões reais e características elétricas distintas para as várias camadas de tecidos de cada segmento. Assim, a porção intrínseca do canal completo foi modelada pelo cascateamento de blocos RC unitários como mostrado na Figura 31.

Os componentes $C_{\text{braço, torso, tórax}}$ e $R_{\text{braço, torso, tórax}}$ formam o modelo equivalente para cada bloco unitário e correspondem ao efeito composto dos tecidos em cada segmento. Cada bloco também inclui capacitores C_{fuga} , já que pode ocorrer fuga de sinal de cada segmento para o plano de terra. A extração dos valores dos componentes foi feita tomando os parâmetros Y de simulações 2 portas em segmentos de 10 cm para o braço e 40 cm para o torso e tórax, e convertendo-os para redes π . Note que as redes π são capazes de representar quantitativa e qualitativamente os fenômenos envolvidos, com elementos em série, como, $C_{\text{braço}}$ e $R_{\text{braço}}$, representando o caminho de sinal do dado segmento e elementos em paralelo, como C_{fuga} , representando o acoplamento parasita dos segmentos para o plano de terra. Note que apesar de estar associado ao corpo, C_{fuga} não faz parte do canal intrínseco, pois também depende da altura de cada segmento. Este modelo foi o adotado para a porção intrínseca do canal primário, substituindo C_{corpo} e R_{corpo} na Figura 27. Os valores dos componentes fornecidos pelos autores são dados na Tabela 4.

Quando comparado aos modelos a parâmetros distribuídos (CALLEJON; REINA-TOSINA; ROA, 2012), de equações teóricas (BAE; CHO; SONG, 2012) e RC-segmentado com cálculos simplificados, a representação de Xu *et al.* proporciona uma maior exatidão nos resultados do canal, pois considera o efeito combinado de múltiplos tecidos e as dimensões do corpo. Não há necessidade de reajustá-lo para a medições aqui apresentadas, pois é usado apenas para o canal intrínseco que não necessita de mudanças significativas, visto que, a variação da resposta do canal para indivíduos diferentes é relativamente pequena, como mostrado na Seção 3.2.4.

Figura 31 – Modelo baseado em redes distribuídas de circuitos representando a cascata de blocos unitários de 10 cm para o braço e um bloco unitário de 40 cm para o tórax.

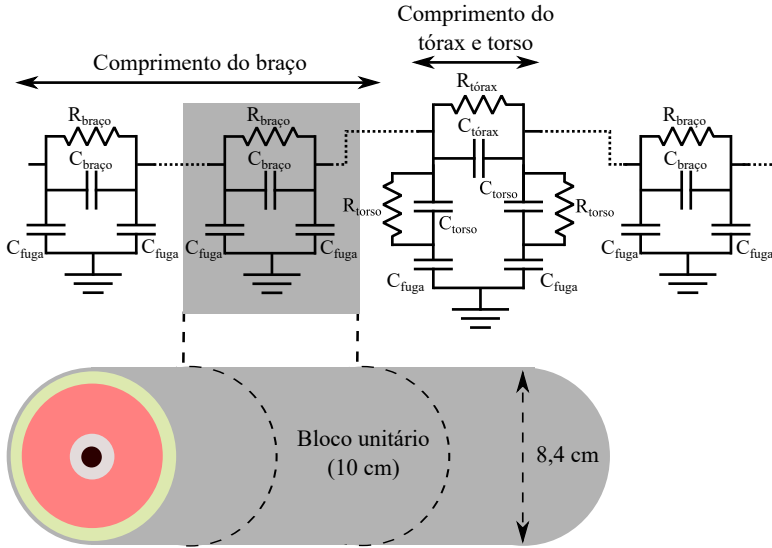


Tabela 4 – Valores dos componentes para braço, torso e tórax para rede distribuída (XU; ZHU; YUAN, 2011).

Componente	Valor
$R_{\text{braço}}$	65 Ω
$C_{\text{braço}}$	25 pF
R_{torso}	600 Ω
R_{torso}	4 pF
$R_{\text{tórax}}$	500 Ω
$C_{\text{tórax}}$	3,5 pF

4.1.2 Canal Extrínseco

Ao contrário do caminho de sinal pelo corpo, o canal extrínseco depende do ambiente próximo ao corpo e, portanto, das condições em que os testes de caracterização são feitos. Para que seja corretamente modelado, devem ser consideradas as distâncias entre os eletrodos de sinal e retorno, a distância do plano de terra, as distâncias entre TX e RX e as características gerais dos eletrodos. Estas informações permitirão identificar as capacitâncias do caminho de retorno, acoplamentos parasitários entre eletrodos, corpo e plano de terra e as impedâncias de contato com a pele e entre eletrodos. Estes componentes e seus valores são identificados nas próximas seções.

4.1.2.1 Capacitâncias de retorno e parasitárias

A capacitância C_r (acoplamento entre o eletrodo de terra e o plano de terra), foi estimada usando uma equação empírica apresentada em (NISHIYAMA; NAKAMURA, 1994). Esta equação permite calcular a capacitâncias de placas paralelas separadas por longas distâncias. Informações sobre a equação utilizada são apresentados no Apêndice B. Os cálculos foram feitos para eletrodos quadrados de cobre com $L = 2$ cm e $L = 5$ cm à uma altura variável h do plano de terra. Os valores obtidos foram comparados com as capacitâncias extraídas individualmente de simulações eletromagnéticas 3D de 1 porta realizadas no programa EMPRO. Um esboço da configuração de simulação com o eletrodo sobre um plano de terra semi-infinito é apresentado na Figura 32. Os resultados dos dois métodos são apresentados na Figura 33 e mostram que eletrodos maiores apresentam maior C_r , e que o valor das capacitâncias tende a diminuir assintoticamente com o aumento da distância h para o plano de terra. Para $h > 50$ cm, C_r converge para aproximadamente 870 fF e 2 pF para eletrodos com $L = 2$ cm e $L = 5$ cm, respectivamente. Com relação ao erro entre os métodos de estimação, para o maior eletrodo a diferença chega a 20,4% e para o menor a 15,5%, diminuindo com o aumento de h . Como já mencionado, o eletrodo de lado $L = 2$ cm foi adotado na caracterização do canal por ter tamanho aceitável para aplicações vestíveis e, durante as medições, os eletrodos foram mantidos a uma altura de 75 cm do plano de terra, portanto, no modelo deve-se adotar $C_r = 870$ fF.

Em alguns modelos, apenas o acoplamento entre o eletrodo de terra e o plano de terra é modelado, dado que este é o caminho do-

Figura 32 – Diagrama representativo da estrutura usada em simulação para extração da capacitância de acoplamento para o plano de terra, C_r .

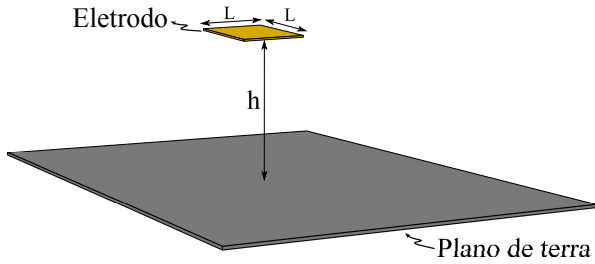
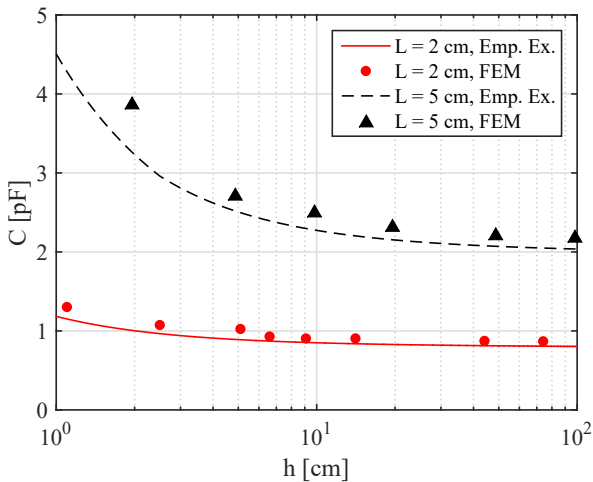
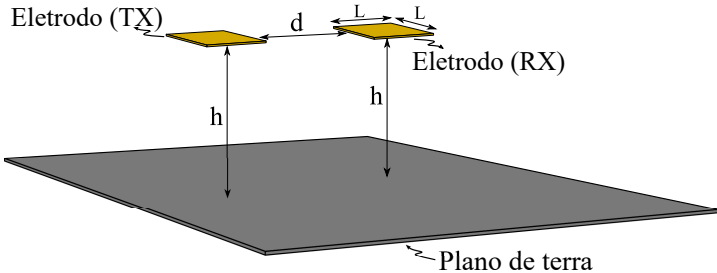


Figura 33 – Capacitância de acoplamento entre eletrodo e plano de terra, C_r , de acordo com a distância h do plano de terra, para as simulações eletromagnéticas 3D (FEM) e a equação empírica de (NISHIYAMA; NAKAMURA, 1994).



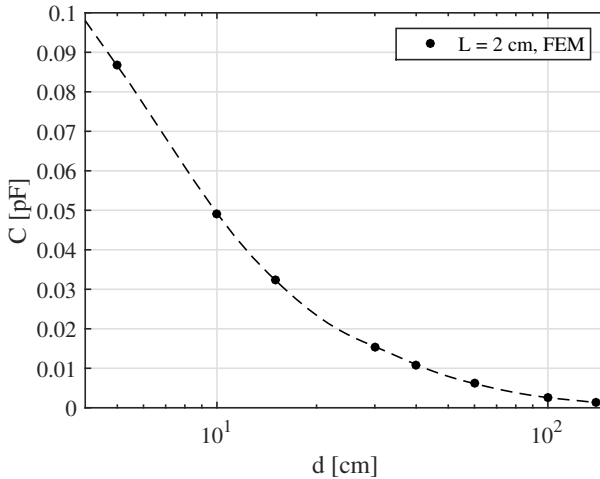
minante de retorno para grandes distância de propagação. Mas, há um acoplamento direto entre os eletrodos de terra do TX e do RX que precisa ser considerado para distâncias curtas. Considerou-se que a posição relativa entre os eletrodos do transmissor e do receptor não é paralela, mas no mesmo plano como na configuração mostrada na Figura 34. Desta forma, esta capacitância cruzada C_x foi extraída usando simulações eletromagnéticas 3D (FEM) feitas com eletrodos de $L = 2$ cm. Dois eletrodos foram posicionados a uma distância fixa $h = 75$ cm do plano de terra e a distância horizontal entre eles (d) foi variada entre 5 cm e 150 cm. Os valores obtidos para C_x são apresentados na Figura 35, de onde é possível notar que ele é sempre inferior a $C_r/10$ para distâncias d maiores que 5 cm. Porém, ainda que pequeno, C_x tem um efeito sobre a resposta do canal primário que não deve ser negligenciado, como é visto nos resultados de simulação na Seção 4.1.4.

Figura 34 – Diagrama representativo da estrutura usada em simulação para extração da capacitância de acoplamento entre eletrodo de terra, C_x .



A capacitância de fuga, C_f , que aparece do corpo para o plano de terra, pode ser modelada considerando-a distribuída pelo corpo. No caso dos modelos baseados na segmentação do corpo (seção 4.1.1), cada segmento terá capacitâncias de fuga individuais. Uma estimativa do valor de C_f foi feita de forma simplificada em (ZIMMERMAN, 1995) e (CHO; YOO; SONG, 2007) aproximando cada segmento como um esfera condutora no espaço livre, cuja capacitância pode ser calculada pela equação $C = 4\pi\epsilon_r\epsilon_0R$, onde R é o raio aproximado do segmento. Uma alternativa é extrair estas capacitâncias de simulações eletromagnéticas 3D dos segmentos do corpo como no método apresentado na seção 4.1.1. Neste caso, os valores para o mesmo modelo adotado para o canal intrínseco são $C_{fuga-b} = 0,7$ pF e $C_{fuga-t} = 15$ pF, para os segmentos

Figura 35 – Capacitância de acoplamento entre eletrodos, C_x , de acordo com a distância d entre os eletrodos.



unitários dos braços e tórax, respectivamente.

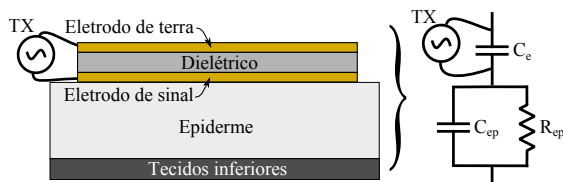
O acoplamento parasitário direto dos eletrodos de terra para as partes do corpo apresenta efeito insignificante na resposta do canal (CHO; YOO; SONG, 2007) e pode ser negligenciado no modelo.

4.1.3 Impedâncias dos eletrodos

No HBC capacitivo, o par de eletrodos do transceptor é composto por um eletrodo de sinal em contato com a pele e um eletrodo de terra, que é mantido flutuando para formar o retorno capacitivo do canal. Considerando os resultados de caracterização do canal, que mostraram os eletrodos de cobre com atenuação ligeiramente menor (3.2.3), este tipo de eletrodo é adotado como referência. O par de eletrodos utilizado apresenta uma estrutura vertical, e pode ser representado como na Figura 36. Neste caso, três impedâncias relacionadas a esta configuração podem ser identificadas: a impedância individual de cada eletrodo, a impedância do par de eletrodos sinal-terra, e a impedância na interface eletrodo-pele, comumente chamada de impedância de contato.

Para cada eletrodo individualmente, o modelo depende do ma-

Figura 36 – Impedância do par de eletrodos SE-GE e impedância de contato eletrodo-pele.



terial e da camada de acoplamento (se existente). Para eletrodos do tipo Ag/AgCl, o modelo deve considerar o contato metálico (que pode ser aproximado por um condutor perfeito), o material na camada de acoplamento (neste caso, um gel condutor pré-existente representado por uma rede RC paralelo) e o potencial de meia célula (originado na interface entre o metal e o gel condutor). Os contatos de metal dos eletrodos de cobre puro, como os utilizados na caracterização do canal, podem ser aproximados como um condutor perfeito já que não possuem nenhum tipo de gel de contato.

A impedância entre eletrodos de sinal e terra (SE-GE) é dependente da estrutura vertical do par, com um dielétrico separando os contatos de cobre dos eletrodos. Esta estrutura cria uma capacitância C_e que pode ser modelada como um capacitor convencional de placas paralelas. Para o par de eletrodos com área de 4 cm^2 e cuja separação é feita por uma camada de dielétrico FR4 com espessura de $0,15 \text{ cm}$, tem-se $C_e = 11,3 \text{ pF}$.

O valor da impedância de contato eletrodo-pele é dependente do eletrodo e dos tecidos na região de contato com o corpo. Considerando que o eletrodo de sinal, devido à sua característica condutiva, pode ser visto como uma placa de um capacitor de placas paralelas, a outra placa é formada pelas camadas mais condutivas abaixo da epiderme (derme e outros tecidos subcutâneos) que, por sua vez, opera como um dielétrico. Esta estrutura é mostrada na Figura 36, formando uma capacitância com perdas na interface eletrodo-pele. Esta aproximação é consistente com medições da impedância de contato para eletrodos de cobre apresentadas por (HACHISUKA et al., 2003), que mostram que uma redução da impedância na faixa de frequência de interesse para o HBC, estando de acordo com o esperado aumento da condutância dos tecidos e a diminuição da impedância capacitiva com a frequência. Assim, um modelo básico para a impedância de contato inclui ao menos

um par RC, com C_{ep} representando a estrutura capacitiva eletrodo-epiderme-tecidos inferiores, e R_{ep} representando a condutividade da epiderme. No modelo adotado para o canal intrínseco, a impedância de contato entre eletrodos e pele é modelada por um bloco unitário específico extraído via simulação para o segmento em que acontece a aplicação do sinal no corpo. Este bloco unitário apresenta a mesma forma das redes π apresentadas na Figura 31, mas os componentes $C_{\text{braço}}$ e $R_{\text{braço}}$ são substituídos por $C_{\text{contato}} = 5,5 \text{ pF}$ e $R_{\text{contato}} = 250 \text{ } \Omega$ (XU; ZHU; YUAN, 2011).

4.1.4 Simulação do canal primário

Para avaliação do modelo do canal primário, foram feitas simulações de parâmetros S com o programa Advanced Design System (ADS), da Keysight, na faixa de frequências do HBC, entre 1-100 MHz. Duas portas, P1 e P2, representando transmissor e receptor, respectivamente, foram conectadas ao modelo completo do canal primário como apresentado no diagrama da Figura 37. Os blocos unitários descritos nas seções anteriores foram utilizados para criar o modelo do canal primário de tal forma a representar um corpo humano com dimensões de 70 cm para os braços e 40 centímetros para torso e tórax. Nas simulações, foram testadas diferentes distâncias de propagação entre as portas 1 e 2, sendo que a porta 1 foi mantida a 20 cm da extremidade de um dos braços; a porta 2 foi movida ao longo do modelo para obter cada distância de propagação desejada entre TX e RX. A Tabela 5 sumariza os valores identificados via simulações, cálculos ou na bibliografia para os componentes do modelo que serão utilizados nas simulações do canal.

Os resultados são apresentados na Figura 38 e representam o ganho do canal. Como esperado, o canal apresenta um perfil de frequência passa-altas, devido ao domínio da impedância de retorno em baixas frequências. Contudo, diferente dos resultados experimentais, o acoplamento direto entre eletrodos de terra (C_x) influencia a atenuação do canal em baixas frequências, com maior atenuação para distâncias maiores devido ao C_x menor. À medida que a frequência aumenta, as impedâncias de retorno e da porção intrínseca do canal se tornam comparáveis e a atenuação apresenta maior dependência com a distância de propagação. Esta seria a resposta experimental esperada para o canal HBC real se a influência da estrutura de teste fosse negligenciável.

Na Figura 39, a resposta do modelo do canal primário é apre-

Figura 37 – Modelo completo do canal primário.

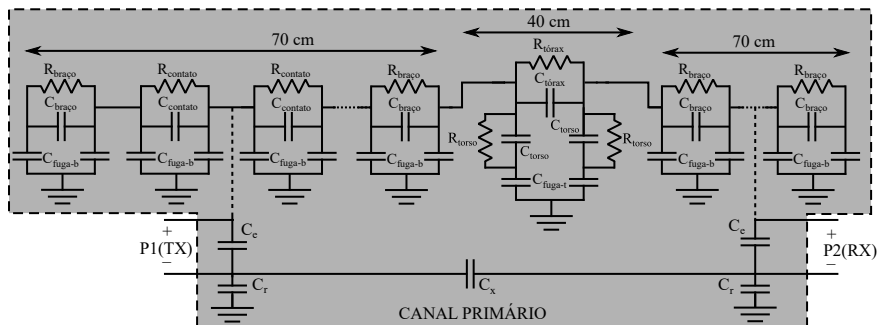
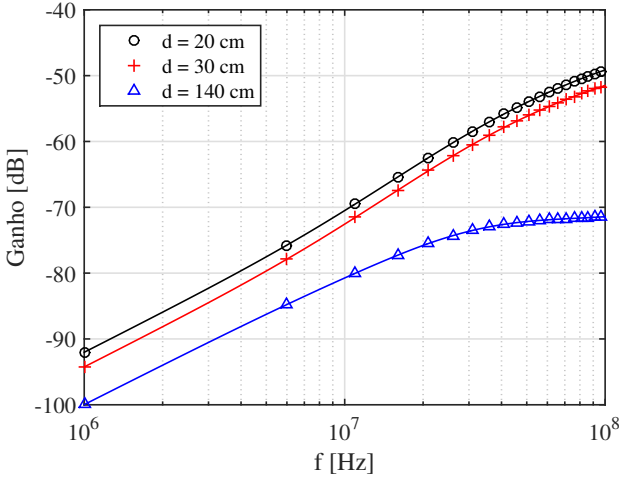


Tabela 5 – Valores dos componentes para braço, torso e tórax para rede distribuída.

Componente	Valor	Componente	Valor
$R_{braço}$	65 Ω	$C_{braço}$	25 pF
R_{torso}	600 Ω	R_{torso}	4 pF
$R_{tórax}$	500 Ω	$C_{tórax}$	3,5 pF
$R_{contato}$	250 Ω	$C_{contato}$	5,5 pF
C_{fuga-b}	0,7 pF	C_{fuga-t}	15 pF
C_e	11,3 pF	C_r	870 fF
C_{x-20cm}	25 fF	C_{x-30cm}	16 fF
$C_{x-140cm}$	1,25 fF	-	-

Figura 38 – Resposta do modelo primário para $d = 15$ cm, $d = 30$ cm e $d = 140$ cm.

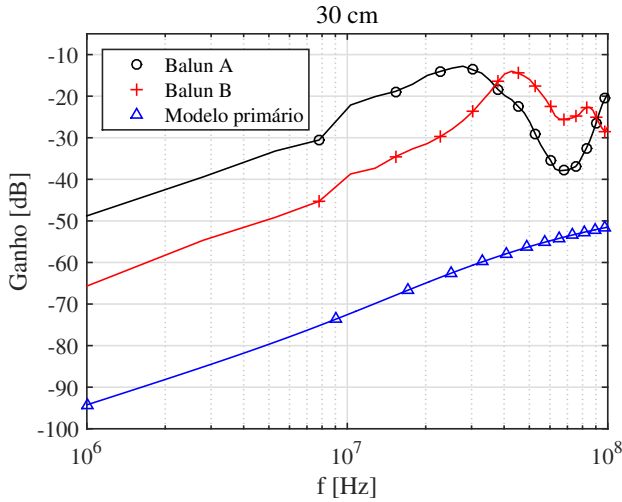


sentada em conjunto com os resultados de medição para dois tipos de baluns distintos. Os resultados são para uma distância de propagação de 30 cm. Nota-se que as medições apresentam níveis de atenuação até 45 dB menores do que as estimativas do modelo. Como é mostrado na próxima seção, para obter via simulação os mesmos resultados encontrados nas medições, deve-se estender o modelo do canal primário incluindo as influências dos equipamentos de laboratório utilizados.

4.2 MODELO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO

Assim como os modelos apresentados em (CALLEJON; REINATOSINA; ROA, 2012), (XU; ZHU; YUAN, 2011), (BAE; CHO; SONG, 2012), (CHO; YOO; SONG, 2007), o modelo proposto na Figura 37 para o canal primário por si só não é capaz de reproduzir as medições em laboratório do canal HBC. As causas podem ser simplificações nos modelos ou influências da estrutura de testes. Para os modelos apresentados em (XU; ZHU; YUAN, 2011), (CHO; YOO; SONG, 2007), as simulações foram apenas comparadas com medições realizadas em sistemas onde não houve o cuidado necessário para preservar o retorno capacitivo. Nos modelos

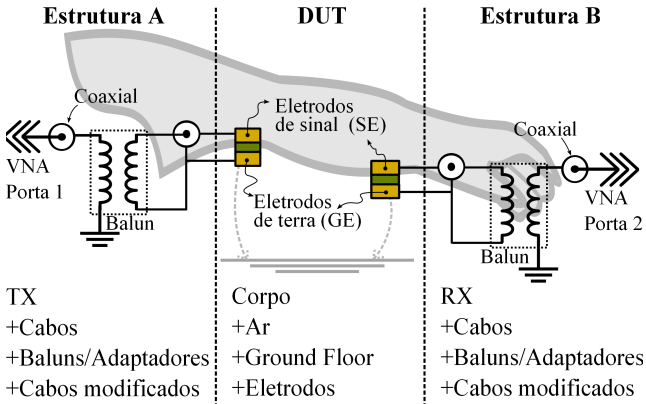
Figura 39 – Comparação das respostas experimentais para dois baluns com a simulação do modelo do canal primário para $d = 30$ cm.



apresentados em (BAE; CHO; SONG, 2012) e (CALLEJON; REINA-TOSINA; ROA, 2012), baluns foram utilizados para desacoplar o retorno capacitivo. Contudo, suas influências não foram devidamente consideradas nos resultados.

Para avaliar as influências do sistema de medição, deve-se primeiramente identificar com clareza na configuração de medição utilizada as transições entre a estrutura de testes e o dispositivo sob teste (DUT - *Device Under Test*). Uma ilustração da configuração de medição completa pode ser vista na Figura 40. As seções denominadas como Estrutura A e Estrutura B definem as partes consideradas externas ao canal HBC primário, que é definido pelo DUT. Para este sistema de medição, as fontes potenciais de influência são os cabos, as transições dos cabos para os eletrodos e os baluns. Estas influências foram estudadas de forma preliminar durante a realização das medições experimentais do canal e apresentadas na Seção 3.2.5. A modelagem das estruturas de teste é tratada nas próximas seções.

Figura 40 – Ilustração do sistema de medição para caracterização do canal HBC.

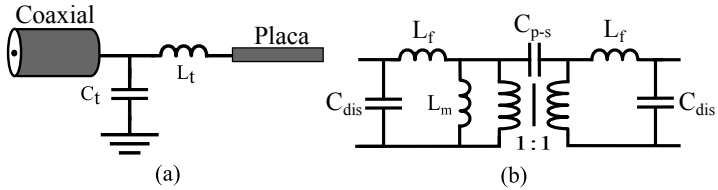


4.2.1 Cabos e transições

Para os cabos coaxiais, em geral, a atenuação e desvio de fase podem ser compensados quando há conectores para realizar a calibração, caso contrário, eles podem ser extraídos via simulação usando modelos de linha de transmissão. Como foi visto nas medições e aplicação do método *de-embedding*, este efeito não é significativo para o canal. Adicionalmente, a transição entre os cabos coaxiais e os eletrodos também deve ser modelada. Esta transição é similar a transição coaxial-placa, cujo modelo, apresentado na Figura 41 (a), é formado por um circuito LC. Este circuito descreve a indutância do condutor central exposto L_t , e a capacitância entre as linhas de sinal e retorno expostas do coaxial na placa, C_t . Este tipo de transição pode ser modelado por medições que permitam avaliar a transmissão de sinal por um DUT conhecido, como uma linha de transmissão pré-definida. Optou-se por fazer uma aproximação para L_t baseada no cálculo da indutância de um fio no espaço livre, apresentado na equação 4.3 (GROVER, 2004), com comprimento $l = 1$ cm e diâmetro $d = 0,1$ cm, obtendo $L_t = 6$ nH. A capacitância C_t aparece em paralelo com o balun e será incorporada ao modelo do mesmo.

$$L = 2l \left(\ln \left(\frac{2l}{d} \left(1 + \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l} \right)^2} \right) \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l} \right)^2} + \frac{\mu}{4} + \frac{d}{2l} \right) \quad (4.3)$$

Figura 41 – Modelos para a transição do cabo coaxial para PCB (a) e para o balun (b).



4.2.2 Baluns

O modelo completo de um balun é apresentado na Figura 41 (b). Neste modelo, há uma capacitância entre os enrolamentos (C_{p-s}), que cria um caminho entre o primário e o secundário, prejudicando a propriedade de isolamento do balun e reduzindo a atenuação do sinal HBC. Métodos convencionais de calibração ou *de-embedding* de 2-portas não são suficientes para removê-la e, portanto, um modelo que a inclua é necessário. Outros efeitos indesejados nos baluns são criados pelas capacitâncias distribuídas dos enrolamentos (C_{dis}) e pelas indutâncias de fuga e magnetização (L_f e L_m), respectivamente, que interferem com o perfil de frequência do canal.

Estes componentes não são facilmente estimados analiticamente e foram extraídos de forma experimental com procedimentos de curto-circuito e circuito-aberto (OKADA; SEKINO, 2003) utilizando um analisador de impedâncias (Agilent 4294A LCR *meter* com acessório de medição 16047E), devidamente calibrado. A indutância L_f foi extraída com medições de impedância no enrolamento do primário, enquanto o secundário estava curto-circuitado. Medições no primário com o secundário em circuito-aberto permitem extrair L_m . A mesma configuração é usada para obter C_{dis} , pois, em alta frequência, a impedância da configuração em circuito-aberto torna-se capacitiva. A capacitância entre os enrolamentos do primário e secundário (C_{p-s}) é medida quando

ambos os enrolamentos estão curto-circuitados. As configurações de medição são apresentadas na Figura 42, e os resultados para as medições nos baluns FTB-1-6 (125 MHz) e FTB-1-1 (500 MHz) aparecem na Tabela 6. De fato, as capacitâncias dos baluns não são desprezíveis, sendo que o Balun A, cujos resultados de medição do canal tiveram menor atenuação, apresenta capacitância maior, proporcionando uma impedância menor para o caminho parasita entre primário e secundário do que o Balun B.

Figura 42 – Configuração para extração do modelo dos baluns: L_f (a), L_m e C_{dis} (b), C_{p-s} (c). P e S, são os enrolamentos do primário e secundário, respectivamente.

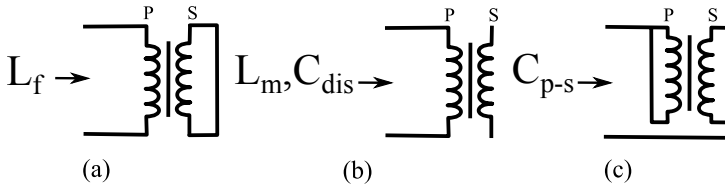


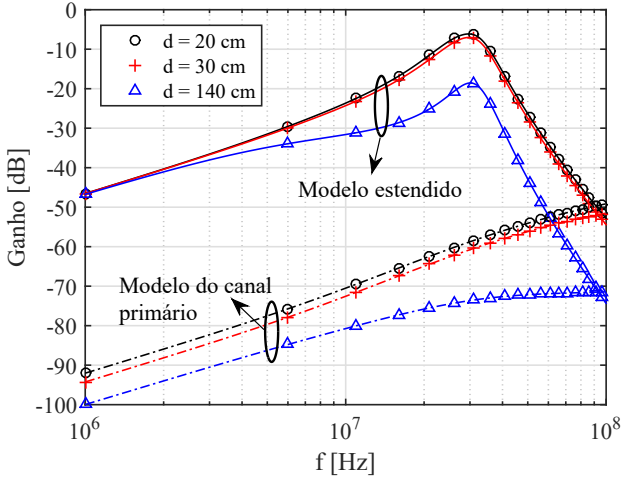
Tabela 6 – Valores dos componentes para os modelos dos baluns A e B.

Componente	Balun A	Balun B
L_f	420 nH	246 nH
L_m	200 uH	30,6 uH
C_{dis}	12,3 pF	9,3 pF
C_{p-s}	27,2 pF	8,6 pF

4.3 MODELO ESTENDIDO

Com os efeitos do sistema de medição identificados e modelados, um modelo estendido composto pelo canal primário e as estruturas de teste foi simulado para verificar a resposta em frequência. O diagrama do modelo estendido aparece na Figura 43. Simulações com relação a distância de propagação são apresentadas na Figura 44 apenas para o balun A para comparação com o modelo primário.

Figura 44 – Respostas do modelo estendido e modelo do canal primário para o balun A para as distâncias de propagação $d = 20$ cm, 30 cm e 140 cm.



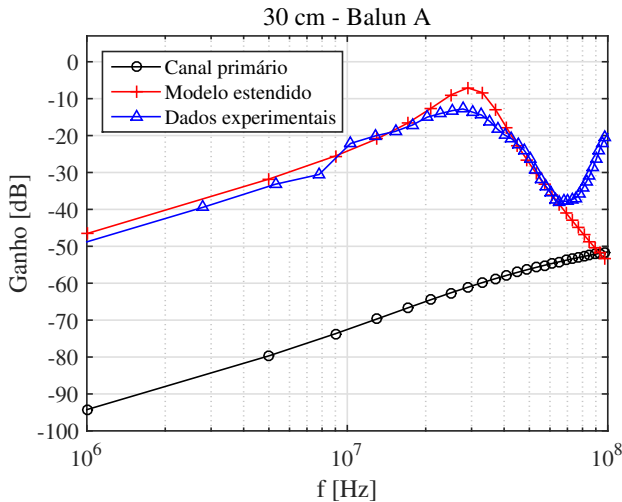
4.3.1 Comparação com medições

As simulações do modelo estendido proposto e as medições apresentadas na Seção 3.2 para uma distância de propagação $d = 30$ cm são apresentadas nas Figuras 45 e 46, para os baluns A e B, respectivamente.

Note que para o balun A, a diferença entre as medições e o modelo estendido é sempre inferior a 5,5 dB até 70 MHz. Esta diferença pode estar relacionada a uma estimativa ligeiramente elevada de C_{p-s} que faz a resposta do modelo estendido ter atenuação menor do que as medições nesta faixa de frequência, ou ainda, devido à omissão da resistência série da indutância de fuga, R_{L_f} , que influencia a atenuação em alta frequência. Baseado em resultados de caracterização dos baluns, ao incluir $R_{L_f} = 13 \Omega$, e reduzir C_{p-s} em menos de 5 %, para 26 pF, a diferença em atenuação reduz para 2,6 dB na mesma faixa de frequência. As demais diferenças podem ser atribuídas ao uso de valores fixos para os componentes, que mostram certa dependência com a frequência, ou às variações estatísticas de medição para dias diferentes ou indivíduos diferentes como apresentado na Seção 3.2. Para efeito de

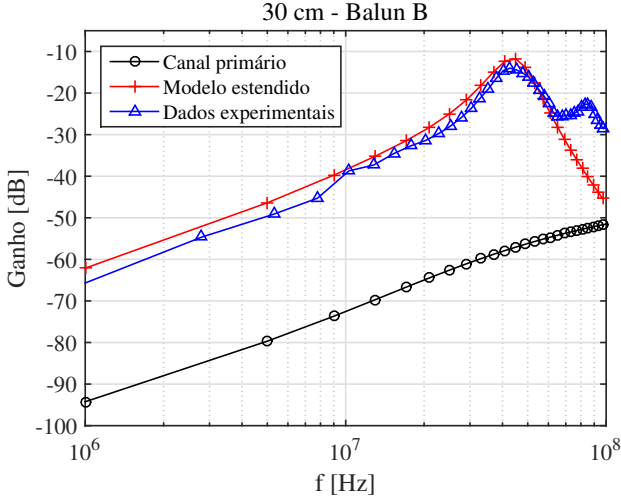
comparação visual, o modelo do canal primário, apresentado no mesmo gráfico, mostra claramente que a resposta correta do canal HBC deveria ser ao menos 45 dB menor e apresentar um comportamento passa-altas.

Figura 45 – Resultados de medição e simulações para os modelos estendido e primário para a distância de propagação $d = 30$ cm com o Balun A.



Para o balun B os resultados são similares. A diferença de atenuação entre o modelo estendido e medições é sempre inferior a 6 dB até 70 MHz. Fazendo ajustes no modelo do balun para incluir $R_{L_f} = 4 \Omega$ e reduzir $C_{p-s} = 7,6$ pF, reduz a diferença de atenuação para 2,5 dB. Novamente, a diferença de atenuação entre medições e canal primário demonstra a influência do sistema de medição, que impede a caracterização correta do canal. Para ambos os baluns, o modelo proposto fornece uma boa correlação modelo-experimento até 70 MHz. Acima desta frequência, o modelo quase sempre fornece uma atenuação superior, enquanto as medições apresentam uma queda abrupta que é imediatamente interrompida por um novo aumento na da transmissão de sinal. Esta elevação pode estar relacionada à algum efeito de ressonância não modelado ou descontinuidade de interfaces.

Figura 46 – Resultados de medição e simulações para os modelos estendido e primário para a distância de propagação $d = 30$ cm com o Balun B.



4.4 RESUMO DOS RESULTADOS

Com o auxílio de medições variando parâmetros do canal primário e da configuração de medição, foram identificadas influências importantes das estruturas de medição até então ignoradas na maioria dos resultados experimentais do canal HBC encontradas na bibliografia. As alterações nos níveis de atenuação e no perfil de frequência causadas pelos acessórios experimentais, sobretudo os baluns utilizados para preservar o retorno capacitivo característico do HBC capacitivo, impedem muitos modelos encontrados na bibliografia de replicarem corretamente as medições para HBC feitas com equipamentos de laboratório. A identificação e a modelagem criteriosas das partes presentes no canal primário, metodicamente dividido e analisado, foram associadas à uma modelagem dos elementos usados no sistema de medição para replicar as condições experimentais e permitir uma verificação da contribuição de cada estrutura interna ou externa ao canal para a reposta do HBC. Este modelo foi chamado de 'modelo estendido' e é composto por uma representação de circuitos elétricos para o canal primário e os acessórios de medição. Quando comparado às medições do canal, o mo-

delo estendido foi capaz de reproduzir com boa correlação os resultados experimentais entre 1-70 MHz, apresentando diferenças inferiores à 3 dB nesta faixa de frequência. Já o modelo obtido para o canal primário, sem os acessórios de medição, possibilitou determinar os níveis de atenuação esperados para dispositivos de comunicação que façam uso do canal HBC real, indicando níveis de atenuação até 45 dB superiores aos apresentados pelas medições efetuadas com equipamentos de laboratório. A representação de circuitos elétricos para o canal HBC torna o modelo primário uma ferramenta prática para as definições do projeto do transceptor HBC integrado e para as simulações do sistema com o canal, apresentadas a partir do próximo capítulo.

5 PROJETO DO TRANSECTOR HBC INTEGRADO

Com um modelo adequado para simulações do canal, passa-se ao projeto do transceptor HBC. Antes da definição das características do transceptor, cabe uma descrição mais detalhada dos transceptores da Tabela 1 (Capítulo 1) para avaliação da evolução dos transceptores integrados para HBC.

5.1 REVISÃO DE TRANSECTORES INTEGRADOS PARA HBC

Transceptores integrados para HBC relevantes passaram a aparecer na bibliografia a partir de 2007, com Song *et al.* (SONG; CHO; YOO, 2007), que exploraram uma técnica de acoplamento direto de sinais digitais ao corpo usando pulsos banda larga sem qualquer modulação. O transceptor WBS (*Wideband Signaling*) não necessita de blocos de RF, podendo reduzir o consumo na transmissão, pois apenas um inversor como *driver* seria suficiente para enviar diretamente os sinais de banda base. No receptor (RX) são empregados um amplificador banda larga e *Schmitt trigger* no *front-end* (FE) analógico, seguidos por um CDR (*Clock and Data Recovery*) para sincronização e recuperação do sinal e do *clock*. O transceptor integrado em tecnologia CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*) 0,25 μm , alcança até 2 Mbps na faixa entre 1-200 MHz, usando alimentação de 1 V e com consumo de 5 mW. O mesmo grupo propõe em (SONG *et al.*, 2007) um transceptor baseado na técnica de espalhamento espectral com modulação por posição de pulso, para permitir o uso do canal compartilhado com outros nós HBC. O *front-end* analógico banda larga amplifica e faz a conversão digital, e a banda base digital faz modulação e demodulação, além de sincronização e recuperação de *clock*. O transceptor foi fabricado em tecnologia CMOS 180 nm, tem taxa de dados de até 10 Mbps entre 6-120 MHz e consome 0,7 mW para transmissão e 2 mW com uma tensão de alimentação de 1,8 V. Em ambos os transceptores, uma referência de *clock* externa foi necessária.

Em (CHO *et al.*, 2009), foi apresentado um transceptor com saltos adaptativos em frequência (*Adaptive Frequency Hopping - AFH*) com um número reduzido de canais de salto, permitindo canais com largura de banda de 25 MHz e taxas de transferência de 10 Mbps. No transmissor (TX), um modulador FSK (*Frequency Shift Keying*) de chaveamento direto altera a frequência do oscilador de acordo com a

entrada de dados e um *driver* acopla o sinal ao corpo. No receptor, foi adotado um esquema de conversão direta de frequência e o sinal FSK foi demodulado usando uma malha travada em retardo (*Delay Locked Loop - DLL*). A impedância de entrada do receptor foi menor que 100Ω e um filtro com indutor externo foi utilizado entre o eletrodo e a entrada do amplificador de baixo ruído (LNA - *Low Noise Amplifier*) para rejeitar sinais acima de 120 MHz. O transceptor exige alimentação de 1,5 V, consumindo até 3,7 mW para um taxa de dados de 10 Mbps, cobrindo a faixa entre 30-120 MHz, com sensibilidade de -65 dBm e foi fabricado em tecnologia CMOS 180 nm. Em (CHO; BAE; YOO, 2009), os mesmos autores apresentaram um novo transceptor com AFH, agora com duas bandas, HBC e MICS (*Medical Implant Communication Service*) em 30-70 MHz e 402-405 MHz, respectivamente. As topologias do transmissor e do receptor são similares ao artigo anterior; contudo, foi feito o compartilhamento do *front-end* de radiofrequência do receptor, sendo que PLL (*Phase Locked Loop*) distintos são usados para a conversão dos sinais das bandas HBC e MICS para a banda base. Para reduzir o consumo do *driver* transmissor, um indutor externo foi utilizado para ressonar com o eletrodo/antena do sistema. O LNA e o *mixer* do *front-end* fazem uso de alguns indutores *off-chip*. O consumo do receptor foi 6,5 mW e do transmissor foi 3,5 mW para o HBC, com o circuito podendo atingir uma taxa de dados informada de até 8,5 Mbps.

Para evitar a influência das interferências nas bandas de FM e telefones sem fio, Fazzi *et al.* (FAZZI; OUZOUNOV; HOMBERG, 2009) implementaram um transceptor HBC limitado à banda entre 1-30 MHz. O transceptor acopla o sinal digital banda larga ao corpo aplicando uma codificação Manchester nos dados digitais. Neste tipo de codificação, os bits de dado são representados pela transição de um estado lógico para outro. Este padrão de transição pode ser usado pelo receptor para fazer a sincronização com o transmissor. O receptor, baseado em correlação, atenua sinais com baixa-correlação com o sinal esperado e usa uma impedância de entrada elevada no amplificador de baixo ruído para capturar de forma eficiente o sinal enviado. Os circuitos tinham consumo total de 2,75 mW, taxa de dados de 8,5 Mbps e sensibilidade de -60 dBm. A tensão de operação era de 1,2 V e o circuito foi integrado na tecnologia CMOS 130 nm.

Em 2011, Lin *et al.* (LIN *et al.*, 2011) apresentaram um SoC (*System on Chip*) que inclui microcontrolador, conversor analógico-digital (ADC - *Analog-Digital Converter*) e transceptor banda estreita para HBC, operando em 200 MHz. O transmissor OOK foi composto por

oscilador em anel, *buffer* e amplificador de potência classe C (PA - *Power Amplifier*) controlado pelo sinal OOK. No receptor, o amplificador de entrada tem impedância elevada e a metodologia *self-mixing* foi utilizada: o sinal recebido com frequência f_0 foi dividido entre dois caminhos e alimenta as entradas de um multiplicador, convertendo o sinal para DC e $2f_0$, eliminando a necessidade de osciladores e demoduladores. Um indutor externo foi usado para o amplificador de potência. O sistema foi integrado em tecnologia CMOS 180 nm e necessita de 1,8 V de alimentação, com alguns blocos operando com 0,5 V. O consumo total do SoC (*System on Chip*) foi de 4,5 mW, com uma taxa de dados de 2 Mbps e sensibilidade de -68 dBm.

Ainda em 2011, Yan *et al.* (YAN *et al.*, 2011), projetaram um transceptor FSK com um oscilador LC controlado digitalmente para gerar as frequências entre 500-700MHz, com um divisor de frequência gerando o sinal FSK em 4 bandas distintas de 5 MHz entre 20-40MHz; segundo os autores tal faixa foi escolhida para minimizar as perdas e interferência. No receptor, O LNA foi seguido por um segundo amplificador para reduzir a figura de ruído e um *mixer* para conversão direta. O transceptor alcança taxas de transferência de 1 Mbps, consumindo até 6 mW a 1,5 V e não faz uso de componentes externos.

Bae *et al.* (BAE; SONG, 2012) implementaram um transceptor com modulação FSK dupla em tecnologia CMOS 180 nm cobrindo a faixa de frequências entre 40-120 MHz. No transmissor, com auxílio de um sintetizador, divisores de frequência e uma referência externa, os dados são modulados primeiro em FSK com índice de modulação baixo (sub-banda) e depois, transformados para um sinal FSK banda larga com índice de modulação alto. Assim, o sinal foi espalhado e permite que usuários com diferentes frequências de sub-banda possam compartilhar o mesmo sinal banda larga. O sinal modulado é transmitido por um *driver* reconfigurável. No receptor, o sinal é amplificado por um LNA reconfigurável, convertido para sub-banda pelo demodulador banda larga e, em seguida, é feita a conversão direta para banda base e demodulação. Na interface entre o canal e os circuitos do transmissor e receptor, utiliza-se uma técnica de ressonância do retorno capacitivo para reduzir a impedância do canal, além disso há no transceptor um circuito para monitoramento da impedância de contato entre eletrodo-pele que ajusta dinamicamente os modos de operação do LNA e do driver. O transmissor consome 3,8 mW e o receptor 2,4 mW com uma tensão alimentação de 1 V, alcançando taxas de transferência de 10 Mbps e sensibilidade de -66 dBm. Em (BAE *et al.*, 2012), é apresentada uma versão do transceptor anterior com a maior parte dos circuitos

reconfiguráveis e de monitoramento de impedâncias simplificados ou removidos. Substituiu-se também a referência externa por um oscilador com controle digital (DCO) *on chip* de baixa precisão. A calibração deste oscilador foi feita utilizando a técnica de *injection locking*, onde o oscilador do nó transceptor sincroniza-se ao sinal de alta precisão gerado pela estação base e transmitido para os nós da rede BAN.

Em 2013, Lee *et al.* (LEE *et al.*, 2013) apresentaram um transceptor com um modem FSDT (*Frequency Selective Digital Transmission*) que satisfaz as especificações do padrão IEEE 802.15.6 para HBC. A modulação FSDT usa um grupo de códigos de Walsh para espalhar um sinal de forma seletiva (HYOUNG *et al.*, 2012). No transmissor, este sinal passa por um filtro digital passa banda para atingir os requisitos da máscara espectral e um Conversor Analógico-Digital (DAC - *Digital-Analog Converter*) o converte para transmissão usando um *driver*. O receptor homodino foi composto por LNA reconfigurável, *mixer* passivo e filtro passa-baixas e converte o sinal em 21MHz para banda base. O transceptor foi projetado na tecnologia CMOS 130 nm, opera a 1 V consumindo 5,5 mW, com uma taxa de dados de 1,3125 Mbps. Em 2014 (LEE; CHO; YOO, 2014), melhorias foram feitas no projeto do transceptor, com a adição de um MAC (*Media Access Control scheduler*) para reduzir o consumo dos nós da rede, além de esquemas para elevar a sensibilidade do receptor e aumentar a segurança dos dados da rede. O transceptor também inclui um circuito de monitoramento da impedância de contato com corpo para ajuste automático do ganho do LNA. Com tais melhorias, o transceptor alcança um sensibilidade de -98 dBm a 164 kbps, com consumo de total do transceptor de 8,7 mW, sem incluir o modem FSDT, para um tensão de alimentação de 1,2V.

Em (LEE *et al.*, 2014), um transceptor banda larga foi proposto. No transmissor apresentado, o sinal digital foi codificado com códigos de Walsh, espalhando o sinal na faixa de frequências desejada. Este sinal foi diretamente aplicado ao canal por um *driver* inversor. Sinais de três níveis são usados para aumentar a taxa de dados, reduzida devido à codificação. O receptor tem impedância de entrada elevada e faz uso de um equalizador para reduzir as perdas e aumentar a banda útil. O uso de *injection locking* para recuperação do *clock* reduz o consumo. A taxa de dados máxima foi de 60 Mbps, com consumo total de 10,87 mW, e a sensibilidade do receptor foi -58 dBm. O circuito foi fabricado em tecnologia CMOS 65 nm e utiliza uma tensão de alimentação de 1,1 V.

Em (CHO *et al.*, 2016), foi proposto um transceptor com dois modos de operação de acordo com os requisitos de consumo e desempenho

de comunicação. O primeiro modo é útil para aplicações de entretenimento, apresenta alta velocidade, baixa energia por bit e opera em duas bandas, 40 MHz e 160 MHz, para permitir uma comunicação *full duplex* ou, quando em *half-duplex*, com elevada taxa de dados. Para este modo, foi utilizada a modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), gerada no transmissor por um oscilador em ponte controlado por um PLL e uma referência externa de 40MHz. O receptor utiliza uma topologia de conversão direta com LNA, sinais em quadratura e uma malha de sincronização compartilhada entre as duas bandas. O outro modo de operação do transceptor é de baixa velocidade e ultra baixo consumo, sendo útil pra aplicações médicas em 13,56 MHz. Neste modo, foi utilizada modulação OOK, com um receptor super-regenerativo composto por LNA, oscilador RC, malha para calibração da frequência e demodulador. O transmissor utiliza apenas um *driver* para transmitir o sinal OOK gerado em banda base. O transceptor foi fabricado em CMOS 65 nm, o modo de alta velocidade consome 2,6 mW para transmissão e 6,3 mW para recepção com uma tensão de alimentação de 1,2 V, podendo alcançar taxas de transferência de até 80 Mbps. O modo de ultra baixo consumo utiliza 21 μ W para transmissão e 42,5 μ W para recepção com uma tensão de alimentação de 0,8 V, com taxas de transferência de 100 kbps.

Destas referências, é possível identificar algumas tendências: em geral, faz-se uso de arquiteturas totalmente digitais ou de baixa complexidade; nestes casos, esquemas de codificação dos sinais digitais para transmissão direta ou modulações simples, como OOK e FSK, são utilizadas com objetivo de reduzir o consumo, sobretudo; a escolha da frequência de operação em geral visa reduzir o efeito de interferências ou permitir o reuso do canal; taxa de dados na faixa de MHz são unanimidade para atender à maior parte das potenciais aplicações para HBC; percebe-se também algumas abordagens com relação às impedâncias de acoplamento entre os transceptores e o canal, contudo não parece haver consenso neste caso.

De uma forma geral, pode-se concluir que não há na bibliografia um projeto ótimo, sobretudo porque alguns parâmetros são dependentes da aplicação desejada ou, em alguns casos, dos modelos e medidas utilizados do canal HBC para suportar as definições de projeto. Assim, escolhas sobre a melhor frequência de operação, modulação ou arquitetura do transceptor, carecem de uma análise individualizada. A seguir, são apresentadas as considerações de projeto para as especificações do transceptor integrado projetado.

5.2 ESPECIFICAÇÕES GERAIS DO TRANSCÉPTOR

Para aplicações BAN, baixo consumo é o fator mais importante, tendo um impacto direto na escolha da modulação e na arquitetura do transceptor e, conseqüentemente, nos níveis de sensibilidade, distância de propagação e taxa de dados alcançáveis. As modulações OOK e FSK não coerentes são as mais utilizadas em transceptores de baixo consumo (BLANCKENSTEIN; KLAUE; KARL, 2015), (LEE; SALEM; MERCIER, 2015). Isso ocorre porque estas modulações permitem o uso de transceptores simples e de baixo consumo que eliminam a necessidade de PLL ou sinais em quadratura, já que a informação da fase do sinal não é necessária para demodulação.

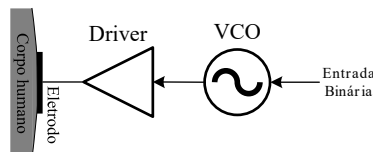
A modulação OOK permite o uso de receptores mais simples do que a modulação FSK, como um simples detector de envelope (PLETCHER; GAMBINI; RABAEY, 2009), (HUANG et al., 2012) ou as arquiteturas baseadas nos osciladores super-regenerativos (CHO et al., 2016), (BOHORQUEZ; CHANDRAKASAN; DAWSON, 2009), (OTIS; CHEE; RABAEY, 2005). Para detectores de envelope, considerável amplificação deve ser aplicada ao sinal dadas as limitações de sensibilidade do detector (CHO; BAE; YOO, 2012). Os receptores super-regenerativos apresentam baixo consumo e boa sensibilidade. Contudo, exibem maior vulnerabilidade a interferências e ruído devido à maior banda de operação quando comparados aos sistemas de comunicação de banda estreita (MATIN, 2011). Apesar da maior complexidades dos receptores FSK, o sinal FSK apresenta maior resistência à atenuação e ao ruído causados por movimentos do corpo ou mesmo por chaveamentos dos circuitos do transceptor, que podem afetar o envelope do sinal recebido e sua demodulação. Uma técnica em especial vem sendo utilizada para reduzir o consumo e a complexidade das arquiteturas dos transceptores FSK, o *injection locking*. Nesta técnica, sinais de baixa amplitude são injetados nos osciladores em oscilação livre, sincronizando o oscilador à frequência do sinal injetado. Com este método, é possível demodular sinais FSK (WANG; CHU; WANG, 2009), (YE; HORNG; WU, 2012), (BAE; YAN; YOO, 2011), (BRITO et al., 2013), (BAE; YOO, 2015a), (ZGAREN; SAWAN, 2014), gerar referências de alta precisão ao sincronizar o oscilador a sinais com baixo ruído de fase (PANDEY; OTIS, 2011), (BAE et al., 2012), e até mesmo amplificar sinais de forma eficiente (CHO; BAE; YOO, 2012).

Para transmissores de baixo consumo, as modulações OOK e FSK podem ser utilizadas em arquiteturas de modulação direta com o sinal digital de dados modulando diretamente o oscilador ou um oscilador de potência em oscilação livre (BOHORQUEZ; CHANDRAKASAN;

DAWSON, 2009), (CHEE; NIKNEJAD; RABAHEY, 2006), (CHO; BAE; YOO, 2009). Contudo, a baixa precisão e o alto ruído de fase destes osciladores exigem o uso do *injection locking* para eliminação do sintetizador de frequências, descrito anteriormente, ou de bandas suficientemente largas, dispensando o ajuste preciso da fase e da frequência do oscilador (LEE; SALEM; MERCIER, 2015). Nestes casos, a estabilidade de frequência também pode ser melhorada utilizando-se fontes de alimentação bem reguladas e, no caso das redes corporais, pela limitada variação de temperatura do corpo humano. Especificamente para a modulação FSK, a amplitude constante do sinal modulado também simplifica o projeto do transmissor, que pode fazer uso de amplificadores de saída não lineares (GHOVANLOO; NAJAFI, 2004). Para HBC, como exposto na introdução, também faz-se uso de arquiteturas totalmente digitais com codificações que espalham o sinal transmitido. O uso destas arquiteturas é possível pelas frequências relativamente baixas de operação do HBC (HYOUNG et al., 2012), contudo os níveis de consumo atingidos não permitem apontar estas soluções como as mais adequadas para transceptores de baixo consumo.

Com as considerações anteriores, optou-se pela modulação BFSK (*Binary FSK*) pela robustez contra efeitos de atenuação e ruído, além da maior eficiência espectral e simplicidade do transmissor. O transceptor HBC é baseado em um transmissor com modulação direta, cujo diagrama de blocos é apresentado na Figura 47. Um oscilador controlado por tensão (VCO - *Voltage Controlled Oscillator*) terá sua frequência modulada pelo sinal digital de banda base, gerando as duas frequências do sinal BFSK. Este sinal é acoplado ao canal HBC por um *driver* de saída capaz de alimentar a carga formada pelos eletrodos e o corpo, garantindo a excursão de sinal máxima na saída do transmissor para o acoplamento capacitivo com o canal.

Figura 47 – Diagrama de blocos do transmissor.



No receptor, para demodulação é explorada a conversão de frequência para fase através de um oscilador com *injection locking* (ILO - *Injection Locking Oscillator*) e um detector de fase (PD - *Phase Detec-*

tor) (WANG; CHU; WANG, 2009), (YE; HORNG; WU, 2012), conforme o diagrama da Figura 48 (a). Esta arquitetura simplifica o projeto do receptor quando comparada a outros métodos convencionais de demodulação FSK, como os demoduladores baseados em PLL ou filtros casados. Nela, o sinal recebido, com frequência ω_{inj} , é amplificado e injetado no ILO operando inicialmente em oscilação livre com frequência $\omega_{osc} = \omega_0$. Caso a frequência e a amplitude do sinal injetado estejam dentro da faixa de travamento ω_L , o ILO sincronizará à frequência deste sinal, conforme representado no diagrama da Figura 49. Segundo a teoria de *injection locking* (RAZAVI, 2004), (MESGARZADEH; ALVAND-POUR, 2005), quando o ILO está em sincronização há uma diferença entre a fase ϕ_{inj} do sinal injetado e a fase ϕ_{osc} do sinal do oscilador em sincronização que é função da diferença entre as frequências ω_{inj} e ω_0 , conforme a Equação 5.1.

Figura 48 – Diagrama de blocos do receptor.

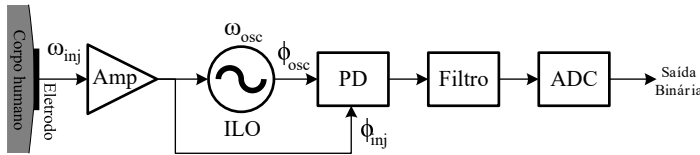
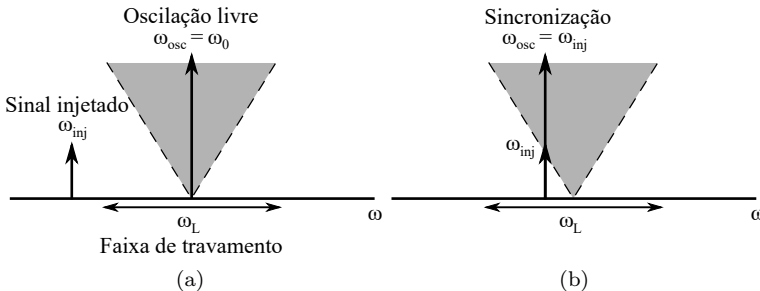


Figura 49 – Frequência do ILO em oscilação livre (a) e em sincronização (b).



$$\theta = \phi_{inj} - \phi_{osc} \approx \text{sen}^{-1} \left[\frac{\omega_0 - \omega_{inj}}{\omega_L} \right] \quad (5.1)$$

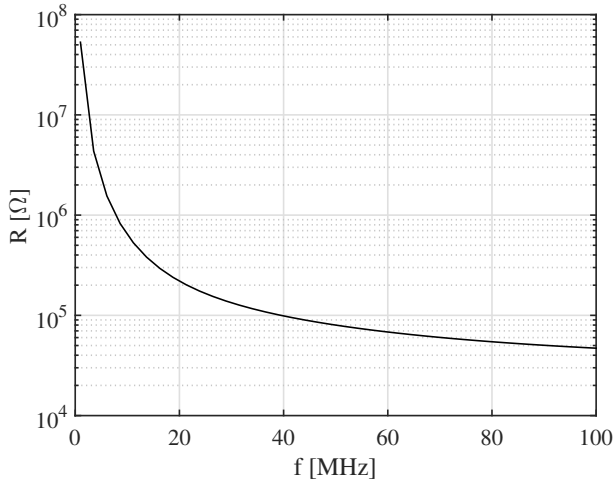
Esta diferença de fase é positiva ou negativa, para ω_{inj} menor ou maior do que ω_0 , respectivamente. No diagrama do receptor na Figura 48, esta diferença de fase é identificada comparando-se os sinais na saída amplificador e do ILO em um detector de fase (PD). Para um PD tri-state, com duas saídas, a diferença de fase é então filtrada e comparada por um ADC de 1 bit, um simples comparador, recuperando o sinal digital de banda base enviado.

Com relação aos requisitos de desempenho do transceptor, para atender às principais aplicações de redes corporais, o sistema deverá atingir taxas de transferência de até 2 Mbps com consumo sub-mW. Com relação à frequência de operação (Figura 39), o canal primário do HBC apresenta atenuação acima de 80 dB em baixas frequências, portanto o uso de frequências próximas a 100 MHz seria indicado, levando a um projeto banda estreita, possivelmente com um transmissor com menor tensão de saída ou um receptor de menor sensibilidade. Contudo, esta limitação de frequência implicaria em limitações no reuso do canal e vulnerabilidade às interferências nesta faixa de operação. Para contornar este problema, deve-se notar que a característica de frequência do canal HBC é dependente das impedâncias de acoplamento, sendo que as impedância da interface eletrodo-pele e do retorno capacitivo diferem consideravelmente de 50Ω . Isso pode ser verificado em simulações da impedância de entrada do canal utilizando o modelo primário apresentadas na Figura 50 (equivalente RC paralelo), que indicam uma impedância dominada essencialmente pela capacitância dos eletrodos.

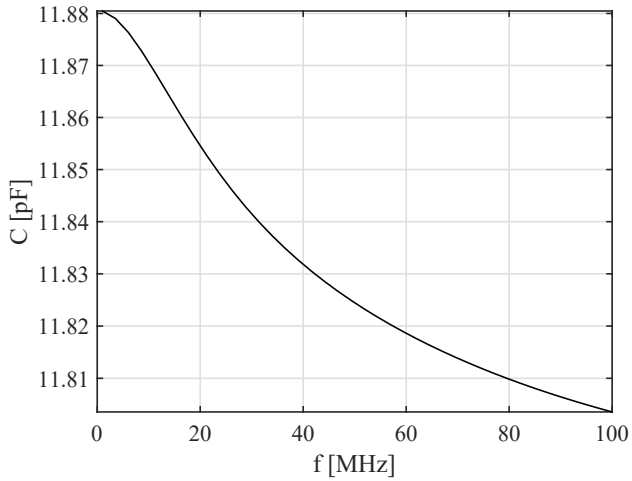
Assim, simulando o canal primário com impedância de entrada e saída diferentes de $Z = 50 \Omega$, é possível elevar a transmissão de sinal no canal, como mostrado a Figura 51, onde as impedâncias utilizadas foram $Z_{saída} = 150 \Omega$ e $Z_{entrada} = 1,5 \text{ k}\Omega$. O ajuste destas impedâncias permite reduzir a variação da transmissão na faixa entre 10-100 MHz, sobretudo para as menores distâncias de propagação, onde a variação foi de reduzida de 20 dB para 5 dB, efetivamente alterando o perfil de frequências de passa-altas para passa-baixas.

Desta forma, no projeto do transceptor toda a faixa entre 10-100 MHz é utilizada. Esta faixa é dividida em 5 sub-bandas ou canais com separação de 20 MHz, denominadas B1 a B5, cujas frequências centrais f_c são mostradas no diagrama da Figura 52. O desvio de frequência do sinal BFSK é $\Delta f = 5 \text{ MHz}$ em cada banda respeitando a ortogonali-

Figura 50 – Resistência (a) e capacitância (b) equivalentes da impedância de entrada do canal HBC.



(a)



(b)

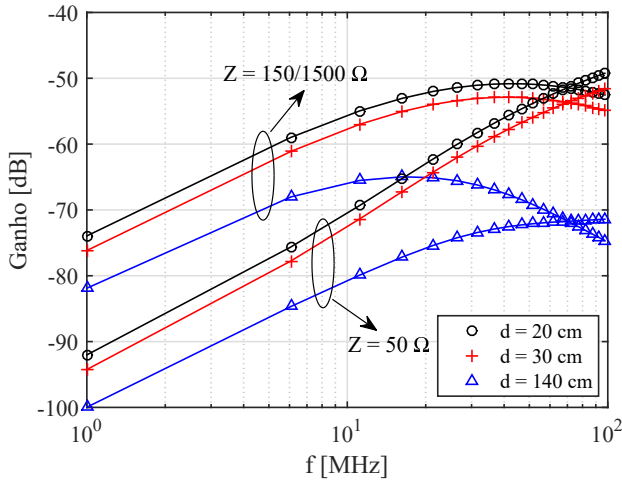


Figura 51 – Resposta do canal para diferentes valores de impedância de fonte e carga e diferentes distâncias de propagação.

dade do sinal e reduzindo a interferência entre canais adjacentes. Esta separação larga também reduz a necessidade de precisão do oscilador do transmissor e a sensibilidade ao ruído de fase no receptor (COOK et al., 2006). A banda BFSK ocupada em cada canal é de 14 MHz, segundo a regra de Carson, para uma taxa de dados de 2 Mbps. Este esquema permitirá, além do compartilhamento do canal por múltiplos nós, alterar a banda de operação em caso de potenciais interferências de outras fontes de RF, como sinais de rádio FM ou telefones sem fio, ou ainda buscar canais com menor atenuação pelo corpo, reduzido consumo dos circuitos.

A sensibilidade mínima (S_{min}) para garantir uma taxa de erro de bit de 10^{-3} , a 2 Mbps para a modulação FSK pode ser estimada através das equações 5.2 e 5.3, onde $k = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K é a constante de Boltzmann, $T = 290$ K é a temperatura absoluta, $R = 2$ Mbps é a taxa de dados, $B = 2R$ é a banda mínima do sistema, NF é a figura de ruído, IL são as perdas de inserção e $E_b/N_0 = 11$ dB para a modulação BFSK. Na Figura 53, são apresentados os resultados para este cálculo para um receptor ideal, $NF = 0$ e $IL = 0$. Na mesma figura estão também presentes curvas de potência recebida (P_r), que foram calculadas considerando-se as perdas no canal primário para três valores

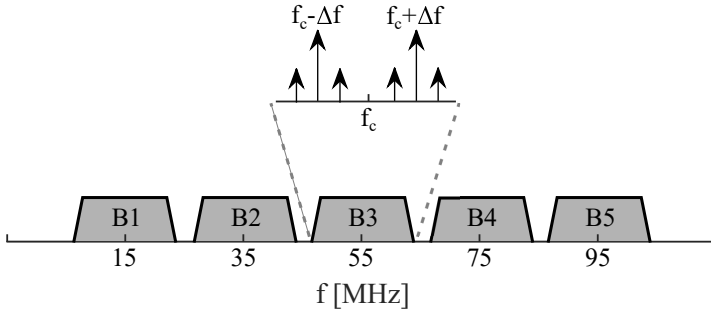


Figura 52 – Diagrama das bandas de frequência do transceptor HBC com modulação BFSK.

distintos de potência transmitida P_t e para a distância de propagação $d = 140$ cm. Estas curvas permitem a verificação da viabilidade de comunicação no canal HBC: a potência do sinal recebido (P_r) deve estar acima da linha tracejada, que indica a sensibilidade mínima para demodulação. Nota-se que, variando os valores de P_t é possível ajustar a faixa de frequências que atende aos requisitos mínimos de sensibilidade para demodulação do sinal.

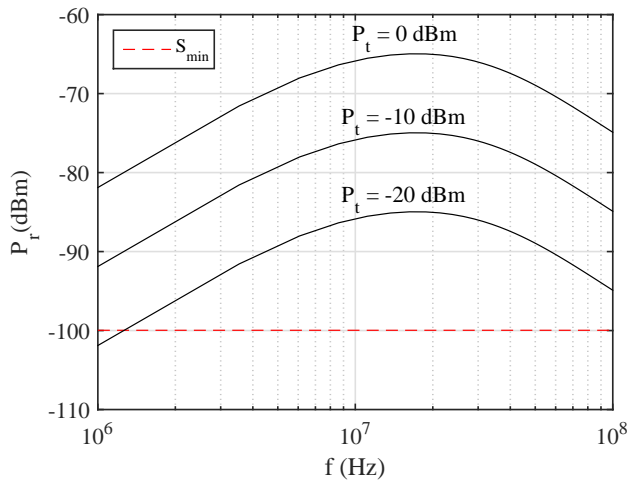
$$S_{min}[dB] = 10\log(kTB) + NF + SNR + IL \quad (5.2)$$

$$SNR[dB] = 10\log(R/B) + Eb/N0 \quad (5.3)$$

Para a topologia de receptor escolhida, a sensibilidade é dependente da amplitude mínima do sinal de injeção para que o ILO entre em sincronização. Além disso, como a topologia faz uma conversão frequência fase, a demodulação ainda é dependente da resolução do PD e do ADC.

Um diagrama do transceptor completo é apresentado na Figura 54, incluindo os seguintes blocos: circuito multiplexador (MUX) e *buffers* para seleção e extração de sinais em alguns pontos do receptor para verificação experimental; conversores digital-analógico (DAC) para ajuste fino e calibração manual das frequências do ILO e do VCO, e do ganho do amplificador de entrada do receptor; registradores (REG) para armazenamento das configurações dos osciladores, amplificador e interface de medição; entrada serial de dados (SIPO - *Serial In - Parallel Out*) para gravação das configurações nos registradores de armaze-

Figura 53 – *Link budget* para o transceptor HBC mostrando a potência recebida como função da frequência e da potência transmitida e o valor mínimo para demodulação do sinal FSK com uma BER = 10^{-3} a 2 Mbps (linha tracejada).



namento; e um demultiplexador (DEMUX) para seleção e controle de gravação nos registradores de armazenamento.

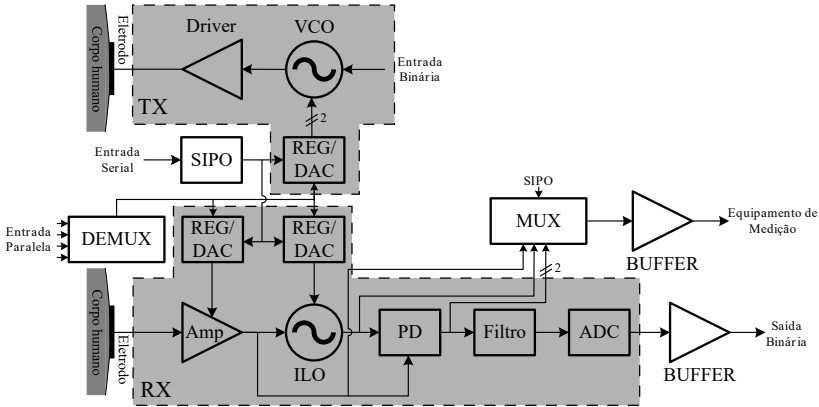


Figura 54 – Diagrama de blocos completo do transceptor.

Nas próximas seções, descreve-se o projeto do transceptor aqui definido.

5.3 PROJETO DO TRANSMISSOR

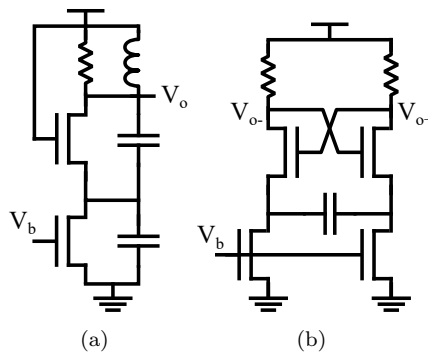
Nesta seção, são apresentados os projetos dos subcircuitos do transmissor de modulação direta, com a exposição dos mecanismos que são utilizados para configurar e controlar os seus circuitos. Todos os circuitos foram projetados em tecnologia CMOS 130 nm da Global-Foundries (código GF 8RF), com tensão de alimentação de 1,2 V. As simulações e o leiaute dos circuitos foram feitas com as ferramentas da plataforma Virtuoso da Cadence Design Systems. Foram utilizadas simulações DC para avaliação do ponto de operação dos circuitos, transiente para avaliações no domínio do tempo, AC para avaliações de resposta em frequência, PSS (*Periodic Steady State*) e PNoise (*Periodic Noise*) para avaliação de espectro e ruído de fase. O leiaute dos blocos é omitido ao longo da descrição dos projetos, mas pode ser encontrado no Apêndice C.

5.3.1 Oscilador controlado por tensão

O oscilador é o principal bloco do transceptor proposto, gerando os sinais FSK no transmissor e sendo central à demodulação no receptor, portanto, uma breve revisão é apresentada antes do projeto. A escolha da topologia do oscilador considera características como a largura da banda de frequência para controle, a área ocupada, o consumo e o desempenho com respeito ao ruído de fase. As principais topologias de osciladores integrados são: osciladores LC, osciladores de relaxação e osciladores em anel.

As topologias do tipo LC, formadas por um tanque LC e um estágio de ganho para compensar as perdas no tanque, conforme esquemático na Figura 55 (a), geralmente têm saída linear e melhor desempenho de ruído de fase do que osciladores em anel ou de relaxação, devido ao elevado fator de qualidade do tanque LC (RAZAVI, 1996), (JALIL; REAZ; ALI, 2013), (NAVID; LEE; DUTTON, 2005). Contudo, têm controle limitado da frequência devido ao circuito ressonante, principalmente usando varactores de tecnologias *submicron* de baixa tensão. O consumo costuma ser elevado devido à corrente necessária para alimentar o tanque LC. Esta topologia não é adequada para o transceptor desejado dado que a operação em baixas frequências exigiria indutores com valores elevados, de difícil integração, e um extenso ajuste de frequência também é proibitivo para o circuito tanque.

Figura 55 – Topologias do oscilador LC Colpitts (a) e oscilador de relaxação (b).

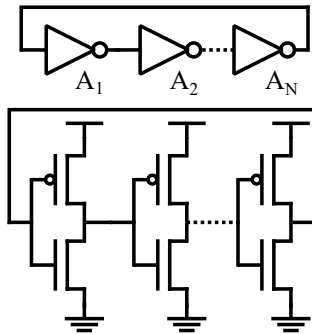


O oscilador de relaxação, representado por um par cruzado com

carga resistiva na Figura 55 (b), opera ciclicamente, carregando e descarregando um capacitor sempre que um limiar de tensão é atingido. Estes osciladores possuem ruído de fase inerentemente maior que os osciladores LC devido ao resistor presente na topologia, mas podem alcançar valores inferiores ao do oscilador em anel (NAVID; LEE; DUTTON, 2005). Eles também apresentam uma faixa de ajuste de frequências ampla e linear e podem ser projetados para dissipar menos potência do que as outras topologias em uma dada frequência (GERAEDTS et al., 2014), (BAKER, 2008).

Finalmente, há os osciladores em anel. Estes osciladores não apresentam circuito ressonante, sendo compostos por células de atraso, usualmente inversores CMOS (Figura 56), conectados em malha para gerar uma realimentação positiva capaz de sustentar a oscilação. Os osciladores em anel são mais compactos e possuem uma faixa de ajuste de frequência mais ampla do que osciladores de relaxação ou LC (JALIL; REAZ; ALI, 2013). Apesar de apresentarem um desempenho de ruído de fase inferior às outras topologias (RAZAVI, 1996), são uma boa alternativa quando o compromisso entre consumo e ruído de fase é aceitável (NAVID; LEE; DUTTON, 2005).

Figura 56 – Oscilador em anel *single ended*.

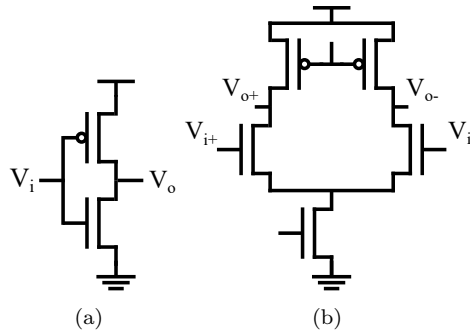


Considerando os requisitos de operação em uma ampla faixa de frequência e o baixo consumo, optou-se pelo oscilador em anel. Na seção seguinte, realiza-se uma breve descrição teórica dos osciladores em anel.

5.3.1.1 Oscilador em anel controlado por tensão

Como dito anteriormente, o oscilador em anel é formado pelo cascateamento de células de atraso em uma malha fechada que, ao cumprir os critérios de Barkhausen, giro de fase $\phi(A) = 2\pi$ e ganho $|A| \geq 1$ na malha, gera um sinal periódico auto sustentado. As células usadas no oscilador podem ser do tipo *single-ended* ou diferenciais, geralmente implementadas com inversores CMOS ou amplificadores diferenciais com carga ativa, respectivamente, como mostrado na Figura 57. Para osciladores em anel *single-ended* com estágios de apenas um pólo, o número de células de atraso precisa ser ímpar, de tal forma a adicionar um giro de fase de π/N em cada estágio na frequência de oscilação desejada, onde N é o número de estágios, completando os 2π necessários com a inversão do sinal em DC. Já os osciladores com células diferenciais podem empregar um número par de estágios, de tal forma que o giro adicional de π pode ser obtido invertendo-se as saídas de um dos estágios na malha.

Figura 57 – Célula de atraso *single ended* (a) e diferencial (b).



A topologia diferencial é geralmente a mais usada em circuitos integrados digitais e analógicos por sua capacidade de rejeitar ruídos acoplados ao substrato e à alimentação, potenciais causadores de flutuações na frequência de saída dos osciladores. Os osciladores *single-ended*, contudo, são mais eficientes energeticamente, podem gerar saídas *rail-to-rail* que beneficiam a relação sinal ruído e apresentam um ruído de fase inferior quando comparado com topologias diferenciais com o mesmo número de estágios (JALIL; REAZ; ALI, 2013), (HAJMIRI; LIMOTYRAKIS; LEE, 1999). Frente a estas características, o projeto do VCO faz

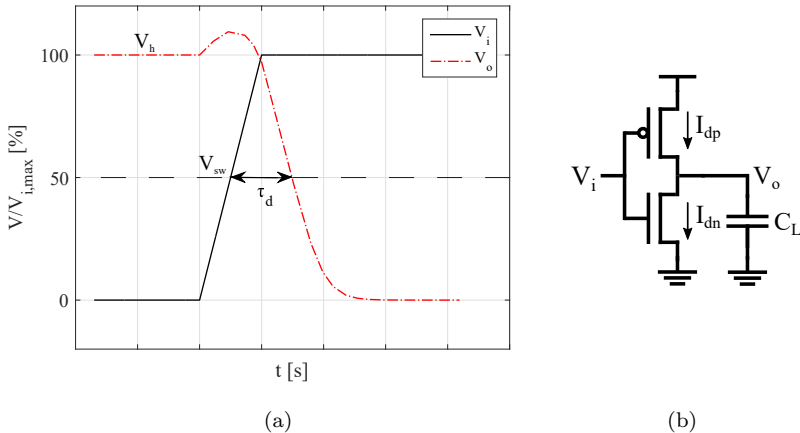
uso de estágios *single-ended*.

A frequência de oscilação de um oscilador em anel está relacionada com o tempo necessário para que uma transição de sinal se propague duas vezes pelo laço do anel, e pode ser expressa como na Equação 5.4:

$$f_{osc} = \frac{1}{T_{osc}} = \frac{1}{2N\tau_d} \quad (5.4)$$

Onde N é o número de estágios, ou células de atraso, do oscilador e τ_d é o atraso de propagação gerado por cada célula do oscilador. De uma forma geral, o atraso de propagação corresponde ao tempo necessário para a saída de um inversor responder às mudanças na sua entrada, sendo medido a partir do instante em que ocorre o cruzamento do limiar de chaveamento (V_{sw}), usualmente definido como 50% da excursão do sinal na entrada e na saída. A Figura 58 (a) exemplifica uma medição de τ_d para uma transição de nível baixo para alto na entrada do inversor. Este atraso resulta essencialmente de operações de carga ou descarga das capacitâncias intrínsecas e extrínsecas do inversor e dos circuitos a ele conectados, representados por C_L na Figura 58 (b).

Figura 58 – Atraso de propagação (a) e inversor CMOS com carga (b).



Uma análise precisa de τ_d , contudo, tende a tornar-se complexa e não intuitiva devido às não linearidades e à variação no tempo dos componentes intrínsecos dos transistores, favorecendo estimativas de

primeira ordem e o uso de simuladores para seu refinamento (ABIDI, 2006). Uma equação simples para τ_d é apresentada na Equação 5.5 (BAKER, 2008). Nela, o atraso é representado pela média dos atrasos para as transições de subida t_{dr} (carga) e descida t_{df} (descarga) do sinal de saída do inversor. Os demais parâmetros na equação são: V_{sw} , o limiar de chaveamento para transições de subida e descida; V_h , a tensão da saída quando em nível alto, geralmente igual a tensão de alimentação V_{dd} ; C_L , a capacitância de carga total do inversor; I_{dp} e I_{dn} são as correntes nos transistores P e N da célula inversora (Figura 58). Assumindo que $V_{sw} = V_o/2$ e $I_{dp} = I_{dn} = I$, a Equação 5.5 é encontrada.

$$\tau_d = \frac{t_{dr} + t_{df}}{2} = \frac{C_L V_{sw}}{2I_{dp}} + \frac{C_L(V_h - V_{sw})}{2I_{dn}} \quad (5.5)$$

$$\tau_d = \frac{C_L V_h}{2I} \quad (5.6)$$

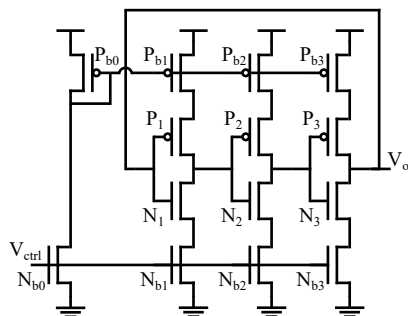
Com a obtenção do atraso de propagação, a Equação 5.4 pode ser reescrita como:

$$f_{osc} = \frac{I}{NV_{dd}C_L} \quad (5.7)$$

Considerando os parâmetros presentes nesta equação, o ajuste dinâmico da frequência do oscilador pelo número de estágios (N) e a tensão de alimentação (V_{dd}) devem ser evitados. A ativação e desativação de estágios implicaria em maior complexidade, consumo e ruído de fase. Já o controle da tensão de alimentação, além de exigir o uso de um regulador de tensão, é limitado pela tecnologia de integração escolhida, impedindo variações consideráveis no seu valor, além disso implicaria em pior ruído de fase ao limitar a amplitude de oscilação (ABIDI, 2006). Optou-se, então, pela utilização das outras duas variáveis para ajustar a frequência. Para o ajuste fino da frequência, o controle da corrente (I) é utilizado para manter o consumo em uma faixa limitada. O controle da capacitância de carga (C_L) permitirá um ajuste grosso da frequência do VCO.

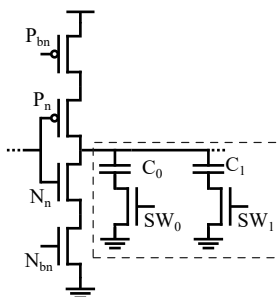
Para controlar a corrente, substituiu-se a célula inversora por um inversor *current starved*. A Figura 59 apresenta o oscilador com células deste tipo, onde os transistores P_{bn} e N_{bn} são adicionados à cada ramo para controlar a corrente disponível nos ciclos de carga e descarga dos inversores. O ajuste da corrente é feito pela tensão V_{ctrl} que polariza o espelho formado por P_{b0} e N_{b0} .

Figura 59 – Diagrama esquemático do VCO baseado nos inversores *current starved*.



O controle da capacitância de carga é feito por dois bancos de capacitores fixos, C_0 e C_1 , ativados por chaves NMOS, SW_0 e SW_1 , conectados como carga em cada estágio *current starved* (60).

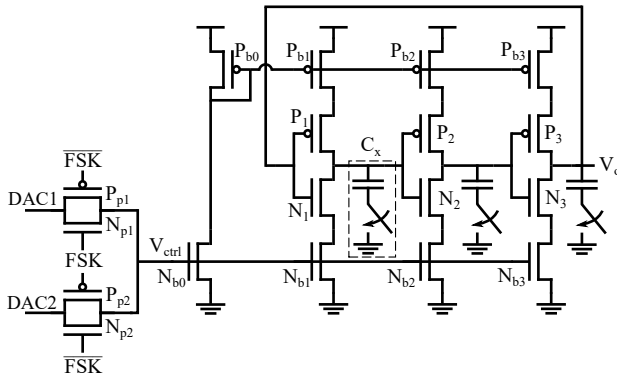
Figura 60 – Topologia do banco de capacitores conectado entre os estágios *current starved* do VCO.



Para gerar o sinal BFSK desejado, primeiramente o ajuste grosso da frequência é feito nos bancos de capacitores, limitando o ajuste do oscilador para uma faixa de frequências específica entre 10-100 MHz que cubra a banda desejada (B1 a B5) de forma completa. Em seguida, os dois tons do sinal BFSK da banda desejada devem ser ajustados através de V_{ctrl} a cada período de bit. Para o ajuste de V_{ctrl} , optou-se pelo uso de dois DACs (cujos projetos são descritos na Seção 5.3.3) pré configurados com os valores de tensão de controle referentes aos tons BFSK dentro da banda selecionada. Os DACs são conectados simultaneamente à tensão

V_{ctrl} do VCO usando chaves do tipo porta de transmissão (*transmission gate*), formando um multiplexador analógico, conforme apresentado no diagrama da Figura 61. Esta abordagem apesar de adicionar um DAC, garante que a velocidade de chaveamento BFSK é independente da velocidade dos conversores, evitando também o uso de linhas de controle e chaves adicionais nas interface entre um único DAC e os registradores.

Figura 61 – Diagrama esquemático do VCO completo.



Na topologia final do VCO apresentada na Figura 61, o uso de apenas três estágios permite minimizar consumo e ruído de fase do oscilador (RAZAVI, 1996), (ODYNIEC, 2002). Na célula de atraso *current starved*, as razões de aspecto W/L dos transistores P_n e N_n no núcleo de cada inversor, para $n = 1...3$, devem ser maiores do que dos transistores que controlam a corrente, P_{bn} e N_{bn} . A relação de aspecto dos transistores P_n e N_n é determinada pela frequência desejada e pela capacitância de carga a ser adicionada para permitir o ajuste da frequência. Assim, definiu-se primeiramente o tamanho dos transistores para a operação na maior banda, 70 MHz, com posterior adição de capacitores como carga para alcançar as bandas centradas em frequências inferiores. Dentro das bandas o ajuste fino é feito controlando-se a polarização do *current starved* através dos DACs. A definição da corrente leva em consideração o consumo principalmente. Contudo, valores muito pequenos de I apresentam problemas de *matching* e controle, reduzindo o tempo de subida e descida das oscilações, gerando sinais de baixa excursão e elevando o *jitter* (ODYNIEC, 2002). De qualquer forma, a razão entre W_p/W_n foi ajustada em todos os transistores para que a tensão de transição fosse $V_{dd}/2$, ajudando na redução do *jitter* (HAJIMIRI; LIMOTYRAKIS; LEE,

1999).

Cada banco de capacitores, representado por C_x na Figura 61 e detalhado na Figura 60, é formado pois dois valores de capacitância C_0 e C_1 , permitindo 4 faixas principais de frequência. As chaves NMOS SW_0 e SW_1 para cada capacitor têm relação de aspecto igual e foram dimensionadas para evitar capacitância elevadas no estado *OFF* e elevar a condutância das chaves quando ativadas. A velocidade destas chaves não é crítica, já que são pré-configuradas para uma banda específica antes da transmissão efetiva de dados. Em simulações dos bancos de capacitores na configuração '11' (com as duas chaves de cada estágio ativadas), a capacitância do conjunto é 447,5 fF e a resistência série é 66 Ω . Para configuração '00' (com as duas chaves desativadas), a capacitância total é $C = 37,3$ fF.

As portas de transmissão formadas pelos transistores N_{pn} e P_{pn} não possuem requisitos de velocidade ou resistência críticos, já que conectam a tensão dos DAC à porta do transistor Nb0, que é chaveada com a velocidade dos dados de banda base (no máximo 2 Mbps), tendo sido implementadas com transistores de dimensões pequenas para W e L. A Tabela 7 lista os valores dos componentes do VCO. As simulações do circuito projetado são apresentadas na próxima seção.

Tabela 7 – Dimensões e valores para os componentes do VCO.

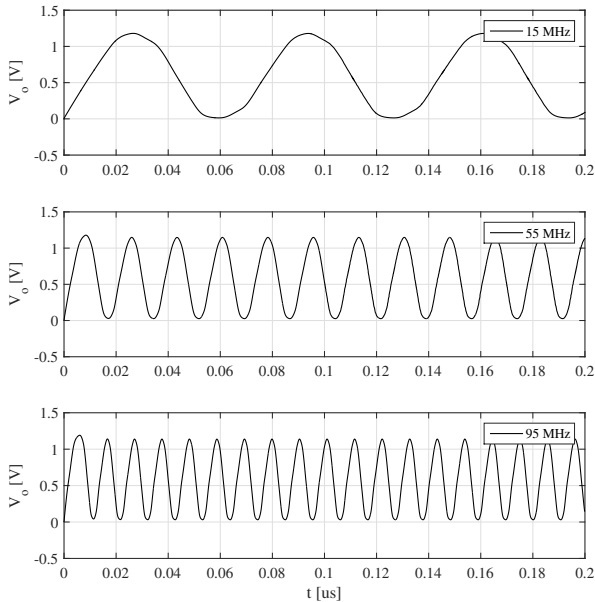
Componente	Dimensões(W/L)	Componente	Dimensões(W/L)/ Valor
N_n	4 $\mu\text{m}/120$ nm	C_0	300 fF
P_n	11,8 $\mu\text{m}/120$ n	C_1	150 fF
N_{bn}	5 $\mu\text{m}/1$ μm	SW_n	10 $\mu\text{m}/120$ nm
P_{bn}	14,75 $\mu\text{m}/1$ μm	N_{pn}	1 $\mu\text{m}/120$ nm
N_{b0}	1 $\mu\text{m}/1$ μm	P_{pn}	2.95 $\mu\text{m}/120$ nm
P_{b0}	2,95 $\mu\text{m}/1$ μm		

5.3.1.2 Simulações do VCO

Salvo indicação em contrário, todas as simulações para o VCO, ou outros circuitos neste texto, foram realizadas com os modelos elétricos da extração pós leiaute do respectivo circuito. A forma de onda do sinal de saída do VCO pode ser vista na Figura 62 para algumas frequências de operação ao longo da faixa entre 10-100 MHz. Elas indicam uma operação em região linear para o VCO, mas perto da saturação, dados

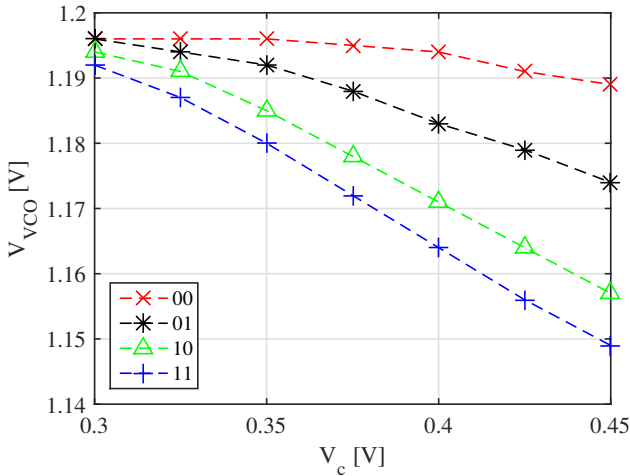
os níveis de excursão do sinal próximos de V_{dd} . A amplitude de oscilação é apresentada em função da tensão de controle e da configuração do banco de capacitores (00 a 11) na Figura 63. A amplitude dos sinais na saída do VCO têm pouca variação com a tensão de controle, estando no máximo 5% abaixo da tensão de alimentação.

Figura 62 – Forma de onda do sinal na saída do VCO para três configurações diferentes do banco de capacitores e da tensão de controle.



A faixa de ajuste da frequência do oscilador em função da tensão de controle pode ser vista na Figura 64(a) para simulações com o modelo esquemático e após a extração dos parasitas do leiaute. Para facilitar a comparação, apenas os resultados para a primeira e a última faixa de ajuste, bits '00' e '11' no banco de capacitores, é apresentada. Nota-se que há uma redução da frequência para a mesma tensão de controle para a extração pós leiaute. Esta redução é causada pelos componentes parasitários do leiaute que adicionam capacitâncias ao circuito, reduzindo a frequência de oscilação, sendo mais acentuada para maiores frequências. A diferença entre os valores de frequência

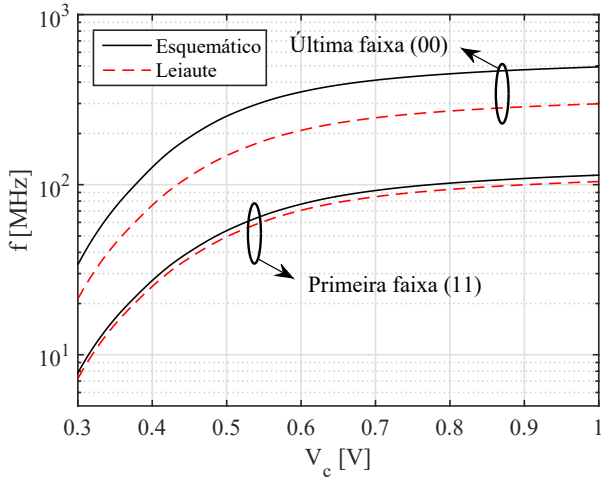
Figura 63 – Amplitude do sinal na saída do VCO para configurações diferentes do banco de capacitores e da tensão de controle.



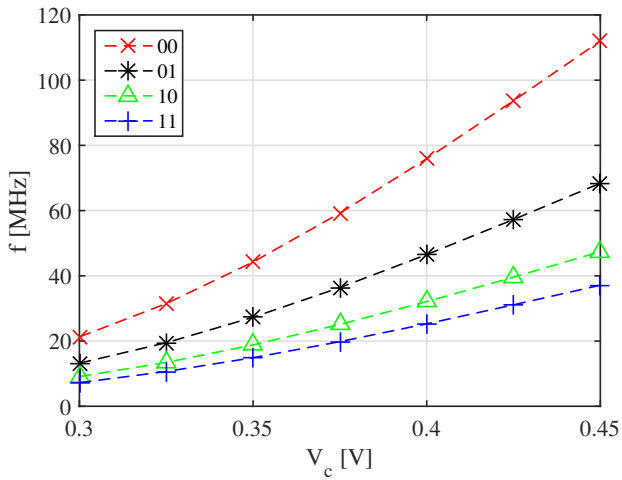
é de aproximadamente 10% para a primeira faixa (11) e de 65% para a última faixa. Esta diferença pode ser causada pelos transistores das chaves nos bancos dos capacitores, cujas capacitâncias parasitas são mais significativas para a configuração '00', quando os capacitores são desconectados do circuito. Além disso, pode-se identificar que a configuração '11' no banco de capacitores e com V_{ctrl} variando entre 0,32 V e 0,9 V é possível cobrir toda a faixa de frequência desejada para o transceptor. Contudo, ao optar pelo uso do banco de capacitores é possível restringir a variação de V_{ctrl} , reduzir o consumo e evitar a região de baixa linearidade na relação tensão - frequência. A Figura 64(b) apresenta a faixa de ajuste para todas as configurações do banco de capacitores, indicando que mantendo a tensão de controle entre 0,3 V e 0,45 V é possível cobrir todas as frequências do transceptor. Para estes resultados, a sensibilidade do VCO, K_{VCO} , varia entre 633,6 MHz/V e 207,8 MHz/V.

Com relação ao consumo, a curva da potência consumida pelo VCO em função da tensão de controle é apresentada na Figura 65 (a) para a configuração '11' do banco de capacitores. As demais configurações são omitidas por apresentarem uma variação insignificante. Das curvas, verifica-se que há um aumento considerável do consumo,

Figura 64 – Frequência de saída do VCO ajustando-se a tensão de controle para as configurações 11 e 00 em esquemático e pós leiaute(a) e para todas as configurações (b).



(a)



(b)

como mencionado anteriormente, quando V_{ctrl} varia sobre uma faixa ampla de tensão. Considerando a variação de tensão necessária nesta configuração para cobrir todas as bandas do transceptor, verifica-se que $P = 46,18 \mu\text{W}$ para $V_{ctrl} = 0,32 \text{ V}$ e $P = 316,5 \mu\text{W}$ para $V_{ctrl} = 0,9 \text{ V}$. Alternativamente, configurando o banco de capacitores para que apenas a banda B1 opere na configuração '11', as bandas B2 e B3 operem na configuração '01' e as bandas B4 e B5 operem na configuração '00', o consumo do VCO apresenta uma variação menor, como apresentado na Figura 65 (b), com valores entre $P = 46,18 \mu\text{W}$ e $P = 122,6 \mu\text{W}$.

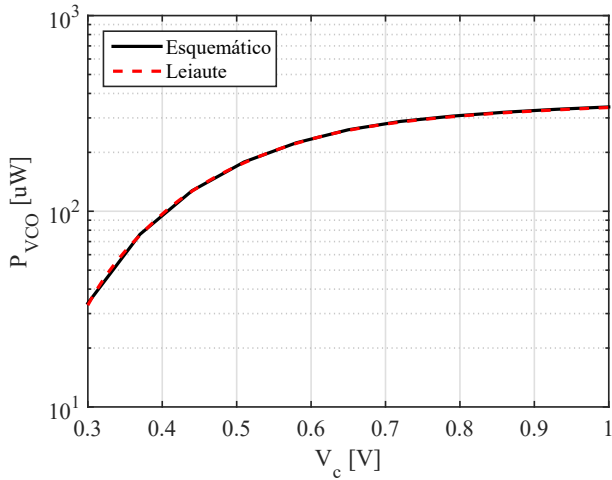
As curvas de ruído de fase do VCO para as principais frequências do transmissor são apresentadas na Figura 66 (a) e apresentam inclinação de -30 dB/dec , indicando predominância do ruído *flicker* (ABIDI, 2006), (GERAEDTS et al., 2014) para *offsets* de até 5 MHz. A Figura 66 (b) apresenta apenas o ruído de fase para as principais frequências a um *offset* de 1 MHz da portadora. Nota-se um aumento do ruído de fase com o aumento da frequência portadora, o que é esperado, já que tanto o ruído flicker quanto o ruído térmico aumentam com o quadrado da frequência da portadora (ABIDI, 2006), (RAZAVI, 1996). Outro fator a influenciar o ruído de fase é a amplitude de oscilação, que diminui com o aumento da tensão de controle (Figura 63), degradando o ruído de fase.

5.3.2 Driver

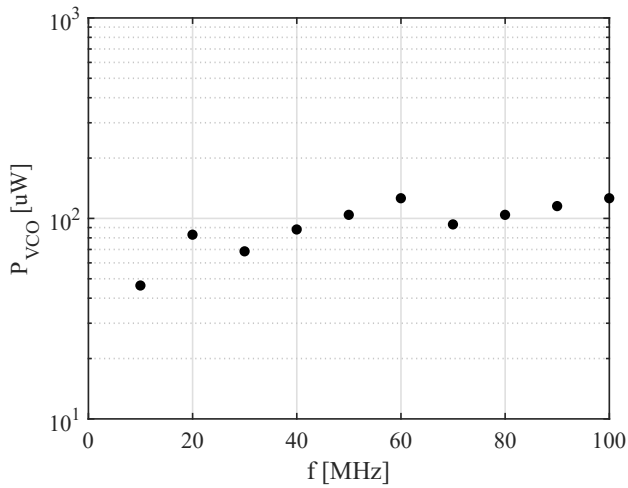
A função do *driver* é maximizar a excursão de sinal na saída do transceptor alimentando uma carga com impedância equivalente à impedância do canal de comunicação. Além disso, o *driver* também isola o VCO, reduzindo perturbações na frequência com eventuais variações de carga causadas por alterações no acoplamento ao corpo.

Dadas as características da carga presente na saída do *driver*, essencialmente capacitiva e da ordem de 12 pF, a topologia escolhida para este bloco foi um *driver* do tipo "exponential horn" (MAEKAWA et al., 2009). Este é formado pela cascata de inversores CMOS com dimensões W para o largura de canal que aumentam exponencialmente, como mostrado na Figura 67. A metodologia de projeto deste circuito é a seguinte: o último estágio é projetado individualmente para alimentar a carga necessária com a excursão de sinal e a frequência desejadas, definindo assim $W_{n,max}$. Os demais estágios têm suas dimensões definidas pela relação entre $W_{n,max}$, a dimensão mínima W_n , definida para o primeiro estágio do *driver* segundo outros requisitos de projeto,

Figura 65 – Potência consumida pelo VCO ajustando-se a tensão de controle apenas na configuração 11 (a) e para as principais frequências em cada banda de comunicação (b).

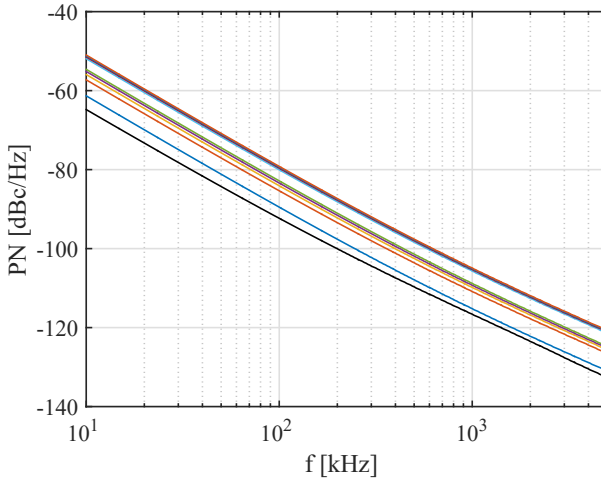


(a)

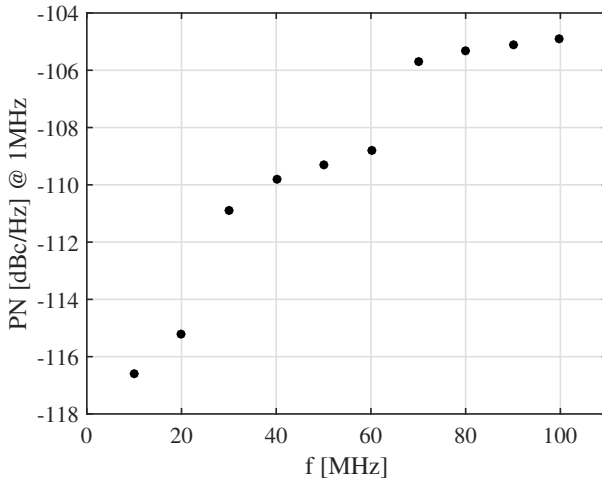


(b)

Figura 66 – Ruído de fase para as frequências de operação do Tx (a) e valor a um *offset* de 1MHz (b).



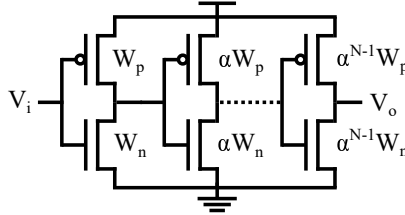
(a)



(b)

como a capacitância total vista pelo circuito que o precede, e um fator de proporcionalidade α^{N-1} , onde N é o número de estágios do *driver*, como indicado pela Equação 5.8.

Figura 67 – Diagrama esquemático do *Driver* exponencial de N estágios.



$$\alpha = (W_{n,max}/W_n)^{1/(N-1)} \quad (5.8)$$

Via simulação, para o canal HBC como carga e uma razão $W_p/W_n = 2,95$ para um limiar de chaveamento do inversor em $V_{dd}/2$, encontrou-se $W_{n,max} = 30,25 \mu\text{m}$. Para um *driver* de 3 estágios, tem-se então que $\alpha = 5,5$ para $W_n = 1 \mu\text{m}$. Esta largura para W_n foi escolhida para não carregar em demasia a saída do VCO. O comprimento do canal para todos os transistores foi mantido com o valor mínimo da tecnologia, $L = 120 \text{ nm}$.

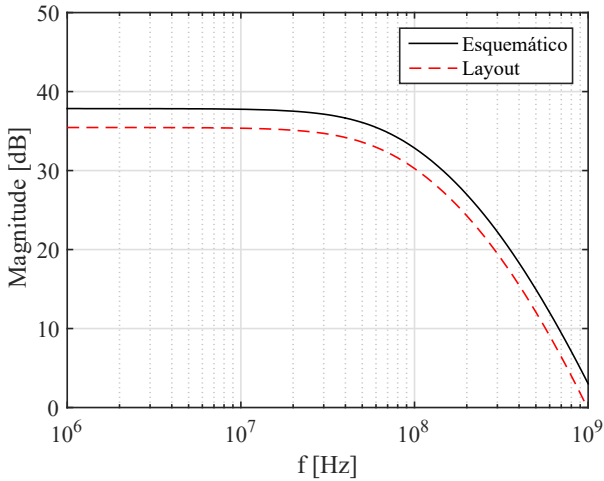
Os resultados para uma simulação da resposta em frequência do *driver* são mostrados na Figura 68 para o modelo esquemático e a extração pós leiaute do *driver*. Nota-se que tanto o ganho quanto a fase do sinal na saída do *driver* já sofreram certa redução e desvio de fase em 100 MHz, contudo isso não é realmente crítico porque a amplitude do sinal do VCO é elevada, saturando a saída facilmente.

Comparações entre os sinais de entrada e saída para as frequências de 10 MHz e 100 MHz podem ser vistas na Figura 69. Nota-se a defasagem diferente de 180 graus (aproximadamente 100 graus) para o caso de 100 MHz, como indica a curva de fase da resposta em frequência.

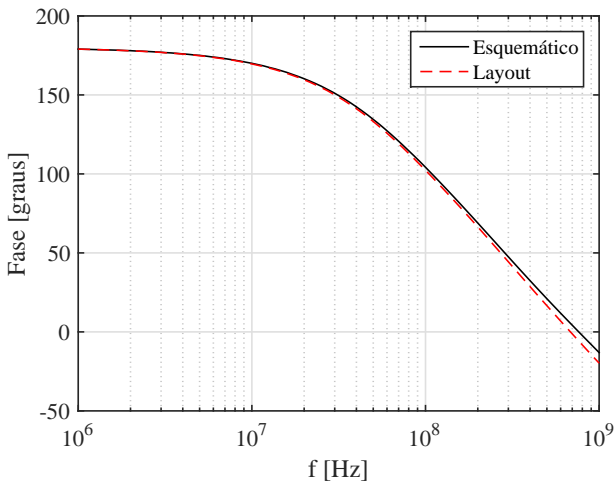
O tempo médio de subida e descida, $t_{10-90\%}$, na saída do *driver* é 1 ns. A potência dissipada pelo *driver* é apresentada na Figura 70 e aumenta linearmente com a frequência de chaveamento: para a menor frequência, o valor é 1,93 mW; para a maior frequência, é 5,76 mW.

Na Figura 71, é apresentada a impedância de saída do *driver*. Nota-se que a parte imaginária é praticamente nula para toda a faixa de operação do transceptor, com valor aproximado de 116 Ω . Este valor está próximo da impedância de fonte identificada nas simulações

Figura 68 – Resposta em frequência do *driver*: magnitude (a) e fase (b) com o canal como carga para simulações com o modelo esquemático e o modelo pós leiaute.

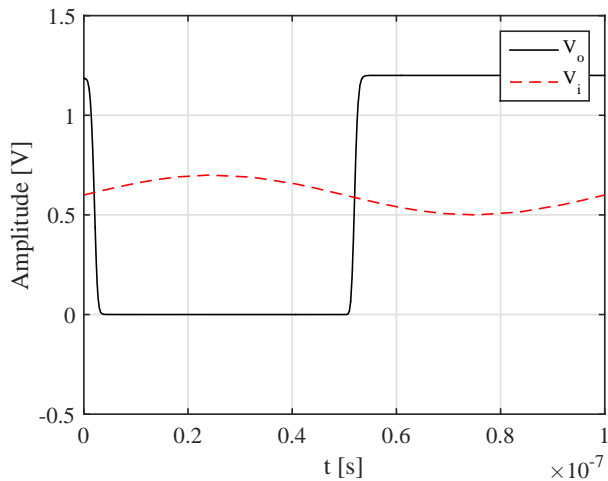


(a)

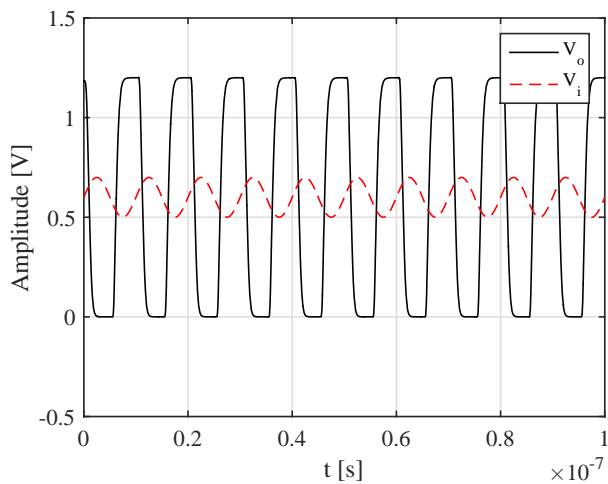


(b)

Figura 69 – Saída do *driver* para 10 MHz (a) e 100 MHz (b) com amplitude de entrada de 200 mVpp.

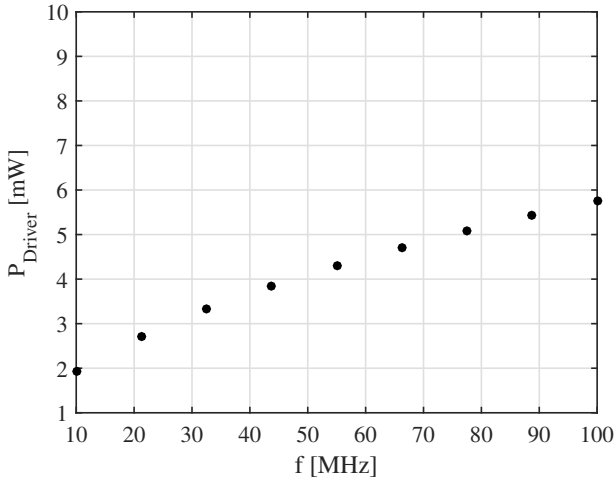


(a)



(b)

Figura 70 – Consumo do *driver* com o canal como carga para simulações do modelo do circuito pós leiaute.



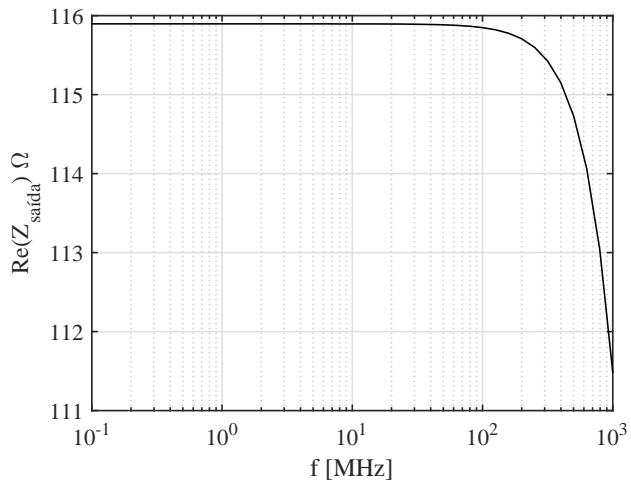
do canal primário que permite uma redução da atenuação do sinal.

5.3.3 Conversor Digital-Analógico

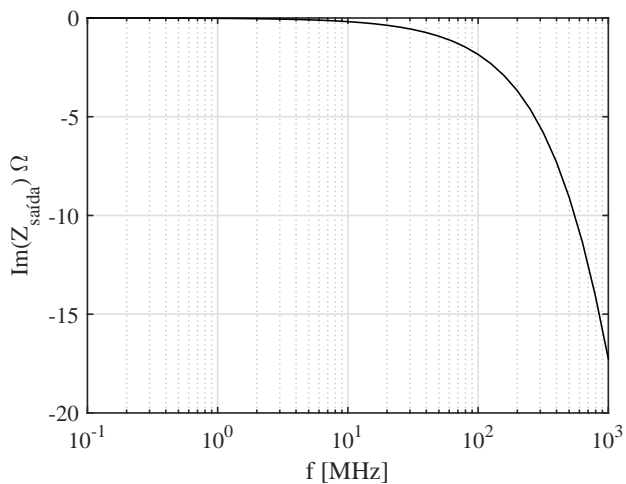
O ajuste fino da frequência do VCO é feito com conversores digital-analógico (DAC) controlando a tensão de polarização. A topologia selecionada para este bloco foi o DAC R-2R em modo tensão, apresentado na Figura 72. Esta topologia apresenta como pontos positivos a simplicidade e o tamanho reduzido quando comparada a outras topologias baseadas em resistores, capacitores ou fontes de corrente, que em geral exigem um número maior de componentes ou componentes com valores múltiplos do elemento base, prejudicando a precisão do conversor (KESTER, 2008). A desvantagem da topologia R-2R é o erro de INL (*Integral Nonlinearity* - não-linearidade integral) e DNL (*Differential Nonlinearity* - não linearidade diferencial) devido à tensão de *offset* e ao CMRR finito do amplificador (BAKER, 2008), limitando a linearidade e a resolução do DAC.

O DAC R-2R é composto por uma rede R-2R e um amplificador operacional, usado como *buffer* para isolar a rede de resistores. As

Figura 71 – Parte real (a) e imaginária (b) da impedância de saída do driver.

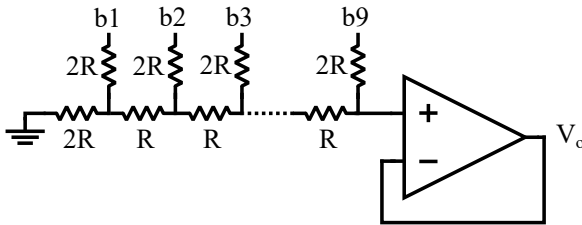


(a)



(b)

Figura 72 – Diagrama esquemático do conversor DA R-2R de 9 bits



entradas $b_1 \dots b_9$ são os n bits de controle, onde b_1 é o bit menos significativo (LSB - *Least Significant Bit*), R é o resistor unitário e V_o é a tensão de saída do DAC. A tensão V_o é dada pela Equação 5.9, onde $V_{b_1} \dots V_{b_n}$ são as tensões nas entradas $b_1 \dots b_n$.

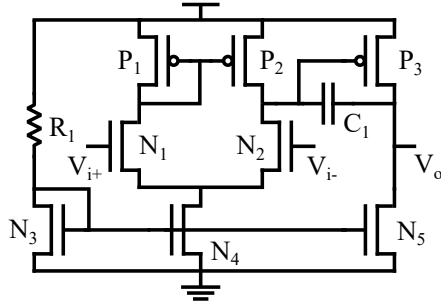
$$V_o = V_{b_1}/2^n + V_{b_2}/2^{(n-1)} + V_{b_3}/2^{(n-2)} + \dots + V_{b_n}/2 \quad (5.9)$$

Considerando os limites de sensibilidade do VCO entre 633,6 MHz/V e 207,8 MHz/V, o DAC foi projetado com uma resolução de 9 bits, para fornecer um passo (V_{LSB}) de 2,34 mV quando as entradas $b_1 \dots b_9$ operam com $V_{dd} = 1,2$ V. Para este valor de V_{LSB} , a resolução em frequência é de aproximadamente 1,5 MHz e 0,5 MHz nos extremos de sensibilidade do VCO. Com isso, no pior caso, a frequência de ajuste ficaria a 750 kHz da frequência desejada, o que para o oscilador do receptor em oscilação livre e com o espaçamento de 10 MHz entre os tons FSK não é algo crítico. O valor dos resistores da rede influencia o tempo de acomodação da tensão de saída e no consumo do DAC. Através de simulações, chegou-se ao valor de $R = 100$ k Ω , com prioridade para a consumo, dado que a velocidade do DAC não é crítica, pois ele é utilizado de forma estática.

O *buffer* utilizado foi um amplificador de dois estágios (ALLEN; HOLBERG, 2002), essencialmente a mesma topologia e projeto do comparador do receptor (Seção 5.5.4). Contudo, neste buffer foi adicionada uma compensação capacitiva através de C_1 , como mostrado na Figura 73, já que a margem de fase deste circuito é muito baixa para operação em malha fechada. A adição da capacitância $C_1 = 180$ fF à topologia eleva a margem de fase e a estabilidade do circuito, reduzindo *overshooting* e o tempo de acomodação. A velocidade não é crítica para este bloco pois os níveis de tensão ajustados com o DAC não precisam ser configurados de forma dinâmica durante a operação do transceptor. As

dimensões do circuito são as mesmas mostradas na Tabela 10, na Seção 5.5.4.

Figura 73 – Topologia do *buffer* do DAC.



A resposta em frequência para a extração pós leiaute do *buffer* pode ser vista nas Figura 74. O ganho DC e a frequência de 0 dB são 49 dB e 54,8 MHz, respectivamente. A margem de fase do circuito é aproximadamente 42° , como indicado na Figura 74. O consumo DC é $20,6 \mu\text{W}$, a tensão de *offset* é $-1,1 \text{ mV}$ e a rejeição de modo comum é 66,4dB. Quando comparado com o projeto do comparador na Seção 5.5.4, há uma redução da banda passante do amplificador devido à compensação capacitiva, que passa de 21,2 MHz para 165,5 kHz.

A curva de transferência do DAC em função do código binário aplicado nas entradas b1 a b9 é apresentada na Figura 75. Para a região próxima de 1,2V, a curva sofre um achatamento e não há um mapeamento linear da entrada binária para a saída (Figura 76 (a)). Isso se deve à não linearidade do *buffer*, que limita a faixa de excursão de sinal na saída. Esta limitação também causa um mapeamento incorreto na saída para valores na porção inferior da curva de transferência, abaixo de 150mV, conforme mostrado na Figura 76 (b). Contudo, esta faixa não é utilizada nos circuitos que recebem a tensão de saída do DAC.

Os erros de *offset* (E_O) e de *full scale* (E_{FS}), que quantificam a diferença da curva de transferência para um código de tensão 0 e um código de tensão de *full scale* (1,2 V) ideais, respectivamente, foram medidos para a melhor reta e são $E_O = +1 V_{LSB}$ e $E_{FS} = -3,6 V_{LSB}$. O erro de ganho, que é a subtração dos dois erros anteriores, é $E_G = -4,6 V_{LSB}$. Outras características importantes são a não linearidade diferencial (DNL), que quantifica o desvio entre os passos da curva de transferência, e a não linearidade integral (INL), que descreve o desvio

Figura 74 – Resposta em frequência do *buffer* do DAC: magnitude (a) e fase (b).

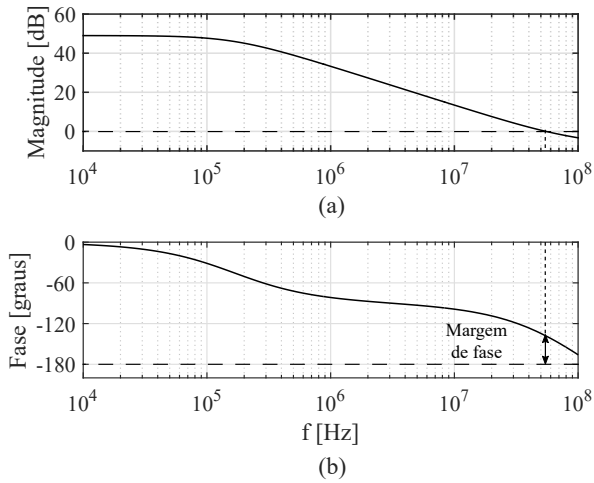
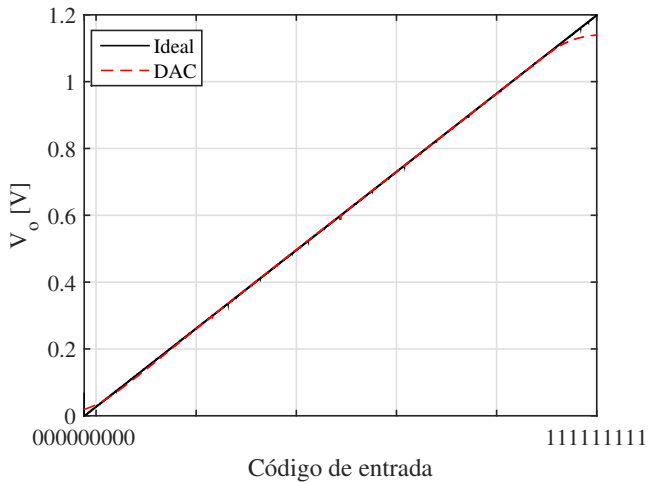


Figura 75 – Curva de transferência do DAC em função do código de entrada.



da curva de transferência quando comparada à curva de um DAC com resposta ideal. A DNL é apresentada na Figura 77 (a) e como seu valor em módulo é sempre inferior a 1 LSB, a monotonicidade do DAC é garantida. A INL é apresentada na Figura 77 (b).

O consumo do DAC depende da palavra selecionada e varia entre $8,8 \mu\text{W}$ (todos os bits 0) e $20,4 \mu\text{W}$ (todos os bits 1).

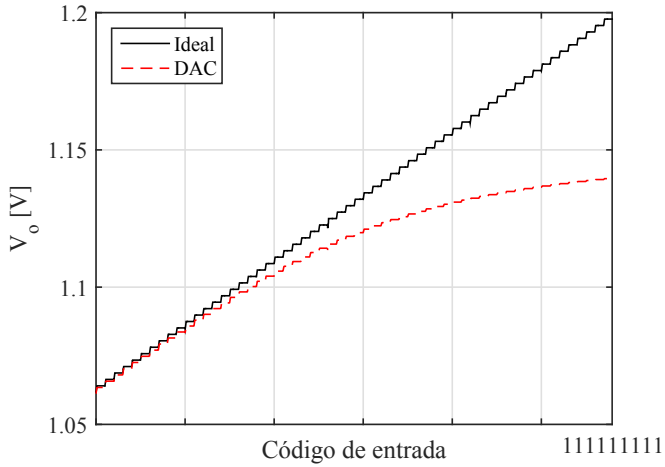
5.3.4 Registradores de deslocamento e armazenamento

Os bits de controle dos DAC (9 bits) e dos bancos de capacitores (2 bits) para configuração do VCO, ILO e do amplificador de entrada do receptor são recebidos por um conversor serial - paralelo do tipo registrador de deslocamento de 11 bits e transferidos para bancos de registradores de armazenamento com o mesmo tamanho, na fase de pré-configuração do transceptor. Ambos os registradores podem ser implementados usando flip-flops tipo D (DFF) como mostrado na Figura 78, onde: para os registradores de deslocamento, d_s é a entrada serial de dados, clk é o *clock* serial e $q_1 \dots q_n$ são as saídas paralelas; para os registradores de armazenamento $d_1 \dots d_n$ são entradas paralelas de dados, $q'_1 \dots q'_n$ são as saídas e en é o *enable* dos registradores.

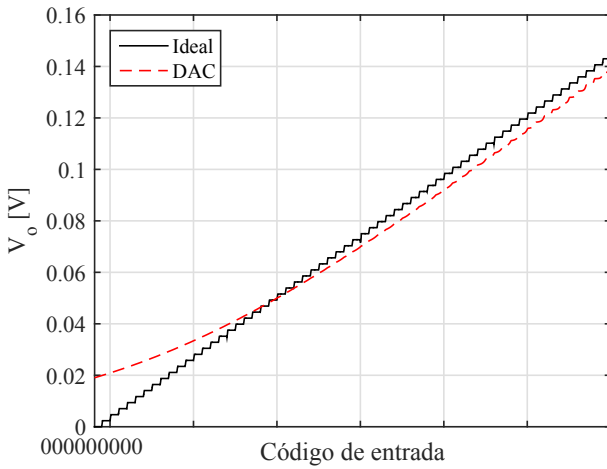
Flip-flops dinâmicos não são capazes de manter um estado válido na saída sem sinal de *clock* devido às correntes de fuga que descarregam as capacitâncias parasitas. Assim, para que durante a operação do transceptor os bits sejam mantidos disponíveis sem atualização pelo sinal de *clock* ou reativação da interface serial-paralela, optou-se por DFF baseados em lógica estática. O DFF estático pode ser representado por dois *latches*, como mostrado na Figura 79. O projeto destes flip-flops (FF) para os registradores não apresenta requisitos de velocidade, já que devem receber os bits uma única vez e mantê-los estáticos em suas saídas durante a operação do transceptor. Para a interface serial-paralela, os registradores devem operar segundo a velocidade da interface de gravação do microcontrolador utilizado. Contudo, estas velocidades costumam ser relativamente baixas, na faixa de centenas de kHz, por exemplo. Assim, o projeto focou no baixo consumo e funcionalidade, ajustando os transistores para dimensões mínimas e excursão de sinal.

A velocidade de um DFF é dependente do período do seu *clock* (T_{CLK}), definido pela expressão: $T_{CLK} > t_{CLK-Q} + t_{setup}$, onde t_{CLK-Q} é o tempo de propagação do sinal D para a saída Q do DFF após a aplicação do sinal de *clock* CLK; t_{setup} , tempo de configuração, é o tempo mínimo

Figura 76 – Curva de transferência do DAC função do código de entrada: ampliação em torno de 1,2 V (a) e 150mV (b).



(a)



(b)

Figura 77 – DNL (a) e INL (b) para o DAC projetado.

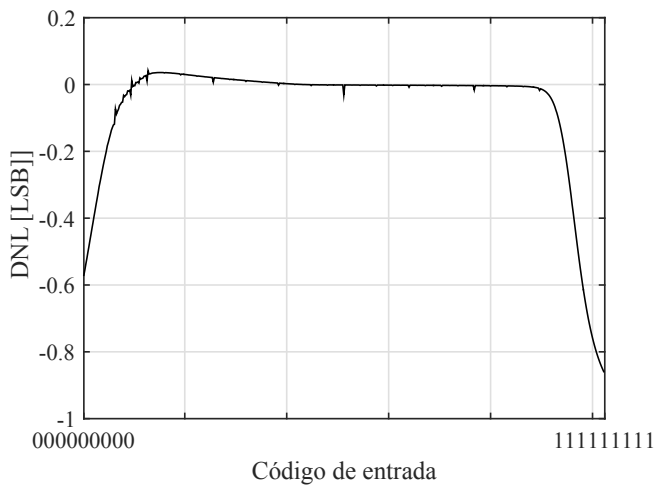
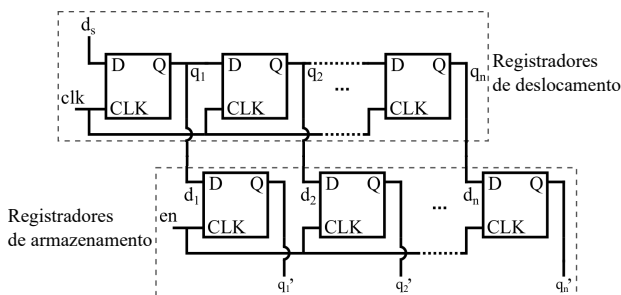
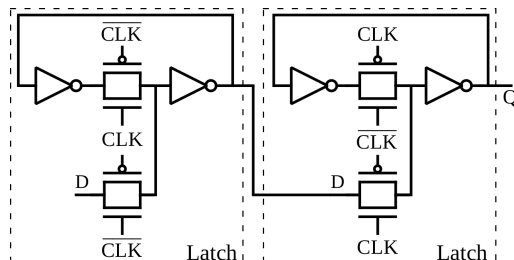


Figura 78 – Topologia do conversor serial-paralelo e dos bancos de registradores de armazenamento.



que a entrada D deve ser mantida estável antes que o sinal CLK seja ativado e depende basicamente da propagação dentro do primeiro *latch* do DFF.

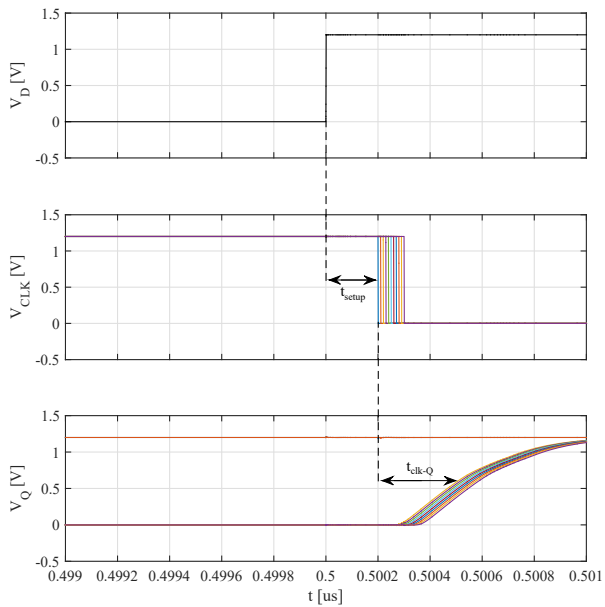
Figura 79 – Topologia do flip-flop tipo D ativado por borda.



As curvas da Figura 80 mostram os sinais D , Q e CLK de um DFF para uma frequência de *clock* de 1 MHz com atraso entre os sinais D e CLK variando entre 200-300 ps para avaliação do tempo de configuração. Para a saída Q , as curvas com atraso menor que 220 ps não apresentam a transição de sinal esperada. Este valor de atraso foi tomado o tempo $t_{setup} > 220$ ps. O tempo de propagação t_{CLK-Q} para este valor foi 259,9 ps. O consumo de potência do FF é 342,9 nW.

As dimensões finais dos transistores do flip-flop são $W_N/L = 1 \mu\text{m}/120 \text{ nm}$ e $W_P/L = 2,95 \mu\text{m}/120 \text{ nm}$ para os transistores N e P, respectivamente, dos inversores e portas de transmissão. Para gerar

Figura 80 – Diagrama de tempos do flip-flop tipo D ativado por borda para diferentes atrasos entre as entradas D e CLK .



os sinais de *clock* complementares, um inversor CMOS com as mesmas dimensões foi adicionado à topologia.

Uma simulação de funcionalidade para os registradores de deslocamento e de armazenamento de 11 bits, conectados de acordo com a topologia da Figura 78, é mostrada na Figura 81. São apresentados os resultados apenas para os três últimos bits da sequência de entrada d_s de 11 bits. Os bits de entradas (V_{ds}), são deslocados entre os registradores (V_{q0} a V_{q2}), a cada borda de descida do sinal de *clock* V_{clk} . Quando toda a sequência é inserida no registrador de deslocamento, V_{clk} é mantido estático e um pulso em V_{en} transfere os bits para os registradores de armazenamento ($V_{q0'}$ a $V_{q1'}$). O consumo de potência do registrador de deslocamento completo para um *clock* de 1 MHz e entradas '1' é $4,36 \mu\text{W}$ (medições ao longo dos 11 pulsos de gravação) e o consumo do banco de registradores é $6,10 \mu\text{W}$ (medido no intervalo de 1us com os dados gravados).

5.3.5 Demultiplexador

O transceptor completo inclui quatro bancos de registradores ligados em paralelo às saídas do registrador de deslocamento, sendo dois para o transmissor, configurando os DAC do VCO, e dois para o receptor, configurando os DAC do ILO e do amplificador de entrada. Para controlar, de forma independente, a gravação nestes bancos de registradores, um demultiplexador de 3 bits foi projetado. O circuito do demultiplexador, apresentado na Figura 82, é formado por inversores e portas NAND CMOS. De acordo com a palavra digital nas entradas $b1$ à $b3$, uma das saídas O_n é selecionada. O estado de O_n dependerá do sinal entrada *in*. Assim, é possível selecionar o pino de *enable* do banco de registradores e ativá-lo apenas no instante desejado.

O projeto deste bloco não apresenta requisitos rígidos, dado que apenas ativa os registradores de armazenamento uma única vez durante a pré-configuração do circuitos do transceptor. De qualquer forma, todos os transistores possuem as mesmas dimensões: $W_n/L = 1 \mu\text{m}/120 \text{ nm}$ e $W_p/L = 2,95 \mu\text{m}/120 \text{ nm}$, garantindo simetria nos limiares de chaveamento e tempo de propagação adequado para a funcionalidade desejada. O maior atraso de propagação do demultiplexador foi 720 ps , com consumo de potência do bloco de $1,8 \mu\text{W}$.

Figura 81 – Sinais do conversor serial-paralelo e dos registradores de armazenamento.

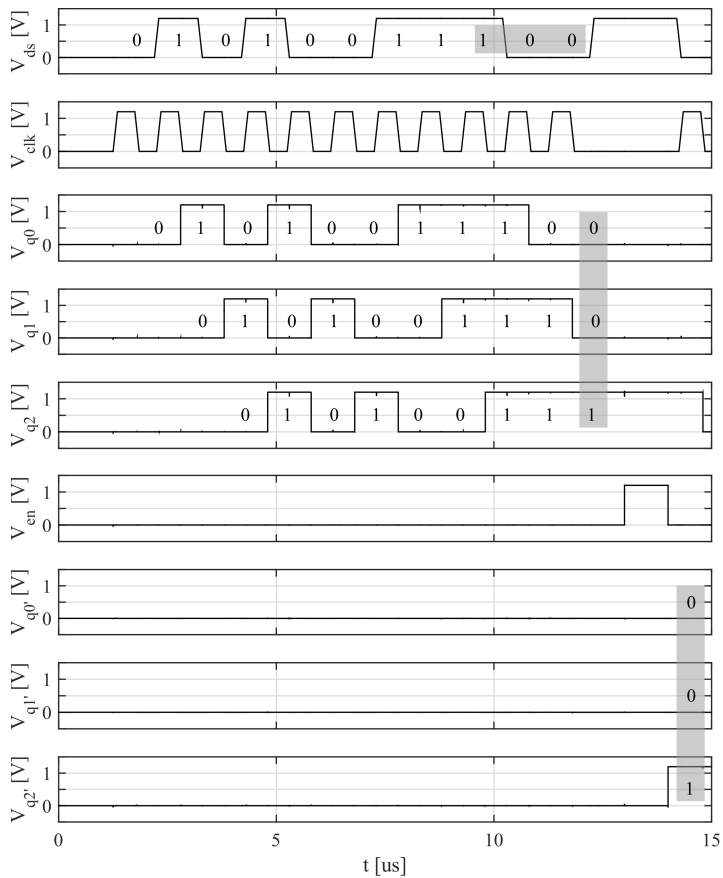
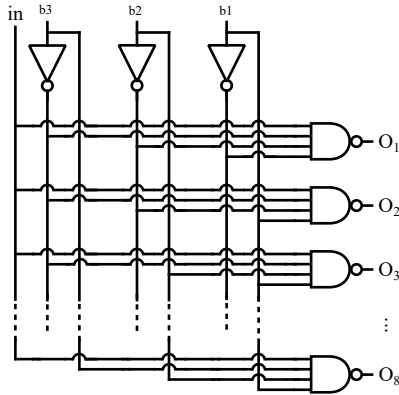


Figura 82 – Diagrama esquemático do demultiplexador digital de sinais.

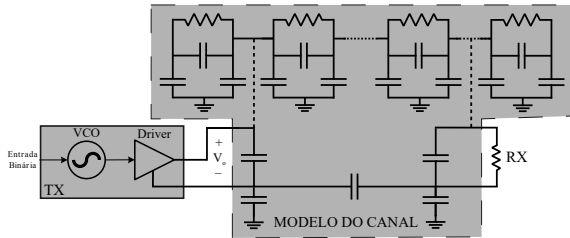


5.4 SIMULAÇÕES DO TRANSMISSOR COMPLETO

Para as simulações do transmissor, o modelo elétrico para a extração pós leiaute do circuito completo, incluindo pads e proteções ESD, foi utilizado e conectado ao modelo do canal implementado em ambiente de simulação. Um diagrama exemplificando esta conexão é apresentado na Figura 83. Uma fonte de sinal quadrado com período de $1 \mu\text{s}$, emulando o sinal de banda base de 2 Mbps, foi conectada na entrada binária. A saída do driver foi conectada ao modelo do corpo em um ponto que corresponde à 20 cm da extremidade de um dos braços. Além disso, os demais circuitos do receptor e da interface de comunicação presentes no topo do chip também foram mantidos na simulação. O uso simultâneo de um segundo transceptor para fazer a recepção e demodulação do sinal BFSK não foi possível por dificuldades de convergência no ambiente de simulação, possivelmente causadas pelo excesso de nós flutuantes no circuito, haja visto a complexidade do esquemático do circuito para a extração pós leiaute. Contudo, a configuração de medição é suficiente para testar as funcionalidades e desempenho do transmissor.

Antes da ativação do transmissor, a simulação executa uma pré-configuração do circuito com auxílio dos registradores de deslocamento e do demultiplexador. Os registradores dos DAC são configurados com os valores adequadas para que o VCO opere com os tons BFSK da banda desejada. Esta pré-configuração ocorre durante os $30 \mu\text{s}$ iniciais da simulação utilizando o sinal CLK para controlar o fluxo de dados

Figura 83 – Diagrama de conexão dos modelos do transmissor e do corpo.



na interface serial a uma frequência de 1 MHz. A visualização deste procedimento engloba um número considerável de sinais e é omitida aqui. Contudo, estes sinais são essencialmente iguais aos que aparecem na Figura 81 da Seção 5.3.4 e representam a operação dos registradores de deslocamento.

Após a pré-configuração, o transmissor está apto a enviar a informação de banda base gerada na entrada binária. O sinal BFSK na saída do transmissor (V_o), tomado no ponto de acoplamento do *driver* com o modelo do canal, pode ser visto na Figura 84 para simulações nas bandas B1 à B5. Os sinais de saída apresentam amplitude de 1,2 V, como projetado. A Figura 85 apresenta a frequência destes sinais em função do tempo de simulação. Note que a sequência binária periódica é ativada a partir de 32 μ s, apresentando um período de bit de 500 ns, ou seja, 2 Mbps.

O espectro do sinal de saída do transmissor para a banda B1 pode ser visto na Figura 86 (a), deixando visível a banda ocupada pelo sinal de banda base em torno dos tons BFSK. A potência consumida pelo transmissor, incluindo os registradores de armazenamento, os DAC e os circuitos de proteção dos pads, é apresentado na Figura 86 (b), sendo dominado pelo *driver* de saída do circuito. O maior consumo acontece para a banda B5, com $P = 8,7$ mW. Para estes valores de consumo, a energia para transmissão de 1 bit, En/bit , está entre 1,7 nJ/bit e 4,35 nJ/bit.

A Tabela 8 sumariza o desempenho do transmissor e resume as suas principais características.

Figura 84 – Forma de onda do sinal BFSK na saída do transmissor para todas as bandas do transceptor.

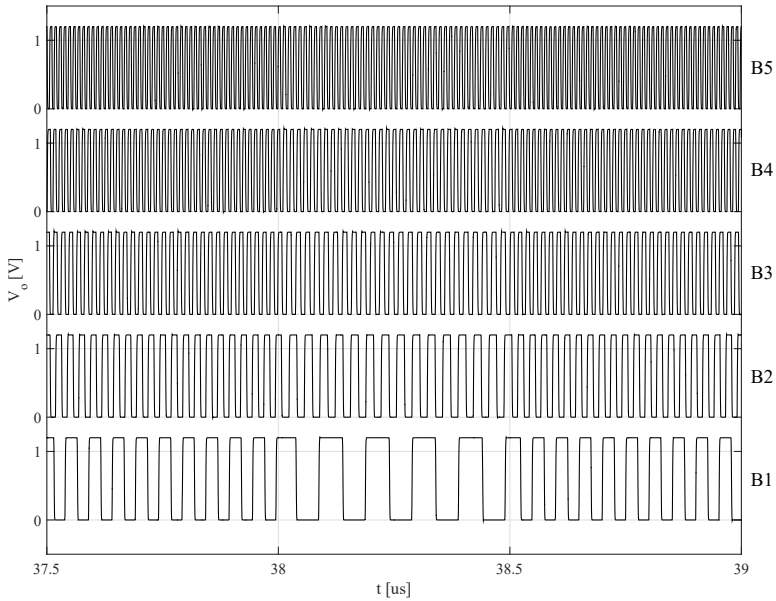


Figura 85 – Frequência do sinal BFSK na saída do transmissor para todas as bandas do transceptor.

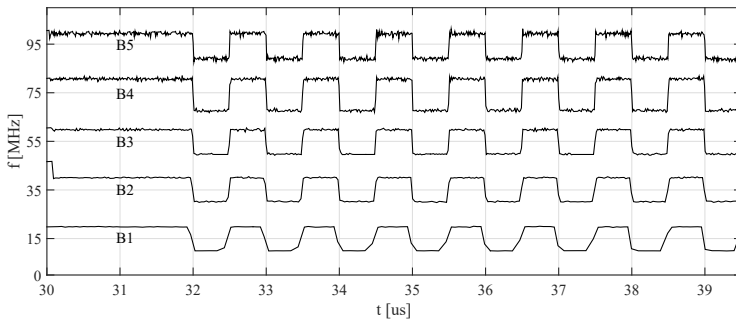
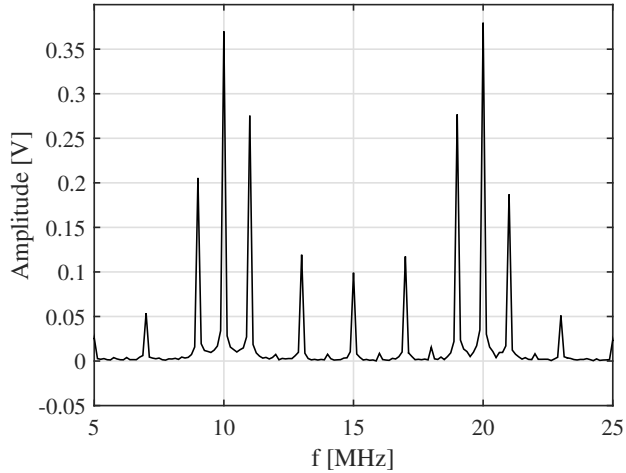
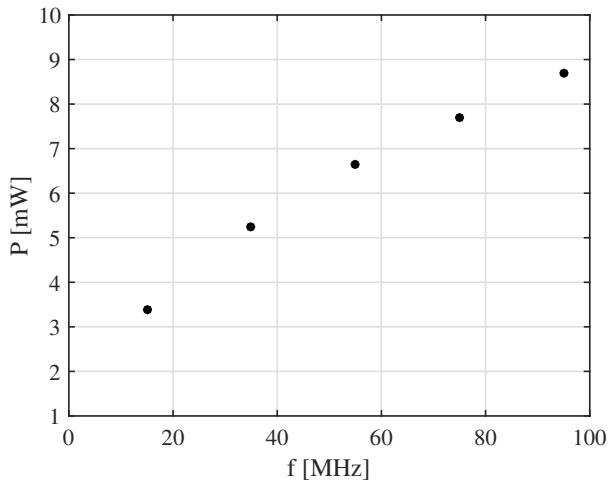


Figura 86 – Espectro do sinal de saída do transmissor para a banda B1 (a) e potência consumida em todas as bandas (b).



(a)



(b)

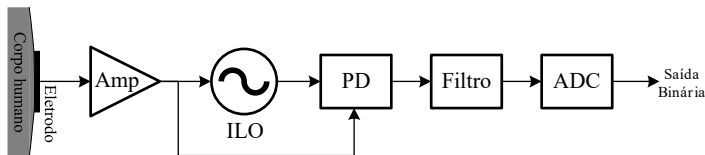
Tabela 8 – Desempenho e características do transmissor

Modulação	BFSK
Frequência de operação	10-100 MHz
Taxa de dados	2 Mbps
Amplitude de saída - V_o	1,2 V
Potência consumida - P_{tx}	3,4-8,7 mW
Arquitetura	Modulação direta
En/bit	1,7-4,35 nJ/bit
Tensão de alimentação	1,2 V
Banda total	90 MHz
Tecnologia	CMOS 130 nm
Componentes externos	não
Impedância de saída	116 Ω

5.5 PROJETO DO RECEPTOR

Nesta seção, é apresentado o projeto do receptor baseado em *injection locking*, cujo diagrama de blocos simplificado é repetido na Figura 87, com a exposição dos mecanismos que são utilizados para configurar e controlar os seus circuitos. Para o projeto, foram utilizadas as mesmas ferramentas de simulação, leiaute e tecnologia de integração descritas na Seção 5.3 para o transmissor. O leiaute dos blocos pode ser encontrando no Apêndice C.

Figura 87 – Diagrama de blocos do receptor.

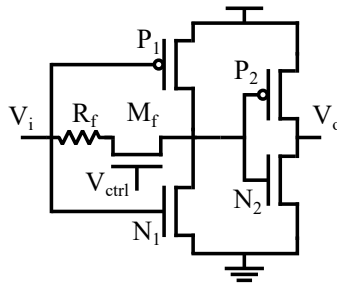


5.5.1 Amplificador de entrada

O amplificador de entrada, identificado como *Amp* na Figura 87, recebe o sinal dos eletrodos acoplados ao corpo e alimenta o oscilador baseado em *injection locking* (ILO) e o detector de fase (PD).

Sua função é elevar o sinal recebido aos níveis necessários para que o *injection locking* e a demodulação aconteçam. Além disso, deve apresentar impedância adequada para otimizar o acoplamento com o canal. A topologia escolhida para o amplificador, apresentada na Figura 88, é composta por um circuito inversor com topologia complementar e resistência de realimentação variável, seguido por um estágio *push-pull* de saída. Nesta topologia, o arranjo inversor formado por N_1 e P_1 promove o reuso de corrente para aumentar a transcondutância efetiva do amplificador, elevando o ganho sem elevar o consumo (WILSON; CHEN; SELBY, 2013). A realimentação auxilia no aumento da banda de operação e permite reduzir a impedância de entrada, melhorando o acoplamento do canal.

Figura 88 – Diagrama esquemático do amplificador de entrada do receptor.



O ganho de tensão do circuito é definido de acordo com a amplitude necessária para o sinal na saída do amplificador (V_o) garantir a sincronização do ILO e a demodulação do sinal. Como mencionado anteriormente, a demodulação do sinal baseia-se na conversão frequência-fase segundo a Equação 5.1 (RAZAVI, 2004). Para que esta relação seja válida, a amplitude do sinal injetado no ILO ($V_{inj} = V_o$) e a amplitude da oscilação do ILO (V_{osc}) devem respeitar a relação $V_{inj} \ll V_{osc}$, que define o regime chamado de injeção fraca. Assim, assumindo $V_{inj}/V_{osc} \leq 10$, com $V_{osc} = 1,2$ V e adotando atenuações entre 50-75 dB (conforme simulações do canal na Figura 51), o ganho do amplificador não deve ser maior do que 30-55 dB para garantir a operação no regime de injeção fraca.

Estes resultados evidenciam a necessidade do controle de ganho, implementado com uma resistência de realimentação fixa (R_f) em série com um transistor NMOS (M_f), cuja tensão de porta (V_{ctrl}) é ajustada.

tada por um DAC. As dimensões de M_f e o valor de R_f foram definidos para permitir o controle necessário do ganho. O valor da transcondutância para os transistores N_1 e P_1 foi definido para obtenção de uma impedância de entrada próxima a 1,5 k Ω . O segundo estágio, auto-polarizado pelo estágio anterior na região de ganho elevado, não deve ter dimensões elevadas para limitar o ganho total da topologia. As dimensões dos componentes do amplificador são apresentadas na Tabela 9 e a simulações do circuito vêm a seguir.

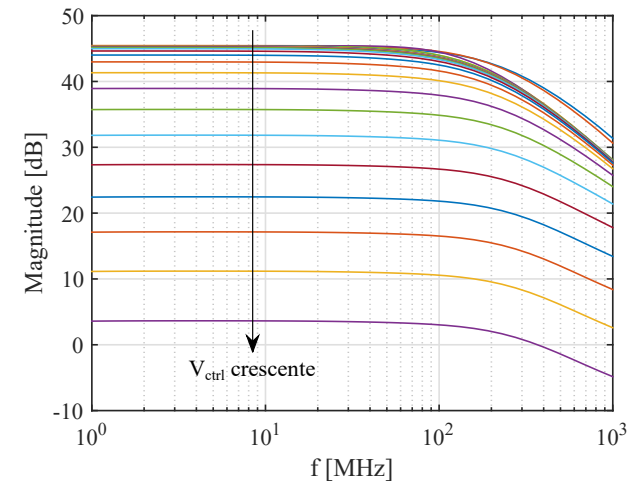
Tabela 9 – Dimensões e valores dos componentes do amplificador de entrada.

Componente	Dimensões(W/L)	Valor
N_1	0,8 $\mu\text{m}/120$ nm	-
P_1	2,36 $\mu\text{m}/120$ nm	-
N_2	1 $\mu\text{m}/120$ nm	-
P_2	2,95 $\mu\text{m}/120$ nm	-
M_f	10 $\mu\text{m}/120$ nm	-
R_f	-	1k Ω

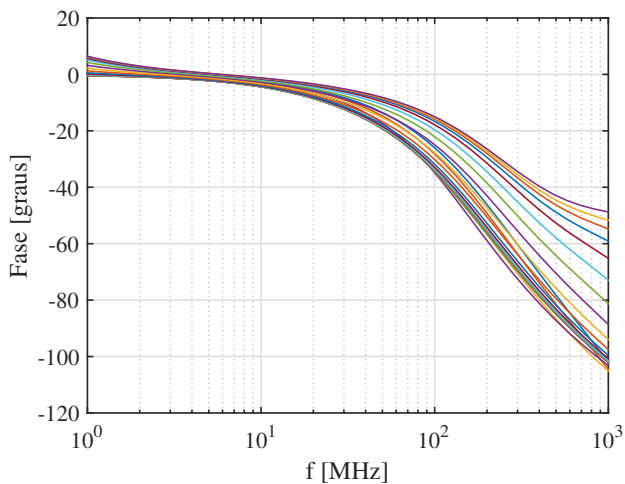
A resposta em frequência do amplificador é apresentada na Figura 89 em função da tensão de controle da resistência de realimentação (V_{ctrl}) entre 0,9-1,2 V. Na Figura 90, são mostrados apenas os valores máximos de ganho na banda passante e a frequência de corte superior que define esta banda, ambos em função de V_{ctrl} , obtidas das simulações da resposta em frequência. Os resultados indicam que o circuito é capaz de ajustar o ganho entre 45,4-3,6 dB e apresenta uma f_{-3dB} mínima de 151,7 MHz.

O consumo do amplificador em função da tensão de controle e para as frequências nos extremos da faixa de operação é apresentado na Figura 91. O maior valor é $P = 234,1 \mu\text{W}$. A figura de ruído (NF), apresentada na Figura 91 (b), tem valor mínimo de 25,4 dB a 100 MHz e cresce à medida que a tensão de controle aumenta devido à redução do ganho do amplificador. O valor elevado não é incomum neste caso, dado que foi feita a opção pelo baixo consumo e pelo ajuste da impedância de entrada e do ganho em detrimento do ruído, que exige projeto específico. A impedância de entrada do amplificador para a faixa entre 10-100 MHz é aproximadamente 1,4 k Ω para uma tensão de controle de 1,1 V.

Figura 89 – Resposta em frequência do amplificador de entrada: Magnitude (a) e fase (b) para diferentes valores da tensão V_{ctrl} .

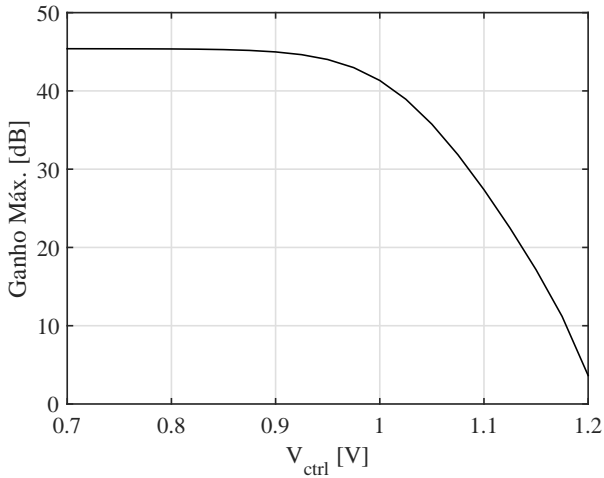


(a)

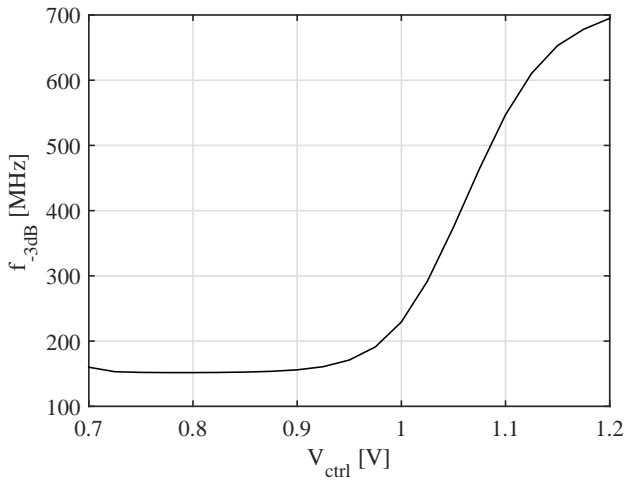


(b)

Figura 90 – Ganho máximo (a) e f_{-3dB} (b) em função de V_{ctrl} para o amplificador de entrada.

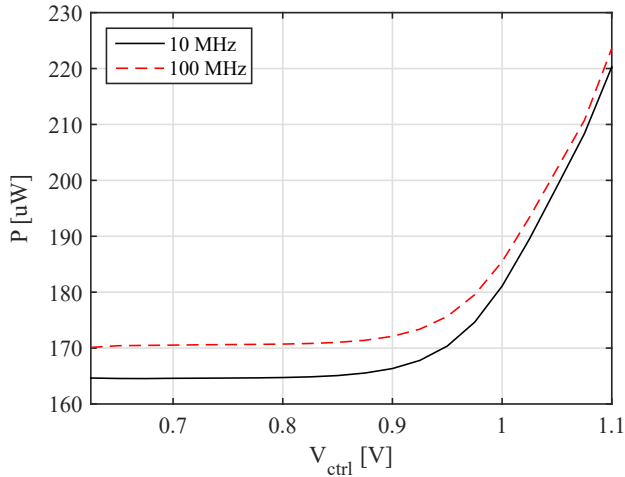


(a)

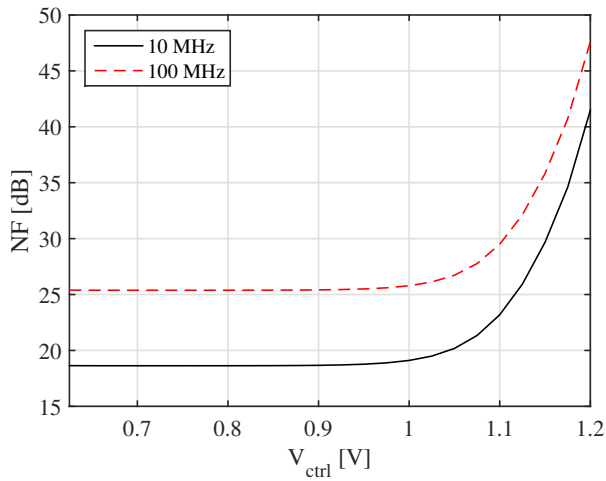


(b)

Figura 91 – Consumo (a) e figura de ruído (b) do amplificador em função de V_{ctrl} .



(a)



(b)

5.5.2 Oscilador com *injection locking*

O oscilador com *injection locking* (ILO) é um circuito chave para a demodulação do sinal FSK no receptor HBC proposto. Ele deve ser sincronizado ao sinal de entrada FSK através do fenômeno de *injection locking* para todas as bandas de operação do transceptor. No *injection locking*, esta capacidade de sincronização é descrita pela faixa de travamento ω_L , que é a faixa de frequências com a qual o oscilador pode sincronizar. Esta faixa é dada pela Equação 5.10 (RAZAVI, 2004), sendo dependente do fator de qualidade Q do oscilador, da amplitude do sinal injetado V_{inj} , da amplitude do sinal do oscilador V_{osc} e da frequência de oscilação natural do oscilador ω_0 . Assim, para uma dada frequência, entre as opções para ampliação da faixa de travamento, as tensões V_{inj} e V_{osc} estão limitadas pela necessidade de manter o circuito operando no regime de injeção fraca ($V_{inj} \ll V_{osc}$). Já para o fator de qualidade, uma opção é o uso de osciladores não ressonantes, como os osciladores em anel, que possuem baixo Q .

$$\pm\omega_L \approx \frac{\omega_0 V_{inj}}{2QV_{osc}} \quad (5.10)$$

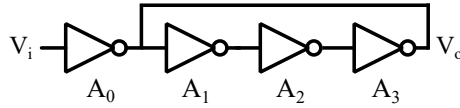
Considerando o projeto do oscilador para circuitos com requisitos de baixo consumo, deve-se minimizar a tensão V_{osc} , com o benefício de exigir uma menor amplificação do sinal V_{inj} para manter a mesma faixa de travamento. Contudo, segundo a Equação 5.11 (RAZAVI, 2004), que expressa a diferença de fase entre V_{inj} e V_{osc} , um aumento de V_{osc} eleva a defasagem entre os sinais, facilitando a diferenciação da fase no PD para a demodulação do sinal.

$$\theta \approx \text{sen}^{-1} \left[\frac{2QV_{osc}(\omega_0 - \omega_{inj})}{\omega_0 V_{inj}} \right] \quad (5.11)$$

Assim, dadas as necessidades de ajuste de frequência para operação em múltiplas bandas, o largo desvio entre os tons FSK e os requisitos de baixo consumo do transceptor, optou-se pela utilização da mesma topologia do VCO do transmissor para o ILO. O circuito do ILO é mostrado na Figura 92 com a adição de um *buffer* inversor (A_0), que conecta a saída do amplificador de entrada ao laço do anel do oscilador. Neste diagrama $V_i = V_{inj}$ e $V_o = V_{osc}$.

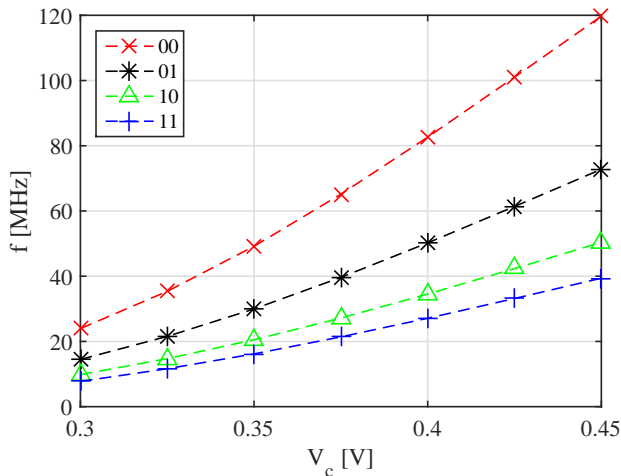
As dimensões do ILO são as mesmas do oscilador do transmissor. O estágio A_0 , entre o amplificador e o ILO, possui dimensões reduzidas para limitar a carga capacitiva no oscilador. A frequência do ILO na

Figura 92 – Oscilador em anel para *injection locking*.



condição de oscilação natural, sem o sinal de injeção, é apresentada na Figura 93 em função da tensão de controle. Nota-se que, mesmo com a adição do *buffer*, limitando V_{ctrl} entre 0,3-0,45 V o ILO é capaz de cobrir todas as bandas do transceptor alterando apenas a configuração do banco de capacitores.

Figura 93 – Frequência do ILO em função da tensão de controle e da configuração do banco de capacitores.

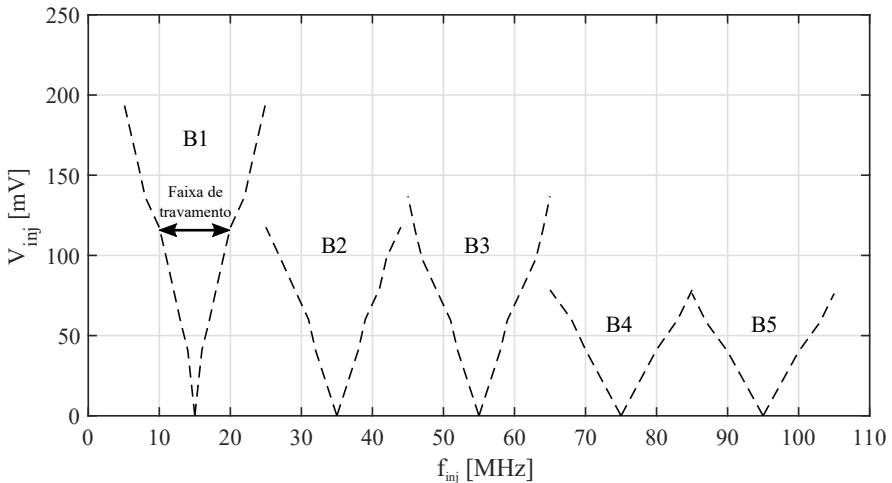


Para verificação da operação do oscilador sob *injection locking*, é necessário que $V_i > V_{inj,min}$ na frequência de injeção desejada. A Figura 94 apresenta a amplitude mínima da tensão de injeção V_{inj} em função da frequência de injeção f_{inj} para simulações do ILO. As curvas são traçadas a partir de uma frequência de injeção igual à frequência de oscilação do ILO em oscilação livre ($f_{inj} = f_{osc} = f_0$), sendo que f_0 foi ajustada para a frequência central de cada banda do transceptor. Note

que $V_{inj} = 0$ V para $f_{inj} = f_0$ e passa a aumentar a medida que f_{inj} se afasta de f_0 . Além disso, à medida que a frequência aumenta, a tensão de injeção mínima diminui para uma faixa de travamento equivalente. Estes comportamentos estão de acordo com a Equação 5.10.

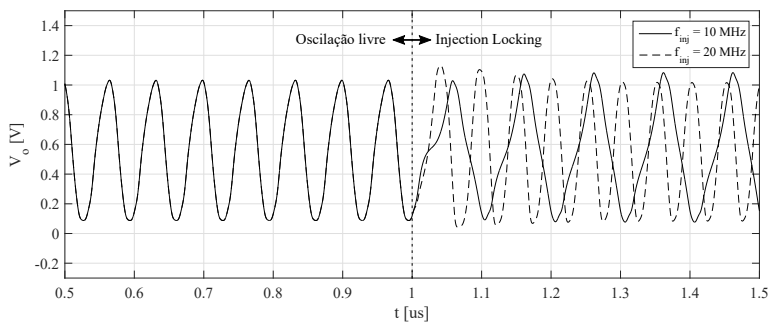
Assim, as curvas em 'v' da Figura 94 definem a faixa de travamento do ILO para todas as bandas do transceptor. A partir delas é possível verificar que, por exemplo, para o ILO configurado no centro da banda B1 ($f_0 = 15$ MHz), para garantir a sincronização com tons FSK em 10 MHz e 20 MHz, é necessário que $V_{inj,min} > 118$ mV. A Figura 95 apresenta a forma de onda e a frequência da saída V_o do ILO obtidas quando ele passa de um estado de oscilação livre ($f_{osc} = f_0 = 15$ MHz e $V_{inj} < 118$ mV) para sincronização ($f_{osc} = f_{inj}$ e $V_{inj} > 118$ mV) para f_{inj} de 10 MHz e 20 MHz.

Figura 94 – Tensão mínima de injeção em função da frequência de injeção indicando as faixas de travamento do ILO para as bandas B1 à B5 do transceptor.

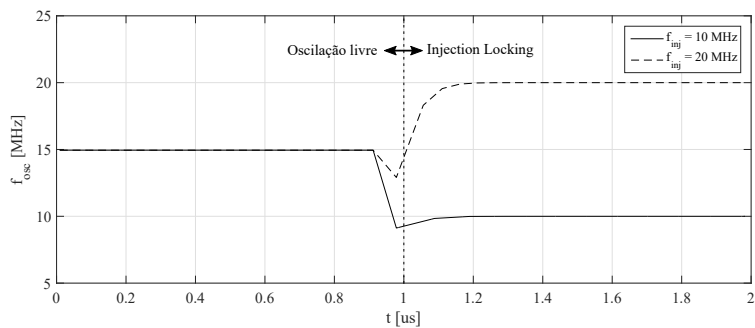


Com o ILO sincronizado ao sinal de entrada, é possível avaliar a defasagem entre o sinal de saída do ILO e o sinal de injeção. Novamente, para a banda B1, com f_0 de aproximadamente 15 MHz e tons de entrada de 10 MHz, 15 MHz e 20 MHz, os atrasos entre os sinais são mostrados na Figura 96. Estes apresentam a simetria esperada, ou seja, redução do atraso quando a amplitude V_{inj} aumenta, como indica a Equação

Figura 95 – Forma de onda (a) e frequência (b) da tensão de saída do ILO em oscilação livre ($t < 1 \mu\text{s}$) e sob *injection locking* ($t > 1 \mu\text{s}$).



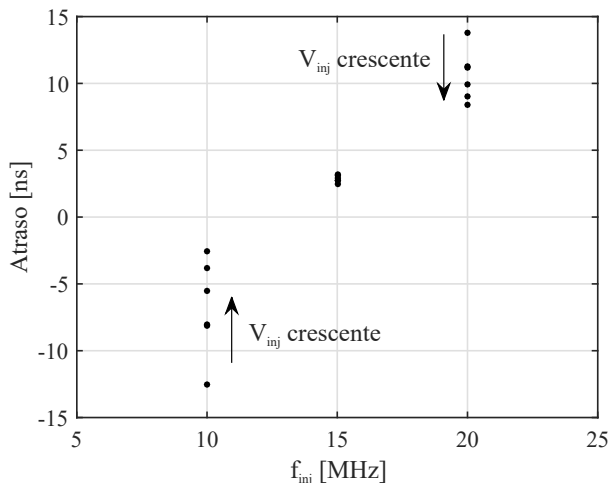
(a)



(b)

5.11. Além disso, estes resultados permitem concluir que a operação com V_{inj} pequeno, que equivale em geral a respeitar a condição de injeção fraca, é desejável para que uma defasagem razoável apareça entre os sinais, facilitando o processo de detecção da fase no estágio seguinte. É pertinente comentar que a diferença de fase não nula no gráfico quando a frequência f_{inj} é 15 MHz ocorre porque a frequência f_0 do ILO não é exatamente 15 MHz.

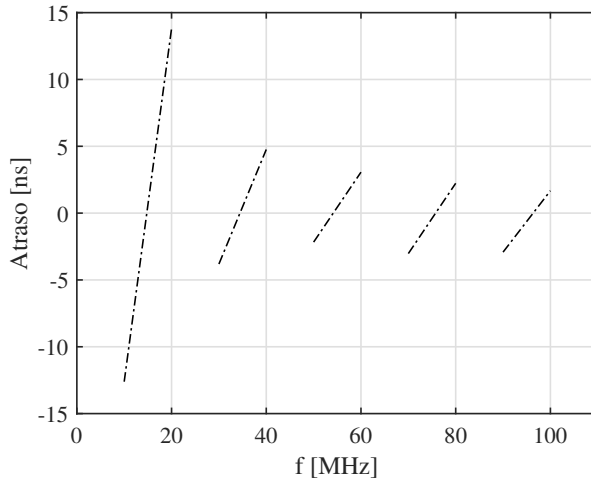
Figura 96 – Atraso entre V_{inj} e V_o para alguns valores de V_{inj} com uma frequência de oscilação natural de aproximadamente 15 MHz e $f_{inj} = 10$ MHz, 15 MHz e 20 MHz.



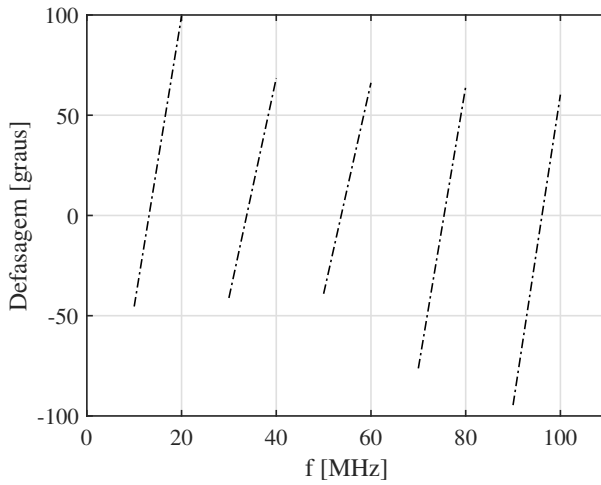
A Figura 97 apresenta o resultado da defasagem para todas as bandas, extraído com amplitude V_{inj} próxima do valor mínimo para cobrir a faixa de travamento necessária para a demodulação do sinal BFSK (10 MHz em torno da frequência central em todas as bandas). As curvas de atraso no tempo (Figura 97 (a)) indicam uma redução natural do atraso com a redução do período dos sinais. No gráfico de fase (Figura 97 (b)), percebe-se que os valores não apresentam diferenças tão significativas.

O consumo do ILO para as condições de injeção é apresentado na Figura 98, havendo uma variação entre $109 \mu\text{W}$ e $166,3 \mu\text{W}$ para toda a faixa de operação do transceptor.

Figura 97 – Atraso entre sinal injetado e o sinal do ILO em segundos (a) e graus (b).

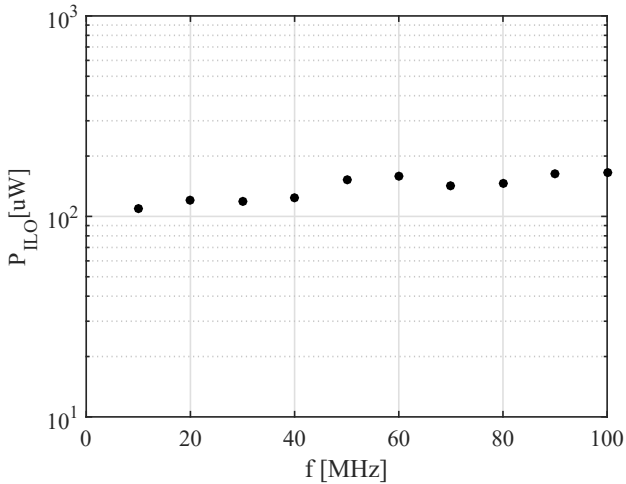


(a)



(b)

Figura 98 – Consumo do ILO em sincronização.

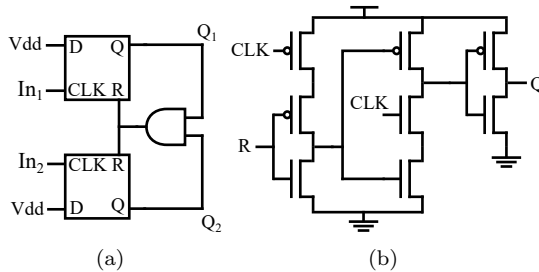


5.5.3 Detector de fase

O detector de fase (PD) recebe os sinais do amplificador de entrada e do ILO e compara a defasagem entre estes sinais, fazendo a conversão frequência-fase para a demodulação do sinal FSK. Para o projeto, escolheu-se um PD do tipo *tristate* com *flip-flop* D (DFF) baseado em lógica dinâmica TSPC (*True Single-Phase Clock*). Detectores de fase deste tipo são em geral mais compactos, consomem menos, são insensíveis a razão cíclica dos sinais de entrada e apresentam atrasos de propagação inferiores a outros detectores digitais ou analógicos, como detectores de fase XOR ou misturadores (MINHAD; REAZ; ALI, 2015). A topologia do PFD *tristate* aparece na Figura 99 (a). De uma forma geral, a operação do circuito pode ser descrita desta maneira: as saídas Q_1 e Q_2 dos DFF são ativadas de forma independente pela borda de subida dos sinais In_1 e In_2 , sendo reinicializadas pela porta AND quando as duas entradas estão em nível alto. Pares de inversores CMOS foram adicionas às entradas do PD para regenerar os sinais de injeção e do ILO, pois a excursão completa de sinal é necessária para operação correta do PD. O circuito do flip-flop em lógica TSPC aparece na Figura 99 (b) (LEE; CHO; LEE, 1999). Neste flip-flop, uma transição de subida na entrada CLK leva a saída Q para nível alto, sendo que o circuito

é reinicializado quando R estiver em nível alto, levando Q para nível baixo. O diagrama de tempo da Figura 100 apresenta o funcionamento descrito.

Figura 99 – Topologia do detector de fase (a) e flip-flop D em lógica TSPC (b).



Para o projeto do PD, são importantes o atraso de propagação para a saída e o atraso do *reset*. Estes atrasos definem a velocidade do comparador de fase e estão ligados ao tempo de propagação do DFF e da porta AND. O tempo total de *reset* do PD ($t_{R,PD}$) é composto pelo atraso de propagação da porta AND ($t_{p,AND}$) e o atraso de propagação do *reset* do DFF (t_{R-Q}). O atraso de propagação do PD ($t_{p,PD}$) é igual ao atraso de propagação de um DFF que, para a topologia escolhida para o DFF, é apenas o tempo de propagação do *clock* para a saída (t_{CLK-Q}).

A razão de aspecto para todos os transistores N e P do DFF e da porta AND são $W_N/L = 1 \mu\text{m}/120 \text{ nm}$ e $W_P/L = 2,95 \mu\text{m}/120 \text{ nm}$, respectivamente. As simulações apresentadas a seguir são para a extração pós-leiaute dos circuitos com estas dimensões.

A Figura 101 apresenta resultados de temporização para o DFF TSPC. Os testes foram feitos com sinais CLK entre 10 MHz e 100 MHz e com tempo de subida de 1 ns, superiores aos tempos encontrados para os sinais de injeção e do ILO a serem comparados nas entradas do PD. O tempo t_{CLK-Q} foi de 77,56 ps para todas as frequências. O pior caso para o tempo (t_{R-Q}) foi 136,8 ps. Para a porta AND, o atraso de propagação é $t_{p,AND} = 80,22 \text{ ps}$ para sinais entre 10-100 MHz com tempo de subida de 1 ns. Estes atrasos são muito menores do que o menor período para o sinal a ser comparado no PD. Assim, para o PD, o tempo de propagação para a saída é $t_{p,PD} = 77,56 \text{ ps}$, e o tempo de propagação do *reset* é $t_{R,PD} = 217,02 \text{ ps}$.

Figura 100 – Diagrama de tempo do DFF em lógica TSPC.

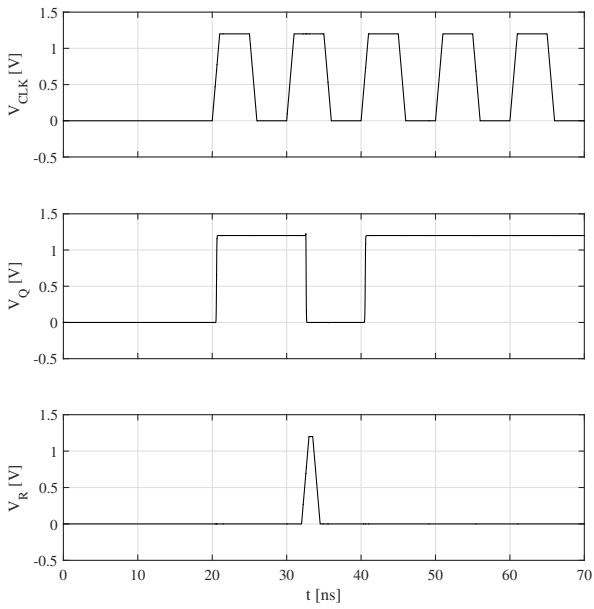
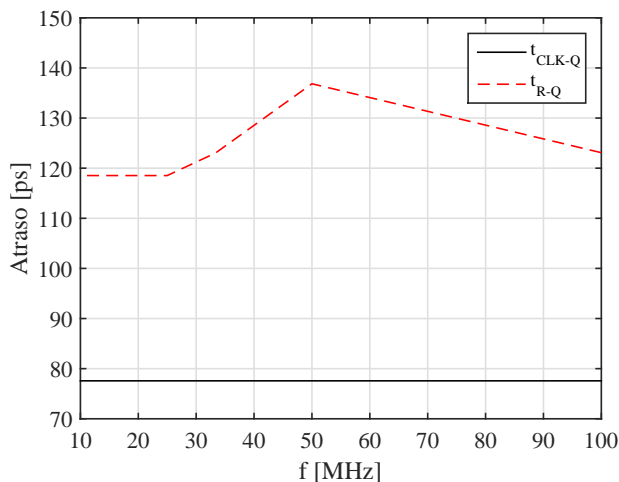


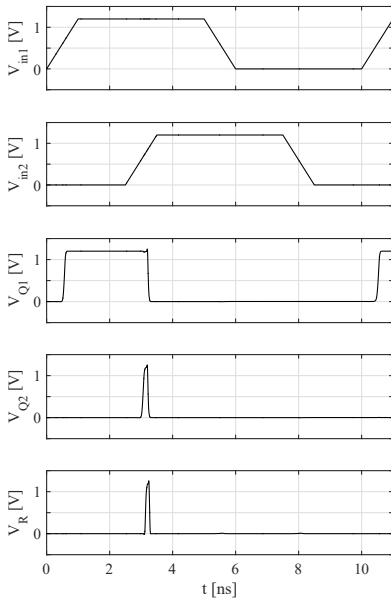
Figura 101 – Atraso de propagação de entrada e de *reset* para o DFF TSPC.



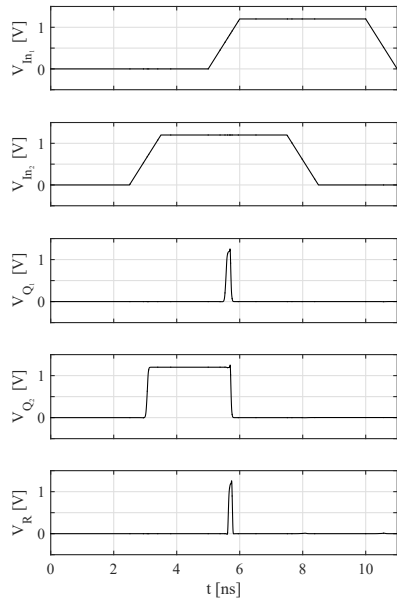
As formas de onda para as entradas e saídas do detector de fase que demonstram a funcionalidade do circuito podem ser vista na Figura 102 para sinais com frequência de 100 MHz. A Figura 102 (a) apresenta a entrada In_1 adiantada. Neste caso, V_{Q_1} apresenta um pulso em nível alto com largura equivalente ao atraso entre as bordas de subida dos sinais V_{In_1} e V_{In_2} . Quando o sinal na entrada In_2 do PD sobe, o sinal de saída V_{Q_2} começa a subir, mas com as duas saídas do PD em nível alto, o pulso V_R é ativado, reinicializando o circuito até a próxima borda de subida em uma das entradas. A Figura 102 (b) apresenta a operação do PD com a situação inversa de defasagem, ou seja, In_2 adiantado com relação à In_1 . A largura do pulso de reinicialização é de aproximadamente 126,5 ps em ambos os casos.

A Figura 103 apresenta a curva de transferência do detector de fase que indica o valor médio da diferença entre os pulsos de saída ($Q_1 - Q_2$) em função do atraso entre as entradas do PD. Os resultados são apresentados para sinais de entrada com algumas frequências entre 10-100 MHz. Atrasos entre as entradas tão pequenos quanto 100 ps foram utilizados, equivalendo a 0,36-3,6 graus na faixa de frequências testada. Ainda assim, a região onde a diferença de fase entre as entradas é muito pequena e não pode ser distinguida na saída do detector de fase (cha-

Figura 102 – Diagrama de tempo para o detector de fase com In_1 adiantado (a) e In_2 adiantado (b).



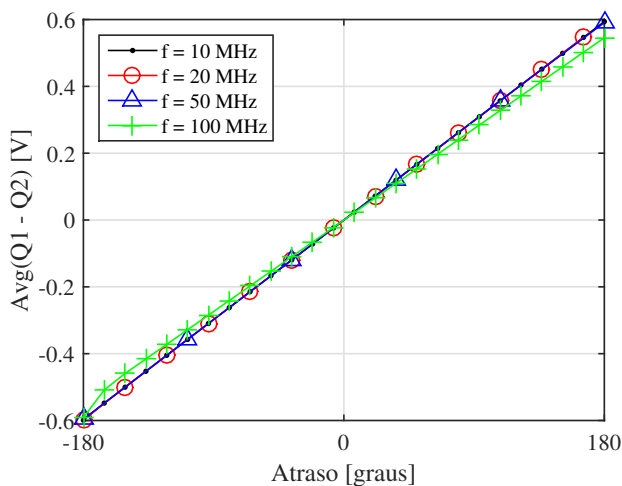
(a)



(b)

mada de zona morta do PD), não pode ser identificada. De qualquer forma, em testes com o ILO verificou-se que o valor da defasagem é sempre superior a dezenas de graus. O consumo do PD é apresentado na Figura 104, tendo sido obtido do maior valor encontrado em simulação para atrasos entre $-\pi$ e π nas entradas e, ao menos, em uma frequência para cada banda do transceptor. O maior consumo esperado ocorre para sinais de entrada com frequência de 100 MHz, sendo $P = 78,9 \mu\text{W}$.

Figura 103 – Curvas de transferência do atraso entre as entradas e o valor médio entre as saídas do detector de fase para algumas frequências nas bandas do transceptor.

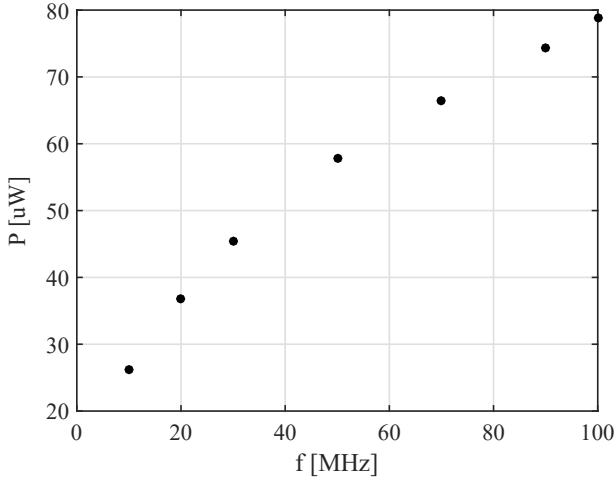


5.5.4 Filtro e Comparador

Para finalizar a demodulação do sinal BFSK, as saídas do PD passam por *buffers* digitais e alimentam um filtro passa-baixas e um comparador, que funciona como um conversor analógico digital de 1 bit (Figura 105).

O filtro RC passa-baixas de primeira ordem é utilizado para distinguir os sinais de saída do detector de fase para comparação no ADC.

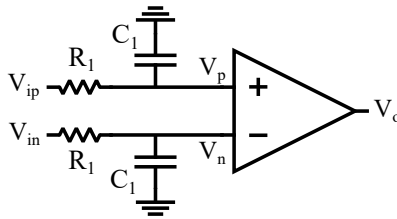
Figura 104 – Potência consumida pelo detector de fase em função da frequência das entradas.



Usualmente, esta topologia apresenta frequência de corte baixa e gera sinais com níveis médios bem definidos. Contudo, como este circuito de demodulação opera em malha aberta, haveria níveis DC continuamente crescentes na entrada do ADC, impedindo a identificação dos bits recebidos. A definição dos valores dos componentes do filtro é crítica sobretudo para sinais com atraso pequeno (inferiores a 1 ns) na entrada no PD, mesmo quando os valores R e C escolhidos são baixos o suficiente para permitirem um descarregamento rápido do sinal através da constante de tempo menor. Assim, os valores selecionados para os componentes do filtro foram $R = 1 \text{ k}\Omega$ e $C = 1 \text{ pF}$ ($f_c = 159 \text{ MHz}$). Estes valores apresentaram o melhor desempenho para demodulação em todas as bandas do transceptor.

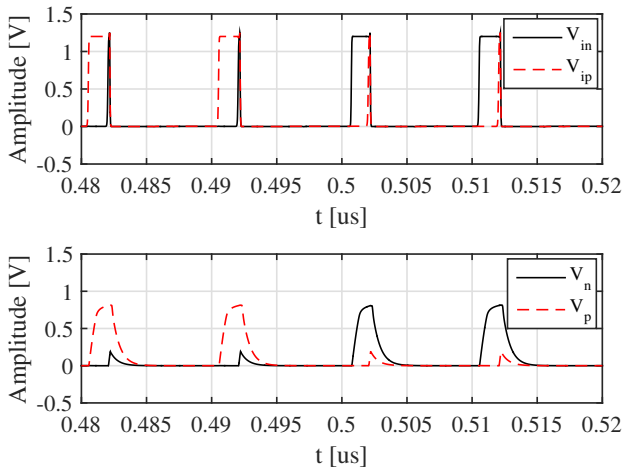
As formas de onda na entrada e na saída do filtro aparecem na Figura 106 para sinais com frequência de 100 MHz e atraso de 1,5 ns, valor próximo do esperado quando o oscilador está operando em *injection locking* nesta frequência. A atenuação dos pulsos V_p e V_n é suficiente para distinguir os sinais em amplitude e permitir que o ADC faça a comparação correta, como mostrado ao fim desta seção. A potência consumida pelo filtro e os *buffers* que o precedem é pouco

Figura 105 – Diagrama esquemático do filtro passa-baixas e do comparador (ADC).



variável com a frequência de operação, mas depende da defasagem entre os sinais de entrada. O maior consumo em geral acontece para um defasagem de $\pm\pi$ e é aproximadamente $48,7 \mu\text{W}$.

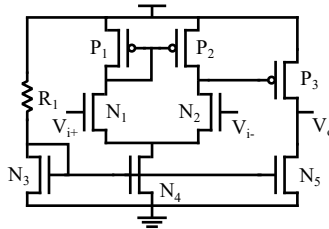
Figura 106 – Sinais na saída do filtro RC para V_{ip} adiantado ($t < 0,5 \mu\text{s}$) e para V_{in} adiantado ($t > 0,5 \mu\text{s}$).



Para o ADC, utilizou-se um comparador baseado em um amplificador de dois estágios, como o mostrado na Figura 107, com um estágio diferencial de entrada e um segundo estágio fonte comum (ALLEN; HOLBERG, 2002), possibilitando atingir ganho e velocidade eleva-

dos na saída. Este amplificador não necessita de compensação para a margem de fase, pois o amplificador opera em malha aberta. As principais características a serem consideradas no projeto do comparador são: atraso de propagação, excursão de saída, resolução e faixa de modo comum na entrada.

Figura 107 – Comparador de 2 estágios.



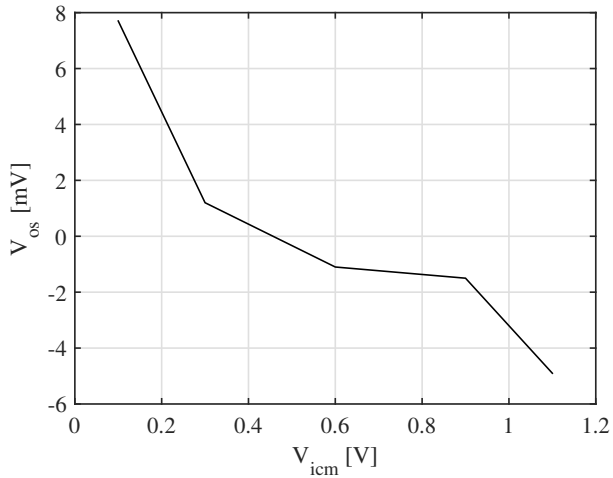
O dimensionamento dos transistores deve ser feito da seguinte maneira: o estágio de saída atende os requisitos de velocidade e excursão de saída, o estágio diferencial atende os requisitos de excursão máxima de entrada, resolução, ganho e excursão mínima de entrada. Para atender tais critérios, tem-se as dimensões do circuito mostradas na Tabela 10. A seguir, são apresentadas as simulações do dispositivo.

Tabela 10 – Dimensões e valores dos componentes para *buffer* do DAC.

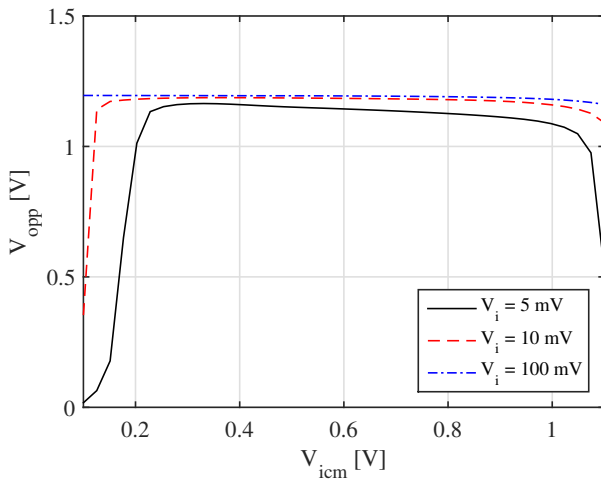
Componente	Dimensões(W/L)	Valor
$N_{1,2}$	$1,2 \mu\text{m}/360 \text{ nm}$	-
$N_{3,4,5}$	$3 \mu\text{m}/1 \mu\text{m}$	-
$P_{1,2}$	$800 \text{ nm}/360 \text{ nm}$	-
P_3	$2,5 \mu\text{m}/120 \text{ nm}$	-
R_1	-	$150\text{k } \Omega$

A tensão de *offset* do comparador é sempre inferior a 8 mV em módulo para valores de V_{icm} entre 0,1-1,1 V, como mostrado na Figura 108 (a). A excursão do sinal de saída (V_o) para valores variados de excursão na entrada (V_i) e tensões de modo comum é apresentada na Figura 108 (b). O atraso de propagação é apresentado para as transições de subida (t_{pr}) e descida (t_{pf}) na Figura 109. O comparador responde de forma satisfatório para tensões de entrada acima de 5 mV e tensões de modo comum entre 0,2 e 1V.

Figura 108 – Tensão de *offset* em função das tensões de modo comum (a) e amplitude da excursão de sinal na saída do comparador (b).

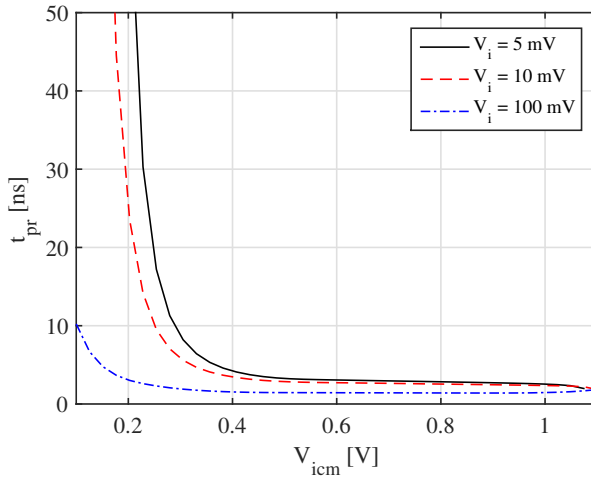


(a)

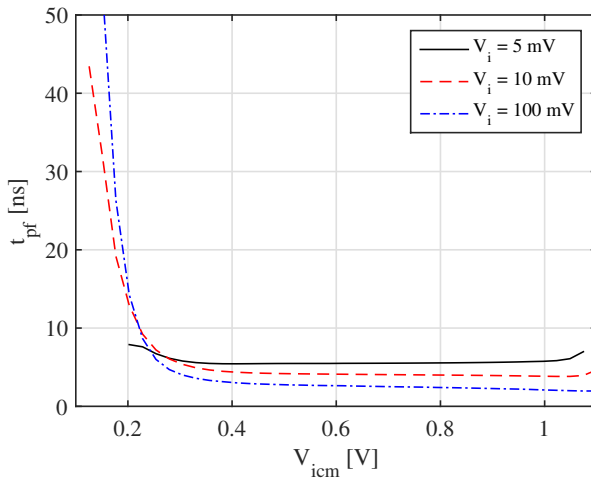


(b)

Figura 109 – Atraso de propagação para transição de subida(a) e des-
cida (b) na entrada.



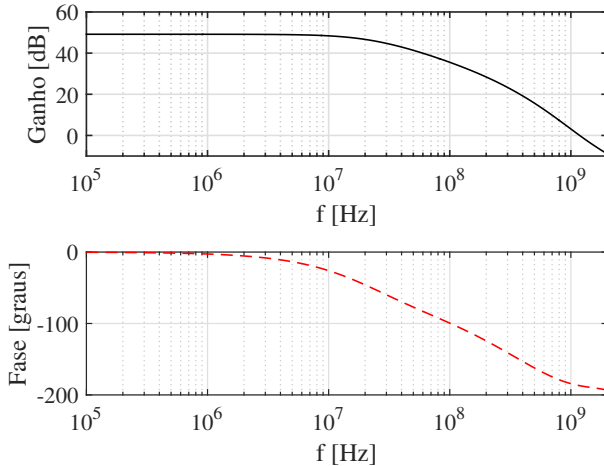
(a)



(b)

A resposta em frequência do comparador aparece na Figura 110. O ganho DC é 49 dB, a frequência de -3 dB é 21,2 MHz, a frequência de ganho unitário é 1,18 GHz, e a margem de fase é -7 graus. A potência consumida pelo comparador é 16,8 μW para um sinal de saída de 2 MHz.

Figura 110 – Resposta em frequência do comparador.

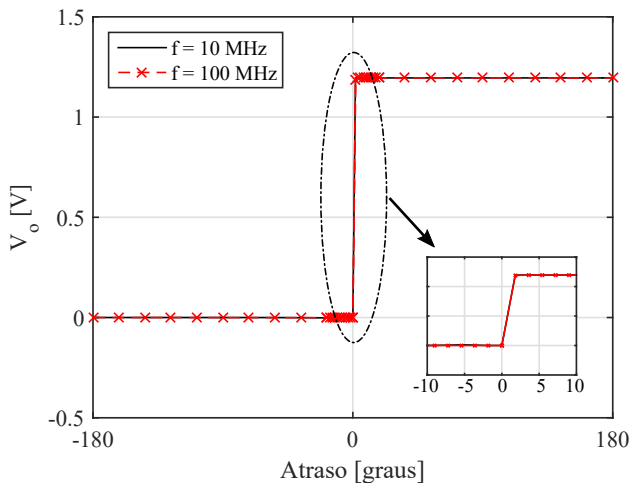


Para avaliação do conjunto formado por PD, filtro e o ADC, a curva de transferência em função do atraso dos sinais de entrada do PD é apresentada na Figura 111. São apresentados os resultados para sinais de entrada com frequências de 10 MHz e 100 MHz. A curva apresenta uma tensão de 1,2 V na saída para defasagens positivas e 0 V para defasagens negativas, com uma transição entre estes dois níveis apenas quando a defasagem está próxima de 0° .

5.5.5 Multiplexador

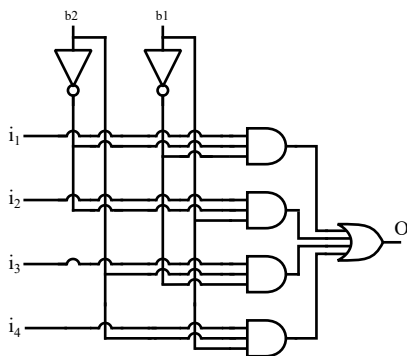
Um multiplexador digital de quatro entradas com um *buffer* de saída foi adicionado ao receptor para análise dos sinais de entrada e saída do PD. O *buffer* utiliza o mesmo circuito do *driver* de saída do transmissor e é capaz de alimentar uma carga de até 20 pF, similar a impedâncias dos equipamentos de medição. A topologia do multiple-

Figura 111 – Curva de transferência do PD, filtro e ADC em função da defasagem entre os sinais de entrada do PD.



xador é apresentada na Figura 112, composta por inversores e portas AND e OR CMOS. Os bits de entrada (b1 e b2) selecionam as entradas i_0 a i_4 para transferência para a saída.

Figura 112 – Multiplexador digital de sinais.



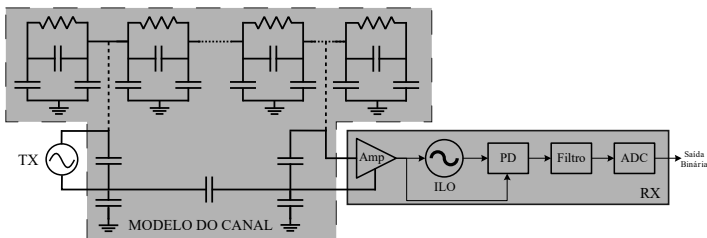
Este circuito deve operar em frequências iguais as da saída do oscilador, portanto, na faixa entre 10-100 MHz. Utilizando transistores

com $W_n/L = 1 \text{ } \mu\text{m}/120 \text{ nm}$ e $W_p/L = 2,95 \text{ } \mu\text{m}/120 \text{ nm}$, garantiu-se simetria nos limiares de chaveamento e tempo de propagação adequado para a funcionalidade desejada. Simulações do modelo elétrico, incluindo da extração pós leiaute, mostraram que o pior atraso de propagação do multiplexador é 326,4 ps e o consumo de potência do bloco está entre 2,4 μW e 23 μW para sinais entre 10-100 MHz. O tempo de subida (10-90%) foi 257,0 ps para toda a faixa.

5.6 SIMULAÇÕES DO RECEPTOR COMPLETO

Para as simulações do receptor, uma fonte BFSK de 2 Mbps e amplitude de 1,2 V operando em banda passante, foi utilizada para emular o transmissor (TX) HBC. Esta fonte foi conectada ao modelo do canal primário em um ponto que corresponde à 20 cm da extremidade de um dos braços. Um diagrama exemplificando esta conexão é apresentado na Figura 113. O receptor projetado foi conectado ao modelo do corpo em um ponto que corresponde à 140 cm de distância do transmissor, no outro braço do modelo. O modelo elétrico do receptor completo (incluindo os parasitas da extração pós leiaute) foi utilizada na simulação, além dos pads, proteções ESD e os esquemáticos dos demais circuitos do transmissor e da interface de comunicação presentes no topo do chip. O uso simultâneo de um segundo tranceptor para fazer a transmissão BFSK não foi possível por problemas de convergência similares aos encontrados nas simulações do transmissor, descritos na seção 5.4.

Figura 113 – Diagrama de conexão dos modelos do receptor e do corpo.

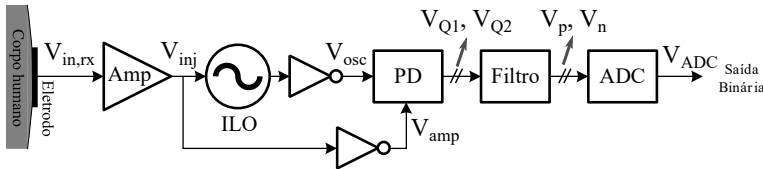


Antes da ativação do receptor, a simulação executa uma pré-configuração do circuito com auxílio dos registradores de deslocamento e do demultiplexador, estabelecendo o ganho do amplificador e a frequência de oscilação natural do ILO para a banda desejada nos respectivos re-

gistradores dos DAC. Esta pré-configuração é feita a uma frequência de 1 MHz, correspondendo aos 30 μs iniciais da simulação e não é apresentada.

A seguir, são apresentados os sinais mais relevantes ao longo da cadeia de recepção para um sinal recebido na banda B1. O diagrama da Figura 114 apresenta os pontos de observação no circuito. Note que os inversores CMOS nas entradas do PD foram adicionados explicitamente ao diagrama de blocos para indicar o ponto de observação dos sinais V_{osc} e V_{amp} que, devido à excursão completa, são mais adequados para visualização da defasagem entre o sinal injetado e o sinal do ILO.

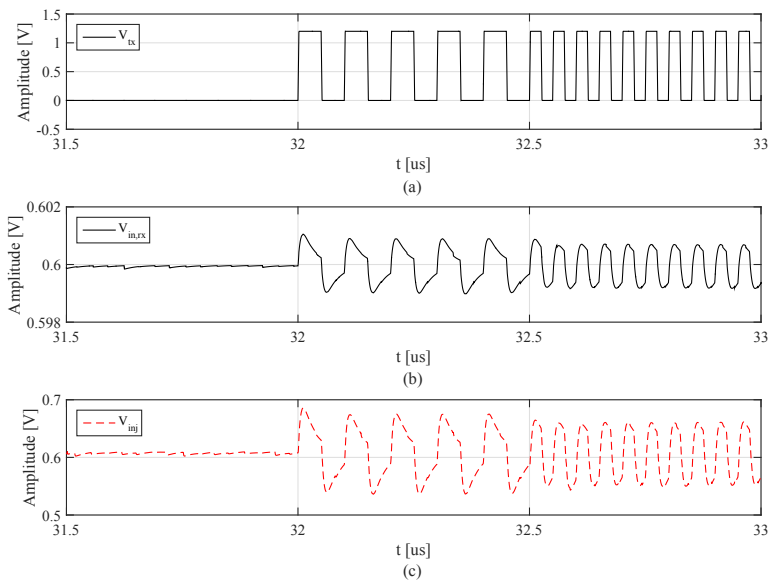
Figura 114 – Pontos de verificação na cadeia de sinal do receptor.



A Figura 115 (a) apresenta os dois primeiros bits de informação modulados no sinal BFSK na saída do transmissor ideal (V_{tx}). Este sinal foi aplicado ao modelo do canal a partir de 32 μs de simulação e apresenta tons na banda B1, em 10 MHz e 20 MHz. A Figura 115 (b) apresenta o sinal recebido na entrada do receptor ($V_{in,rx}$). O sinal de injeção amplificado (V_{inj}) é apresentado na Figura 115 (c). O ganho do amplificador foi ajustado para 37,3 dB para permitir a sincronização do ILO e a demodulação correta na saída ADC. Note que a amplitude do sinal injetado ($V_{inj} = 110 \text{ mV}$) está próxima do valor simulado para a faixa de travamento do ILO na banda B1, como foi apresentado na Figura 94.

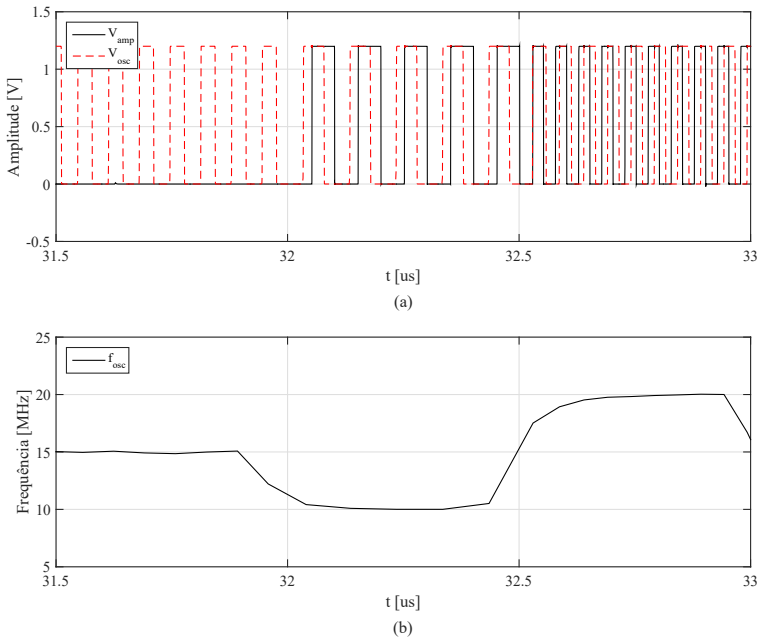
A Figura 116 apresenta os sinais de injeção e do oscilador após os inversores de entrada do PD, V_{amp} e V_{osc} , respectivamente. Antes de 32 μs , o circuito opera em oscilação livre, com uma frequência de oscilação f_0 ajustada para aproximadamente 15 MHz. A partir de 32 μs , à medida em que os pulsos do sinal BFSK chegam e são amplificados, há uma sincronização em frequência entre V_{amp} e V_{osc} . Após sincronizados, uma defasagem existe entre estes dois sinais, sendo função da diferença entre a frequência do sinal de injeção (f_{inj}) e f_0 . Para $f_{inj} = 10 \text{ MHz}$ (ou seja, menor que f_0), o sinal V_{osc} aparece adiantado no tempo com relação à V_{amp} (defasagem igual a 17,3 ns). Para $f_{inj} = 20 \text{ MHz}$, o sinal V_{amp} está adiantado (defasagem igual a 12,82 ns). Es-

Figura 115 – Forma de onda do sinal de entrada $V_{in,rx}$ e do sinal de injeção após o amplificador V_{inj} para um sinal recebido na banda B1.



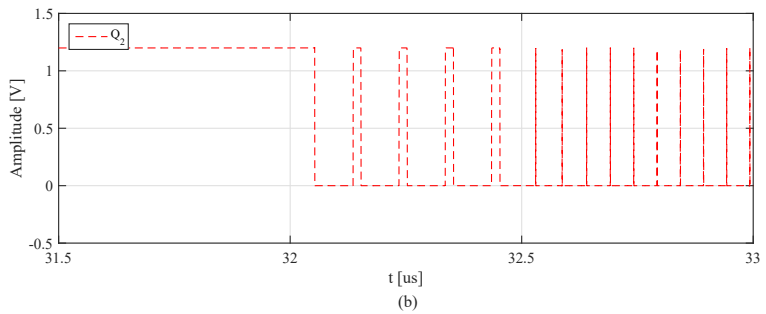
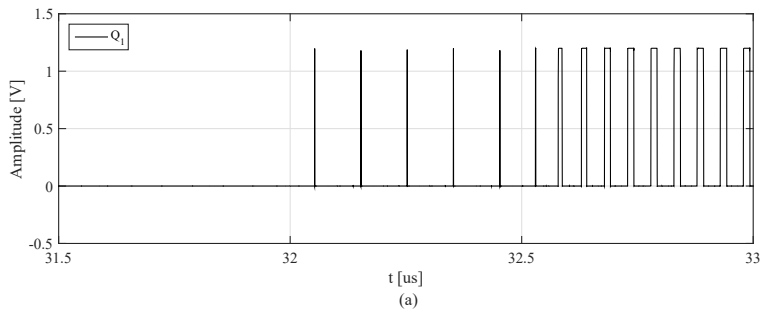
tes valores são próximos dos valores encontrados nos testes do ILO, conforme apresentado na Figura 97. A diferença entre os resultados é causada pela existência de componentes parasitas e assimetrias no leiaute dos caminhos dos sinais. Estas defasagens podem ser vistas com mais clareza nas saídas do PD, apresentadas na Figura 117, onde Q_1 e Q_2 correspondem aos sinais de V_{amp} e V_{osc} , respectivamente.

Figura 116 – Forma de onda (a) e frequência (b) dos sinais de injeção, V_{amp} , e do oscilador, V_{osc} , nas entradas do PD para um sinal recebido na banda B1.



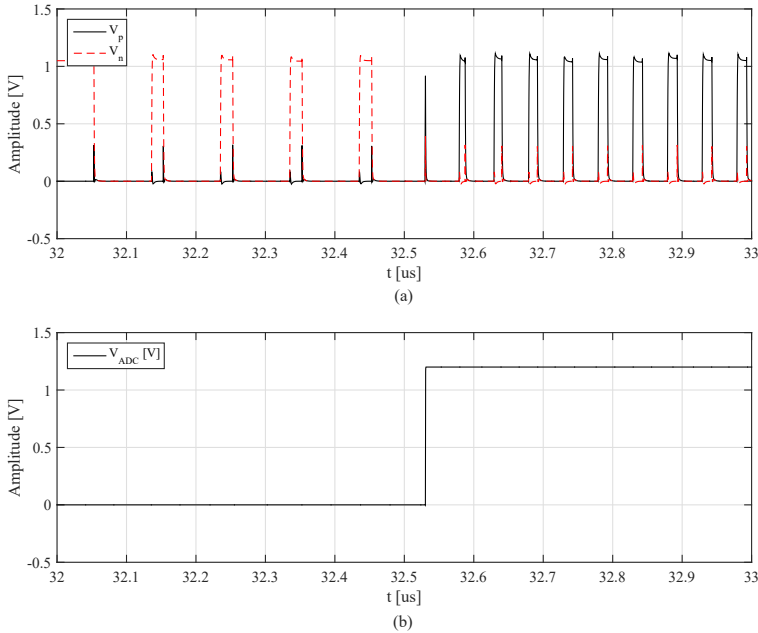
Na Figura 118, são apresentados os sinais nas saídas do filtro (V_p e V_n) e do ADC (V_{ADC}). Na Figura 118 (a), apesar da pequena atenuação com relação as entradas (V_{Q1} e V_{Q2}), os sinais de saída do filtro são suficientemente distintos em amplitude e permitem ao ADC fazer a comparação correta, como mostrado 118 (b). De uma maneira geral a seguinte interpretação pode ser feita para os níveis de saída do ADC: quando $f_0 > f_{inj}$, V_{osc} estará adiantado com relação à V_{amp} (entre 32-32,5 μs), assim V_{Q2} apresentará pulsos largos que terão amplitude maior na saída V_n do filtro, levando a saída do ADC para o nível baixo

Figura 117 – Forma de onda do sinal nas saídas Q_1 (a) e Q_2 (b) do PD para um sinal recebido na banda B1.



(0 V). O comportamento análogo ocorre quando $f_{osc} < f_{inj}$ e leva a saída do ADC para o nível alto (1,2 V). Em ambos os casos, o sinal BFSK recebido é demodulado corretamente.

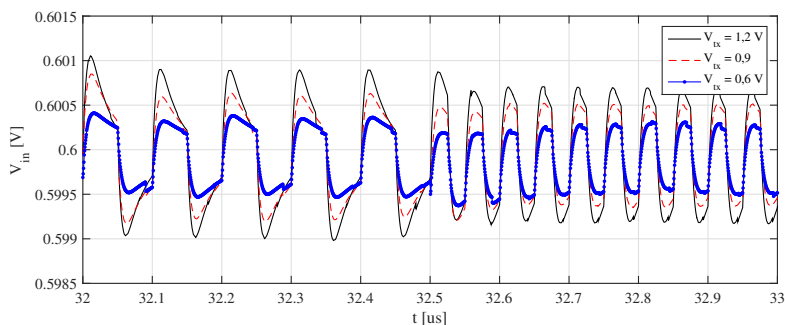
Figura 118 – Formas de onda nas saídas do filtro (V_p e V_n) e do sinal do conversor ADC (V_{ADC}), para um sinal recebido na banda B1.



Para uma avaliação da sensibilidade do receptor na banda B1, a tensão de saída do transmissor V_{tx} foi reduzida para 0,6 V. Para este valor, o ganho do amplificador de entrada do receptor foi elevado para 43,06 dB, muito próximo ao limite do circuito. Ainda assim, o receptor foi capaz de demodular o sinal recebido, cuja amplitude mínima foi $V_{in,rx} = 786,1 \mu\text{V}$. O impacto na amplitude do sinal recebido pode ser visto na Figura 119, que inclui o sinal recebido para outros valores de V_{tx} .

Para condensar os resultados gerais do receptor para todas as bandas de operação são apresentados na Figura 120 (a) os sinais BFSK na entrada do receptor para as bandas B1 à B5. Com a impedância de entrada elevada no amplificador do RX, os sinais recebidos indicam uma atenuação crescente com a frequência para a distância de propagação de

Figura 119 – Forma de onda do sinal $V_{in,rx}$ para diferentes amplitudes do sinal transmitido na banda B1.



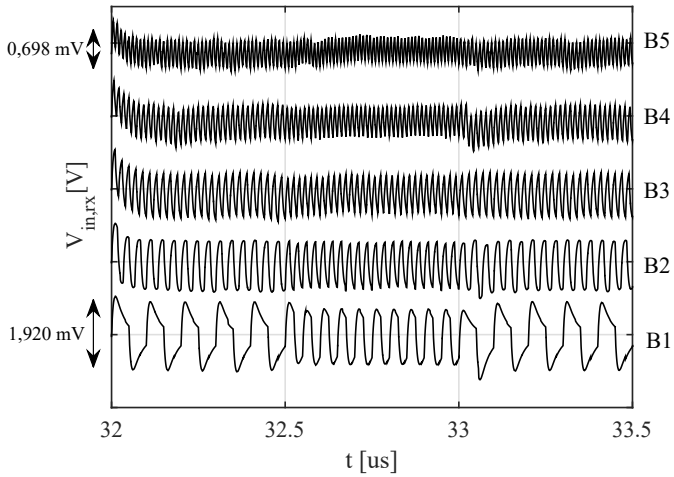
140 cm. Isto fica evidente na Figura 120 (b) que apresenta a atenuação no canal para os sinais recebidos. O perfil de frequência passa baixa é o mesmo encontrado para esta faixa de frequências nas simulações do canal para impedâncias diferentes de 50Ω (Figura 52).

Na Figura 121 (a), são apresentadas as frequências do sinal de saída do ILO para os sinais recebidos como anteriormente. As curvas fazem uma transição de um estado de oscilação livre (cerca de $32 \mu\text{s}$) para sincronização de acordo com a frequência do sinal BFSK. Na Figura 121 (b), são apresentados os sinais demodulados na saída do ADC. A inversão de sinal é resultado apenas da medição na saída do *buffer* adicionado após o ADC para medições experimentais.

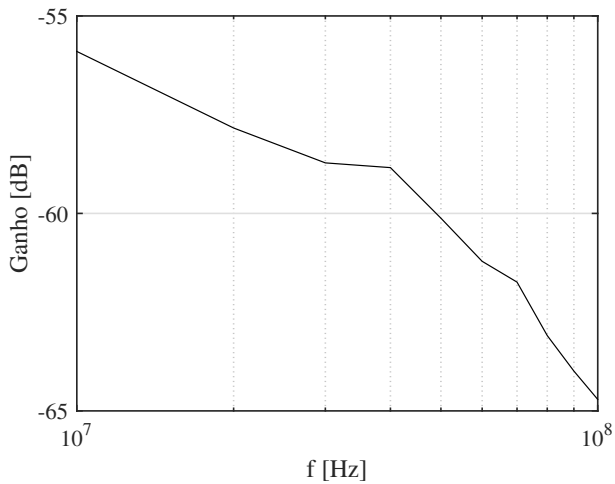
A potência consumida pelo receptor para a demodulação dos 6 primeiros bits do sinal periódico em cada banda é apresentada na Figura 122. Como no transmissor, o maior consumo acontece para a banda B5, de maior frequência, com $P = 620,5 \mu\text{W}$. Para estes valores de consumo e para uma taxa de dados de 2 Mbps, a energia necessária para demodular um bit de informação, En/bit , varia entre $208,6 \text{ pJ/bit}$ e $310,3 \text{ pJ/bit}$.

A Tabela 11, sumariza o desempenho do receptor e resume as suas principais características.

Figura 120 – Forma de onda do sinal BFSK na entrada do amplificador do RX (a) e ganho de tensão estimado para o a propagação no canal (b).

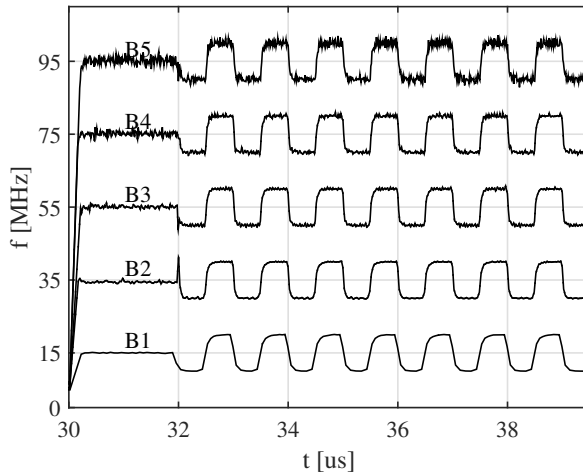


(a)

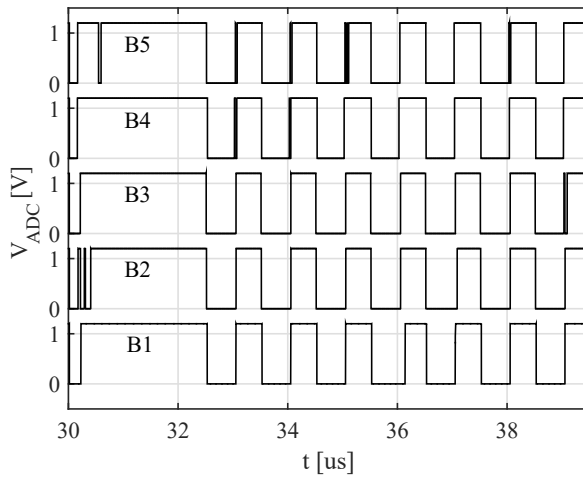


(b)

Figura 121 – Frequência do sinal do ILO (a) e forma de onda do sinal na saída do ADC (b) para sinais BFSK recebidos nas bandas B1 à B5.



(a)



(b)

Figura 122 – Consumo do receptor durante demodulação para todas as bandas de operação.

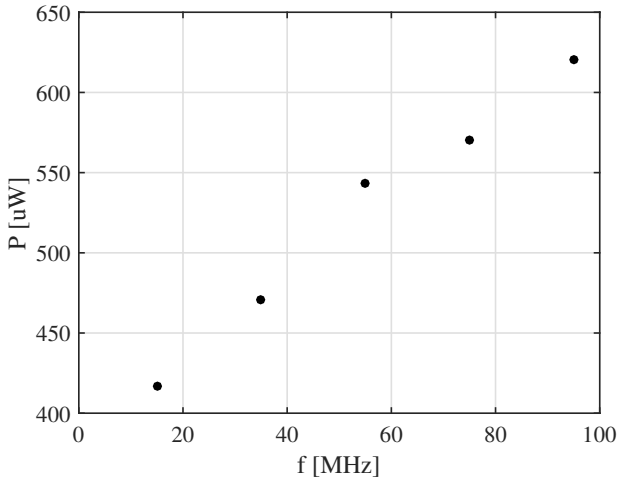


Tabela 11 – Desempenho e características do receptor

Modulação	BFSK
Frequência	10-100 MHz
Sensibilidade	698 $\mu\text{V}@\text{B5}$
Taxa de dados	2 Mbps
Amplitude de saída V_o (BB)	1,2 V
Potência consumida P_{rx}	0,417-0,620 mW
Arquitetura	Demod. ILO+PD
En/bit	208,6-310,3 pJ/bit
Tensão de alimentação	1,2 V
Banda total	90 MHz
Tecnologia	CMOS 130 nm
Componentes externos	não
Impedância de entrada	1,4 k Ω

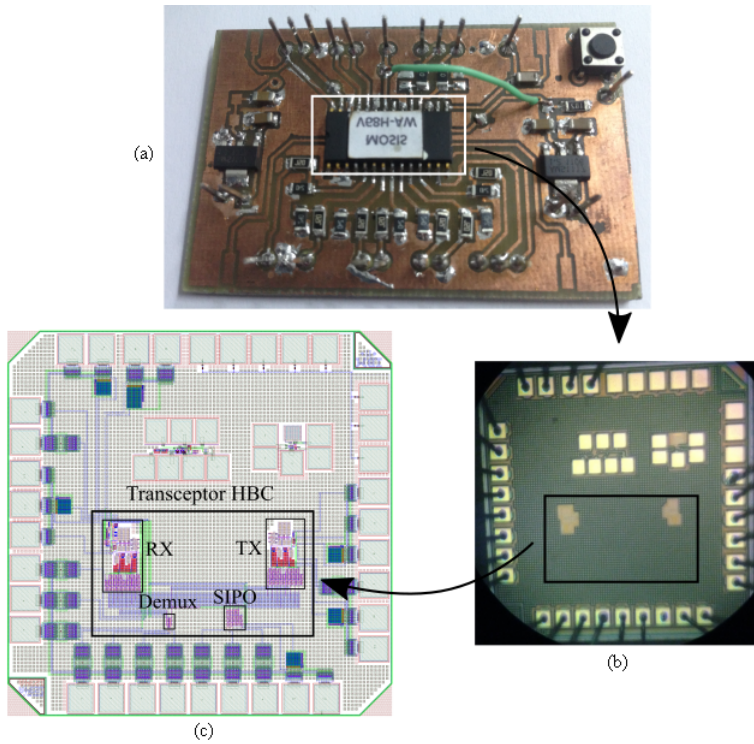
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO TRANSECTOR

O transeceptor descrito nas seções anteriores foi fabricado pela MOSIS em uma rodada MPW (*Multi-Project Wafer*) da tecnologia GF 8RF. O circuito integrado (CI) foi encapsulado em um SOIC (*Small Outline Integrated Circuit*) de 300 mils com 28 pinos. Fotos do *die* e do CI encapsulado são apresentadas na Figura 123, juntamente com o leiaute do chip completo, que pode ser visualizado com mais detalhes no Apêndice C. O diagrama de conexões entre o *die* e o encapsulamento, com a descrição do nomes e funções do pinos, pode ser encontrado no Apêndice D.

Para verificações da funcionalidade e desempenho dos circuitos projetados, uma variedade de medições foi realizada no CI utilizando uma placa de testes personalizada, microcontroladores, equipamentos de bancada e um rádio definido por software (USRP 2 - *Universal Software Radio Peripheral*). A placa de testes do CI, mostrada na Figura 123, foi projetada com a ferramenta DipTrace e fabricada com métodos químicos de corrosão em substrato FR4 com duas camadas de cobre. Esta placa recebe sinais de um microcontrolador Atmel AVR ATmega328 para configurar os blocos do transeceptor da mesma forma que foi descrito nas simulações apresentadas anteriormente. Informações adicionais sobre o mecanismo de configuração podem ser encontradas no Apêndice D. A comunicação entre o microcontrolador (5 V) e o CI (1,2 V) exigiu o uso de conversores de nível, implementados com divisores de tensão. Conectores SMA foram utilizados para as entradas de banda base, oriundas de um gerador de sinais ou da USRP2 e para conectar os sinais BFSK aos os eletrodos ou equipamentos de medição. Capacitores de desacoplamento e filtragem foram utilizados em alguns pontos de medição e, sobretudo, nos pinos de alimentação do CI. A alimentação do CI foi feita por dois reguladores de tensão alimentados com baterias ou fontes DC, devidamente especificados nos testes a seguir. Para o transmissor, a alimentação do VCO foi separada dos demais circuitos usando um dos reguladores de tensão de forma exclusiva. O mesmo foi feito para o ILO nos testes do receptor. O esquemático da placa pode ser encontrado no Apêndice E.

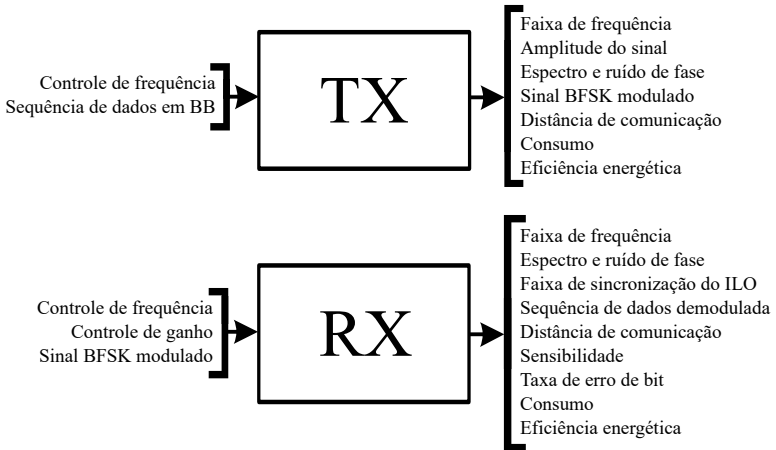
Considerando-se as estradas e saídas do transeceptor, os diagramas na Figura 124 apresentam as características do transmissor e do receptor que são obtidas das medições. Estes resultados são apresentados nas próximas seções e estão divididos em duas categorias: 1) testes

Figura 123 – Placa do transceptor, foto do *die* e leiaute do chip.



do transceptor diretamente conectado aos equipamentos de bancada, para configuração e verificação de desempenho dos circuitos; 2) testes do transceptor com o canal e equipamentos de bancada, para verificação do desempenho de comunicações com sistemas ideais como transmissor ou receptor.

Figura 124 – Características do transmissor e do receptor obtidas nas medições.



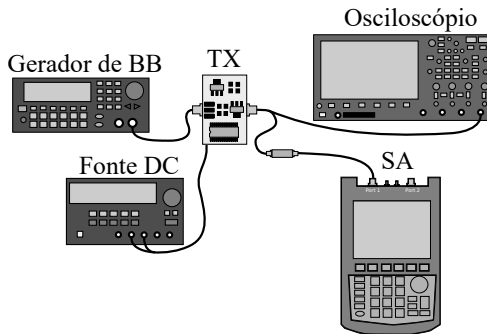
6.1 TESTES DO TRANSCEPTOR COM EQUIPAMENTOS DE BANCADA

6.1.1 Transmissor

Para as medições a seguir, a configuração experimental é apresentada na Figura 125. Um gerador de funções é utilizado para gerar a sequência de banda base a ser modulada pelo transmissor. Um osciloscópio e um analisador de espectro (SA - *Spectrum Analyzer*) são utilizados para visualizar o sinal modulado na saída *driver* do transmissor. Um bloqueador DC é utilizado entre o SA e os sinais provenientes do transmissor para proteger a entrada do equipamento. Nestas medições, a placa do transmissor foi alimentada com fontes DC. O microcontrolador utilizado para configurar o transmissor é omitido na figura.

Pela simplicidade da topologia do transmissor, o único ponto de verificação é a saída do *driver*. A forma de onda do sinal nesta saída foi medida com um osciloscópio para algumas frequências na banda do HBC e pode ser vista na Figura 126 (a). A excursão do sinal está próxima de 1,2 V para as frequência medidas. Contudo, a forma de onda não é quadrada como esperado, apresentando uma rampa de subida lenta, com um forma senoidal, possivelmente causada por uma redução da frequência de corte do *driver*. A frequência de oscilação do VCO em função da sequência binária que ajusta a tensão de controle e da configuração do banco de capacitores é apresentada na Figura 126 (b). Nota-se que, ajustando a configuração do banco de capacitores é possível cobrir toda a faixa entre 10-100 MHz e, portanto, as 5 bandas do transceptor.

Figura 125 – Configuração de medição do transmissor.



O espectro do sinal de saída do transmissor com o VCO configurado para operar em frequências próximas de 10 MHz e 100 MHz é apresentado na Figura 128 (a) e (b), respectivamente. Este resultados foram obtidos com um analisador de espectro (SA) configurado com *resolution bandwidth* de 30 kHz e *span* de 4 MHz centrado na frequência de oscilação. A amplitude dos sinais observados foi reduzida devido à impedância de 50 Ω do analisador que carregava o *driver* do transmissor. A Figura 129 apresenta o ruído de fase a 1 MHz da portadora medido com o oscilador em oscilação livre para várias frequências entre 10-100 MHz. Os valores ficaram acima dos resultados de simulação, com diferenças de até 10 dB, contudo, o crescimento do ruído de fase com a frequência confirma as previsões teóricas e as simulações do VCO. Essa melhora no ruído de fase poderia ser parcialmente creditada à

Figura 126 – Forma de onda na saída do transmissor para 3 frequências distintas.

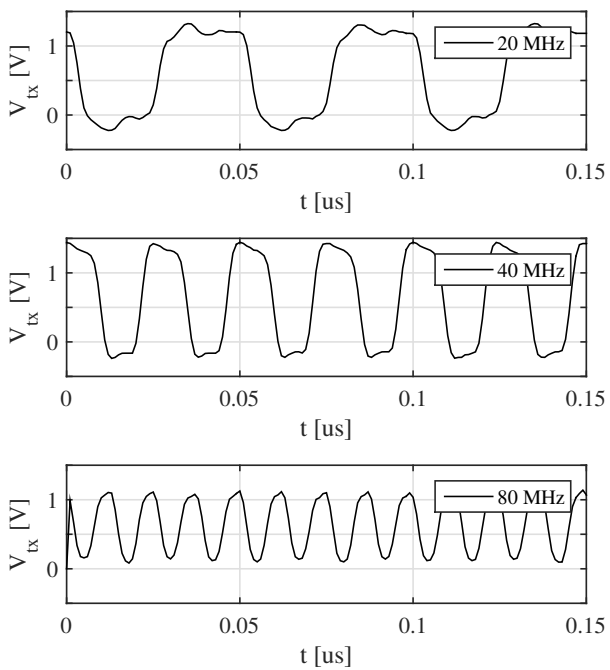
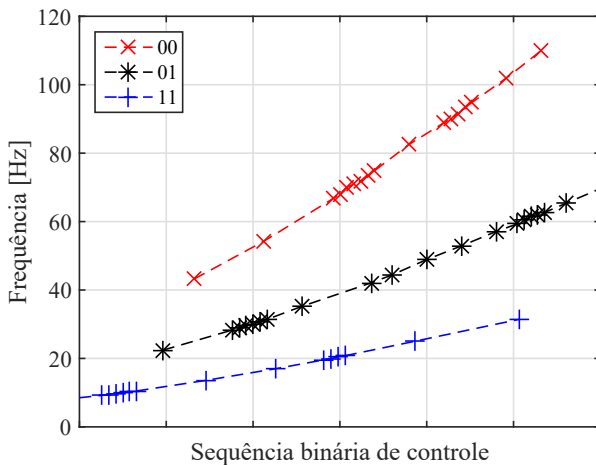


Figura 127 – Frequência do VCO do TX em função com a sequência de controle e da configuração do banco de capacitores.

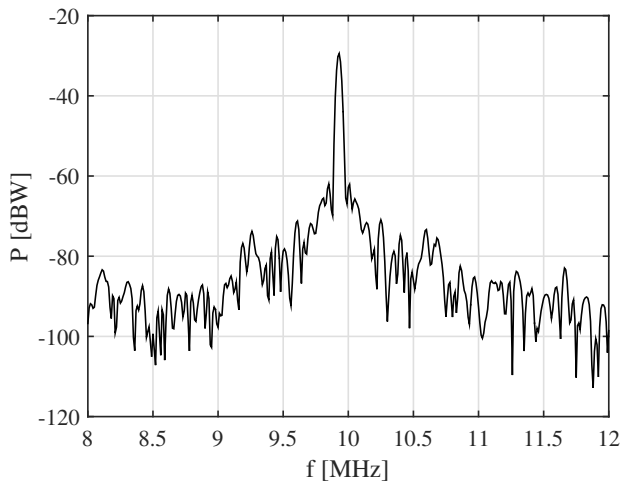


redução do ganho do VCO, $K_{VCO} = 137,5$ a $557,9$ MHz/V para os dados experimentais.

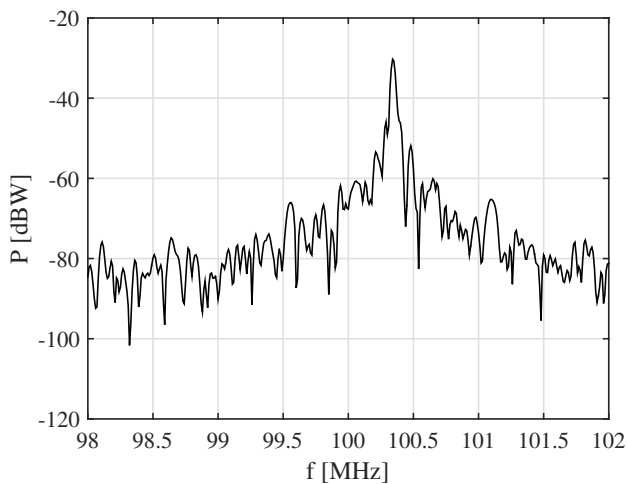
O sinal BFSK na saída do transmissor (V_{tx}) pode ser visto no domínio do tempo na Figura 130 para as bandas B1 e B4, mostrando a correta modulação da saída do VCO. O sinal da banda B5 apresentou uma forma de onda distorcida, possivelmente causada pela limitação do osciloscópio usado nas medidas, cuja frequência máxima de operação é 100 MHz. O sinal de banda base (V_{BB}), que também aparece na figura, é apenas um pulso quadrado periódico de 1 MHz. Nenhum tipo de filtragem foi aplicada neste sinal para minimizar o efeito no espectro do sinal FSK.

O espectro do sinal FSK, agora para todas as bandas, pode ser visto na Figura 131. A potência de saída é $-3,3$ dBm@50 Ω e praticamente não sofre alteração na faixa de operação do transceptor. Como o circuito não apresenta nenhum tipo de seletividade na saída, as componentes de frequência acima da frequência fundamental dos sinais FSK na saída do driver apresentam uma potência considerável para as bandas B1 a B3. Em uma rede com múltiplos nós, isso poderia gerar problemas de interferência entre os canais HBC.

Figura 128 – Espectro do sinal de saída do transmissor próximo a 10 MHz (a) e 100 MHz (b).



(a)



(b)

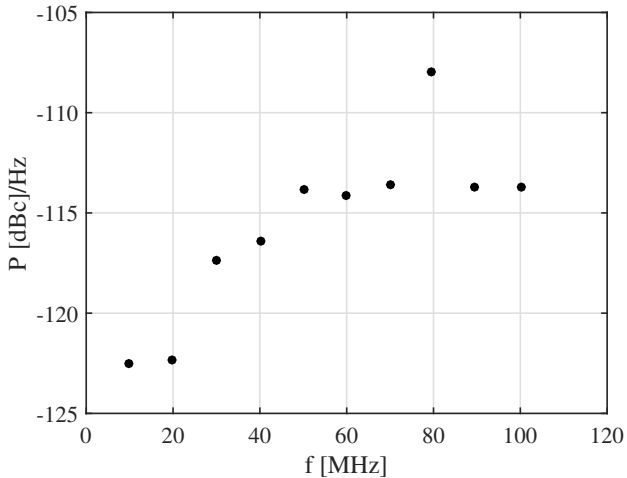


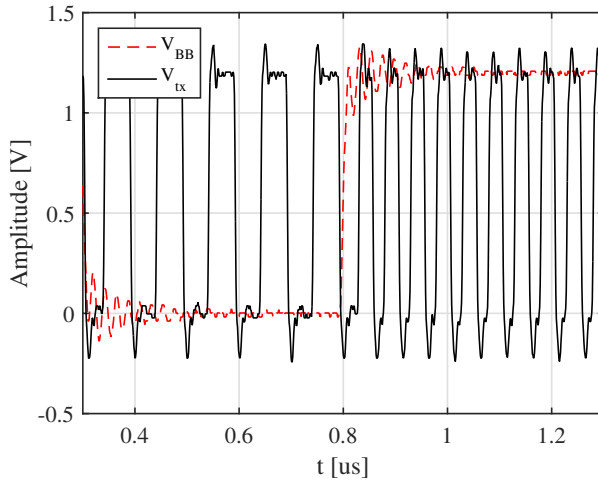
Figura 129 – Ruído de fase na saída do transmissor para um *offset* de 1 MHz nas frequências das bandas B1 à B5.

O consumo do transmissor é sumarizado na Tabela 12 para algumas frequências dentro de cada faixa de operação do transceptor. Ele foi medido com um fonte de precisão e sem chaveamento de frequência no VCO. Os valores estão próximos das estimativas de simulação apresentadas na Figura 86.

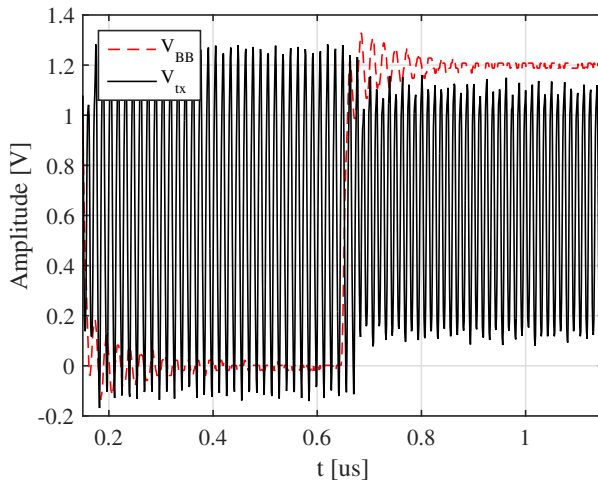
Tabela 12 – Consumo do transmissor de acordo com a frequência de operação.

Frequência	TX@1,2V
10 MHz	3,03 mW
30 MHz	5,64 mW
70 MHz	5,09 mW
100 MHz	6,61 mW

Figura 130 – Sinal FSK na saída do transmissor para duas bandas distintas centradas em 15 MHz (a) e 75 MHz (b).

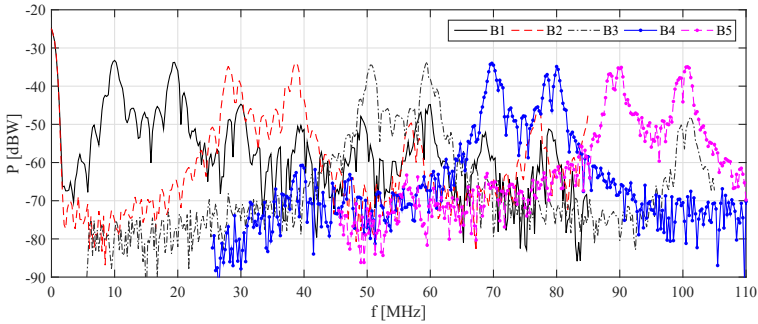


(a)



(b)

Figura 131 – Espectro do sinal de saída do transmissor para sinais BFSK nas bandas B1 à B5.

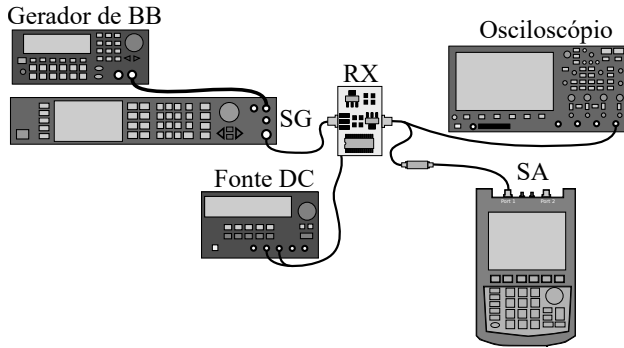


6.1.2 Receptor

Para as medições a seguir, a configuração experimental é apresentada na Figura 132. O gerador de banda base (BB) e o gerador de sinais (SG - *Signal Generator*) geram o sinal BFSK na banda passante que é aplicado diretamente à entrada do receptor. Um osciloscópio e um analisador de espectro (SA) são utilizados para visualizar os sinais selecionados pelo multiplexador e o sinal demodulado na saída do ADC. Um bloqueador DC é utilizado entre o SA e os sinais vindos do receptor. Nestas medições, a placa foi alimentada com fontes DC. O microcontrolador utilizado para configurar o receptor é omitido na figura.

Primeiramente, as medidas do ILO foram feitas para extração das curvas de ajuste da frequência quando o circuito opera em oscilação livre. Para estas medidas, a entrada do receptor foi mantida flutuando. Algumas curvas do sinal de saída do ILO no domínio do tempo medidos através de *buffers* CMOS inclusos no CI são apresentadas na Figura 133 (a). A frequência de oscilação do ILO para variações na seqüência binária de controle e na configuração do banco de capacitores é apresentada na Figura 133 (b). O circuito apresentou limitações no ajuste da frequência, que não cobriu todas as bandas entre 10-100 MHz. Mesmo o chaveamento dos capacitores de carga apresentou uma variação limitada. Acredita-se que os problemas de ajuste estão ligados aos registradores de armazenamento dos DAC. Este argumento ganhará força mais adiante quando forem mostrados problemas similares para

Figura 132 – Configuração de medição do receptor.



(a)

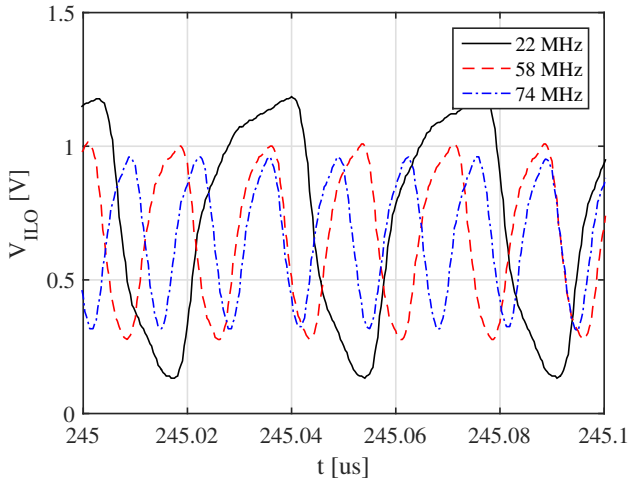
o controle do ganho do amplificador de entrada e da seleção dos pontos de medição no multiplexador. Uma das possíveis causas para estes erros é o ruído de chaveamento excessivo no substrato, dado que, diferente do transmissor, o receptor possui múltiplos blocos chaveando sinais *rail-to-rail*, entre eles os *buffers* do PD e do ILO, o próprio PD, e os *buffers* de medição na saída do ADC e do multiplexador. Não descarta-se também a possibilidade de erros de projeto ou fabricação. Contudo, os mesmos circuitos foram utilizados no transmissor e não apresentaram este problema. Além disso, múltiplas amostras foram testadas, apresentando o mesmo comportamento.

Dada esta limitação de frequência do ILO, optou-se por redefinir as frequências centrais das bandas de operação do receptor para: $f_{c,B1'} = 26$ MHz, $f_{c,B2'} = 46$ MHz, $f_{c,B3'} = 66$ MHz, mantendo um espaçamento de 20 MHz entre as frequências centrais.

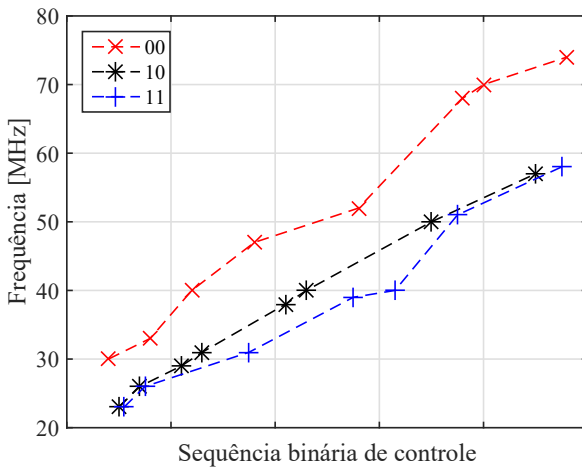
As Figuras 134 (a) e (b) apresentam o espectro do sinal de saída do *buffer* de medição do ILO com o oscilador em oscilação livre para as frequências de aproximadamente 25MHz e 75 MHz, respectivamente. As configurações do analisador de espectro são as mesmas usadas nas medições do transmissor. Novamente, a amplitude do sinal, que excursionsa entre 0 e 1,2 V, sofre considerável atenuação devido à impedância do analisador de espectro. A Figura 135 apresenta o ruído de fase medido para algumas frequências dentro da faixa de ajuste para um *offset* de 1MHz da frequência de oscilação.

Com o gerador de sinais (SG) configurado para injetar um sinal

Figura 133 – Sinal do ILO no domínio do tempo para 3 frequências distintas (a) e frequência do ILO em função da tensão de controle e da configuração do banco de capacitores (b).

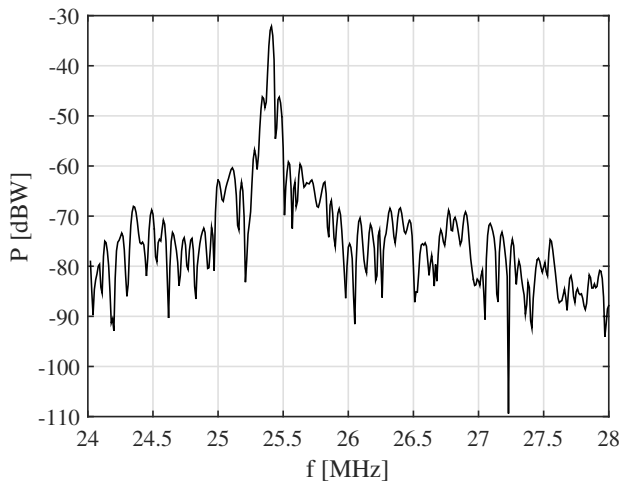


(a)

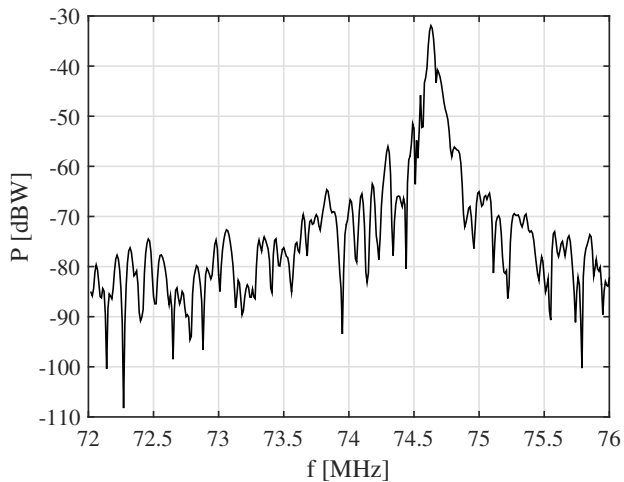


(b)

Figura 134 – Espectro do sinal de saída do *buffer* de medição para o ILO em oscilação livre próximo a 25 MHz (a) e 75 MHz (b).

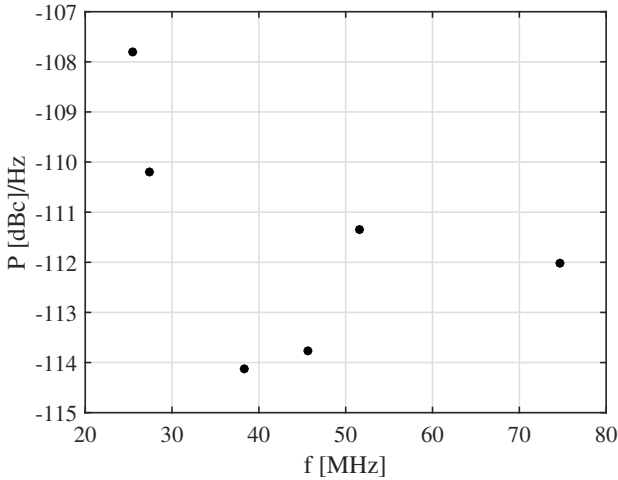


(a)



(b)

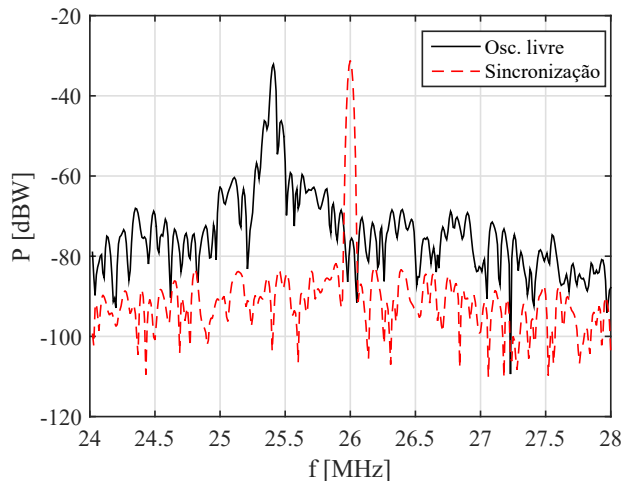
Figura 135 – Ruído de fase na saída do buffer do ILO em oscilação livre para um *offset* de 1 MHz em algumas frequências da faixa de operação do oscilador.



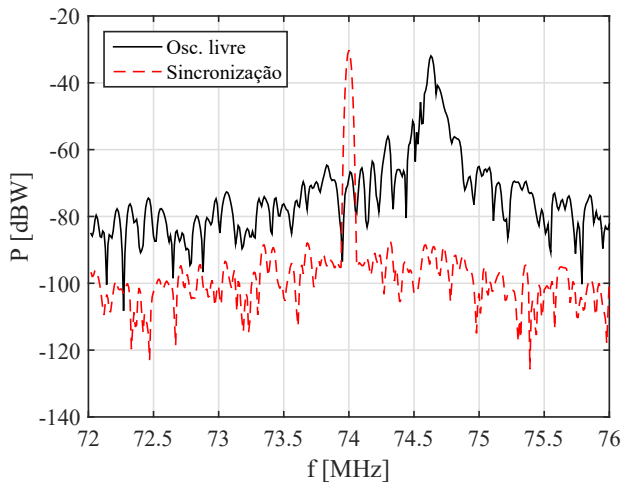
na entrada do receptor, é possível fazer testes com o ILO para avaliar as condições de sincronização. O espectro do sinal do ILO é apresentado nas Figuras 136 (a) e (b) para as condições de oscilação livre e sincronização com $P_{in,RX} = -27,4$ dBm ($V_{rms} = 50,5$ mV@1,4 k Ω) nas frequências de 26 MHz e 74 MHz. Além da sincronização, houve uma redução considerável do ruído de fase medido. Este comportamento é esperado para osciladores com *injection locking* e fica evidente neste caso, pois o gerador de sinais apresenta ruído de fase bastante baixo quando comparado ao ILO. A Figura 137 apresenta o ruído de fase antes e depois da sincronização para um *offset* de 1 MHz da portadora.

A faixa de travamento do ILO em função da potência na entrada do receptor ($P_{in,RX}$), foi medida para as frequências centrais das bandas B1' e B2', sendo apresentada na Figura 138 (a). Estes resultados foram obtidos para um ganho fixo no amplificador do receptor. A partir do gráfico identifica-se que a potência mínima para sincronização nas frequências desejadas do sinal BFSK é aproximadamente -50,7 dBm ($V_{rms} = 3,5$ mV@1,4 k Ω) para a banda B1'(21-31 MHz) e -51,1 dBm ($V_{rms} = 3,3$ mV@1,4 k Ω) para a banda B2'(41-51 MHz). A variação do ganho do amplificador deveria permitir reduzir estes níveis de potência.

Figura 136 – Espectro do sinal do ILO em oscilação livre e sincronização para $f_{inj} = 26$ MHz (a) e $f_{inj} = 74$ MHz (b).

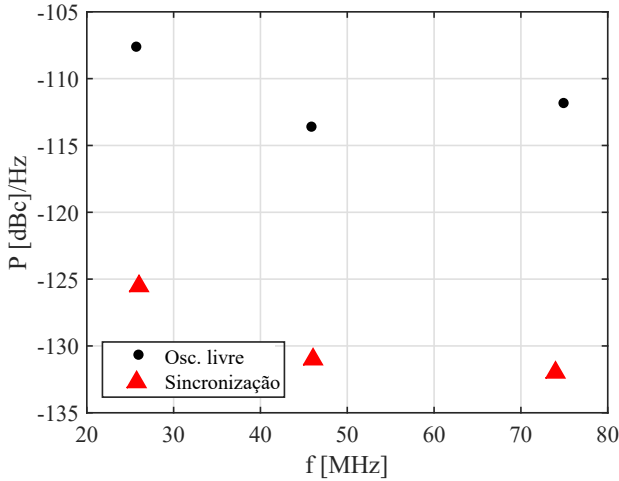


(a)



(b)

Figura 137 – Ruído de fase a 1 MHz da portadora para ILO em 'oscilação livre' e sincronização.

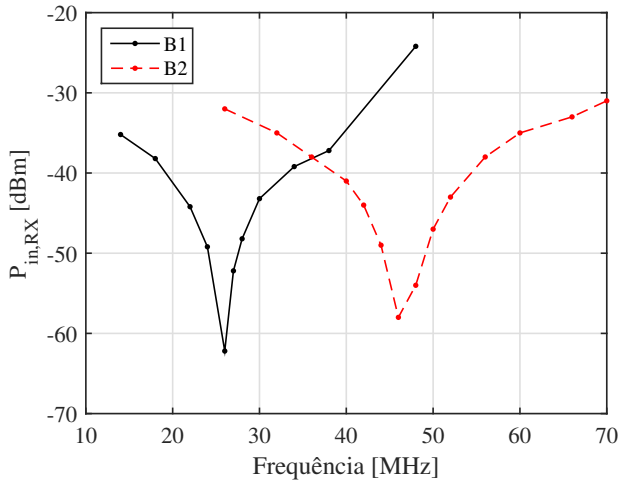


Contudo ajustes na configuração do ganho pela interface serial foram limitados e não se pode verificar esta hipótese. Usando como referência simulações da amplitude mínima do sinal de injeção na entrada do ILO, estima-se que o ganho do amplificador seja aproximadamente 20 dB.

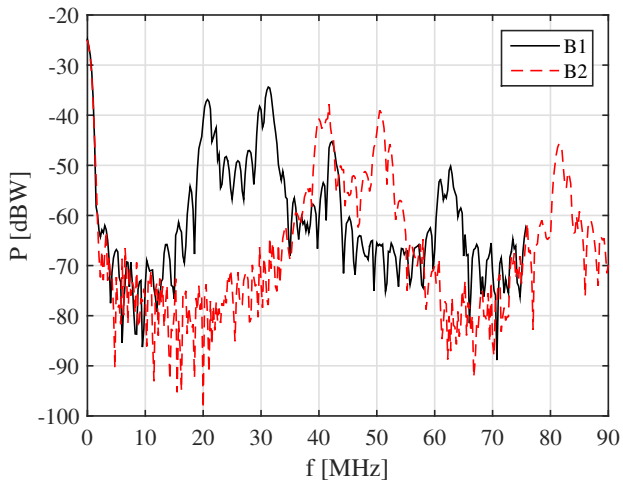
Para a verificação funcional da demodulação, o receptor foi alimentado com sinais BFSK de 2 Mbps nas bandas B1' e B2'. O sinal periódico de 2 Mbps foi gerado em banda base com um gerador de funções. A Figura 138 (b) apresenta o espectro do ILO para o sinal BFSK recebido em cada banda. Este resultado foi obtido para $P_{in,RX} = -36,0$ dBm no gerador de alta frequência conectado diretamente à entrada do receptor. O espectro, naturalmente, assemelha-se ao que foi apresentado na Figura 131 para a saída do transmissor com a mesma taxa de dados. A banda B3' não pode ser testada para demodulação por limitações do gerador de sinais, que não é capaz de gerar um sinal BFSK com desvio de frequência de 5 MHz para frequências da portadora acima de 50 MHz.

O sinal demodulado na saída do ADC para a banda B1' pode ser visto nas Figuras 139 (a) e (b) sobreposto com os sinais do ILO (V_{osc}) e a saída $Q_1(V_{Q1})$ do PD, respectivamente, medidos através do multiplexador em intervalos de tempo distintos. Usando V_{ADC} como referência

Figura 138 – Faixa de travamento (a) e espectro do sinal BFSK no ILO para as bandas B1' e B2' (b).



(a)



(b)

e lembrando que V_{Q1} corresponde à entrada do amplificador no PD, é possível identificar o comportamento esperado segundo o fenômeno de *injection locking*: quando a frequência do ILO em sincronização ($f_{osc} = f_{inj}$), é maior do que a frequência de oscilação natural (f_0 - para o tempo entre 7-7,5 μ s do sinal V_{osc}) o sinal V_{Q1} apresenta pulsos estreitos de tensão cuja largura corresponde ao atraso no tempo de V_{osc} em relação ao sinal do amplificador. Na situação contrária ($f_{inj} < f_0$), V_{Q1} não apresenta tais pulsos. Neste caso, V_{Q2} (não mostrado) deve apresentar os pulso de tensão. Contudo, não foi possível configurar corretamente o multiplexador para mostrar este sinal, assim como o sinal do amplificador. Acredita-se que, novamente, ocorreram problemas na gravação dos bits de controle do multiplexador. Para estas medições, um sinal com potência $P_{in,RX} = -35,7$ dBm foi aplicado à entrada do receptor pelo gerador de sinais. Este valor é superior ao encontrado para a faixa de travamento do ILO identificada anteriormente. Isso ocorre porque a demodulação do sinal também é dependente da capacidade de distinção da defasagem entre os sinais do amplificador e do ILO pelo conjunto formado por PD, filtro e ADC. Das simulações, para esta faixa de frequências a defasagem deveria ser inferior a 5 ns, e os pulsos estreitos em V_{Q1} na Figura 139 (b), apesar de atenuados pelo *buffer*, indicam que a defasagem é desta ordem.

Para a banda B2', com frequência central de 46 MHz, a potência necessária para visualização da demodulação foi $P_{in,RX} = -34,9$ dBm. A Figura 140 apresenta as saídas do ILO e do PD (Q_1) para esta banda.

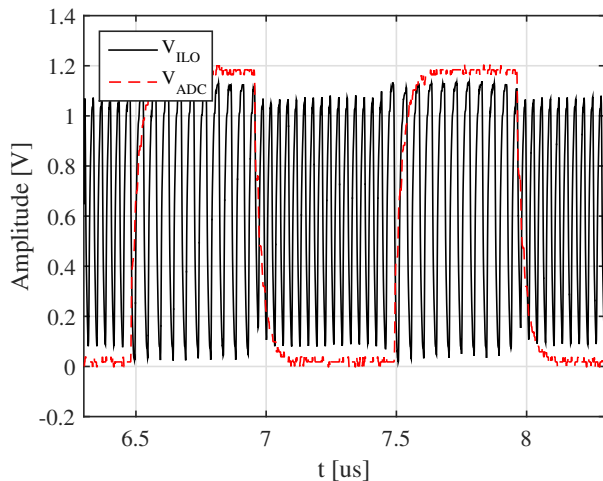
O consumo de potência do receptor foi medido com uma fonte de precisão para o ILO sob injeção nas bandas testadas e é mostrado na Tabela 13, incluindo o consumo a 70 MHz para a banda B3'.

Tabela 13 – Consumo do receptor de acordo com a frequência de operação.

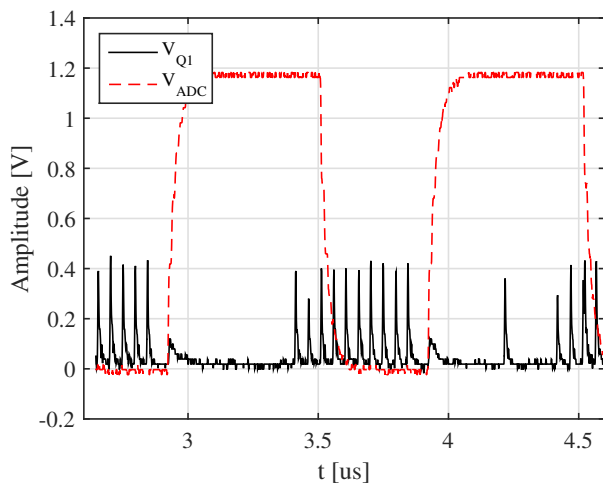
Frequência	RX@1,2V
31 MHz	1,61 mW
51 MHz	1,64 mW
70 MHz	1,68 mW

Para os testes da taxa de erro de bit (BER), uma sequência binária pseudoaleatória foi transmitida para o receptor usando uma placa USRP2 como gerador de banda base e o gerador de sinais (SG), conforme o diagrama na Figura 141. A fonte DC e o microcontrolador são omitidos na figura. A Figura 142 apresenta uma parte desta

Figura 139 – Forma de onda para as saídas do ADC, ILO (a) e PD (Q_1) (b) para um sinal FSK na banda B1'.

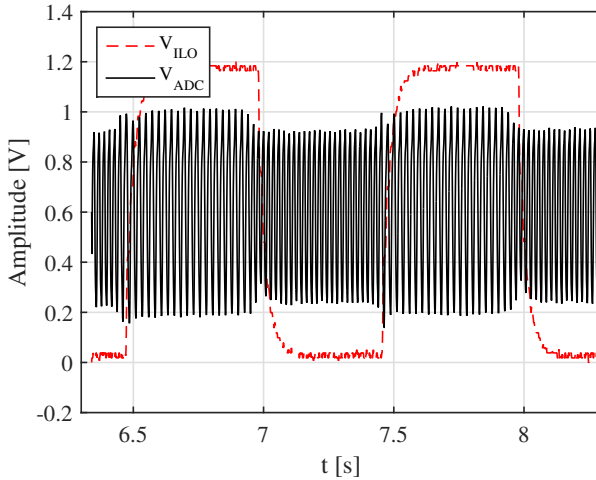


(a)

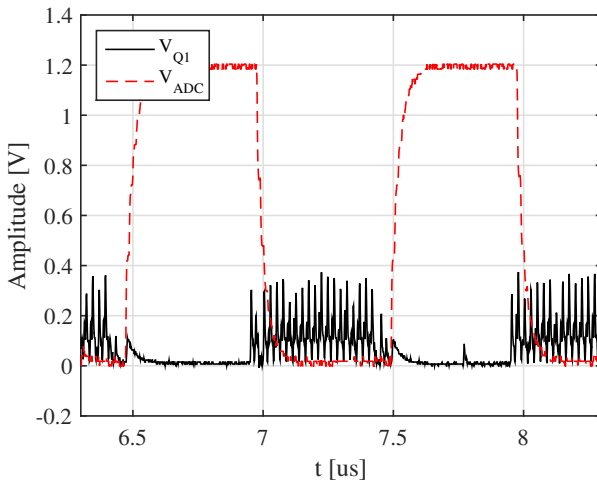


(b)

Figura 140 – Forma de onda para as saídas do ADC, ILO (a) e PD (Q_1) (b) para um sinal FSK na banda B12.



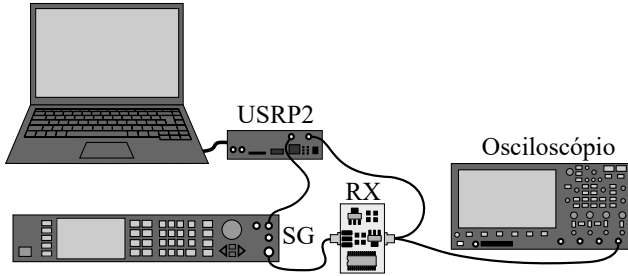
(a)



(b)

seqüência na saída da USRP e os sinais do ILO e do ADC no receptor para uma taxa de dados (R) de 2 Mbps e uma potência de entrada de -36,0 dBm.

Figura 141 – Configuração para medição do BER.



Os bits demodulados pelo receptor são gravados através da USRP2 em um computador e a verificação da seqüência é feita a posteriori, comparando os bits enviados e recebidos. O BER é então calculado para cada conjunto 1k bits de forma incremental para os primeiros 10 milhões de bits. A Figura 143 (a) apresenta os resultados para medições do BER com $R = 1$ Mbps na banda B1'. O valor médio μ_{BER} e o desvio padrão σ_{BER} do BER calculados também de forma incremental para cada 1k bits são mostrados na Figura 143 (b). Considera-se que o valor do BER é confiável quando μ_{BER} e σ_{BER} convergem para um valor constante. Neste caso, é possível ver a tendência para estabilização de μ_{BER} e σ_{BER} , permitindo inferir o BER do receptor em aproximadamente $0,56 \times 10^{-3}$. Testes com um número maior de bits ou taxa de dados foram inviabilizados por limitações na velocidade do hardware de gravação dos dados.

6.2 TESTES DO TRANSCÉPTOR COM O CANAL

6.2.1 Transmissor

Após os testes isolados, o transmissor foi testado conectado ao corpo para verificação dos níveis de atenuação no canal e funcionalidade. A configuração de medição é apresentada na Figura 144. Um gerador de funções foi utilizado para gerar o sinal de banda base (BB) e foi conectado ao transmissor através de um balun, reduzindo o acopla-

Figura 142 – Forma de onda dos sinais de banda base (BB), do ILO e demodulado (ADC) para uma sequência pseudo-aleatória na banda B1' a 2 Mbps.

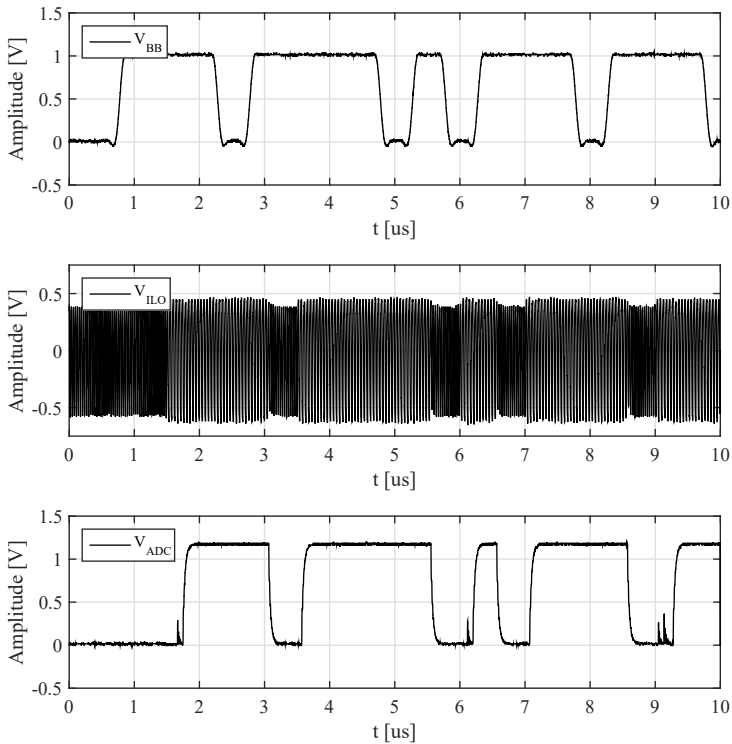
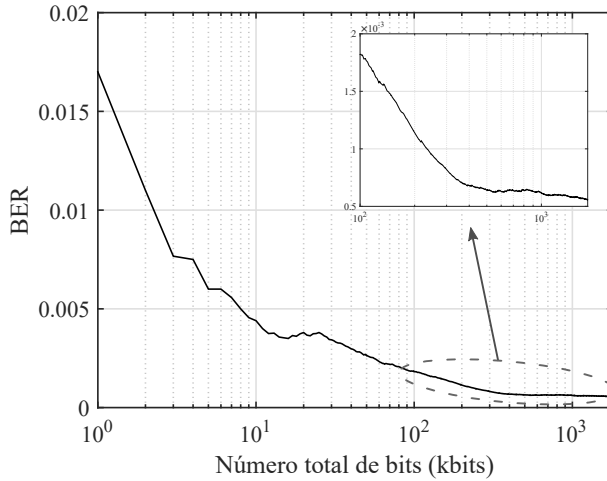
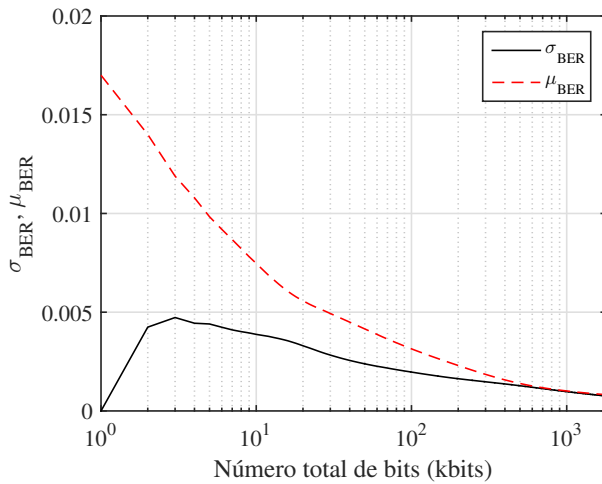


Figura 143 – Curvas para o BER (a) e o valor médio e desvio padrão do BER (b) para $R = 1$ Mbps na banda B1’.



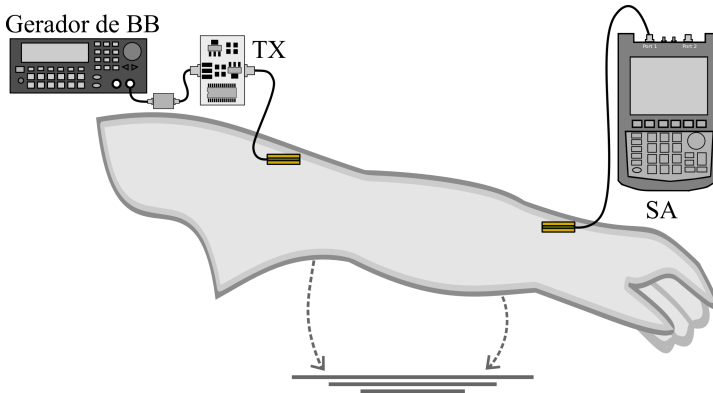
(a)



(b)

mento entre o terra do transceptor e o terra dos circuitos de medição. O transceptor foi alimentado com uma bateria de 9 V para remover o acoplamento com o terra da rede e a saída do transmissor foi conectada a um eletrodo em contato corpo. Um analisador de espectro (SA) alimentado por bateria foi utilizado como receptor. O eletrodo do receptor foi conectado ao pulso enquanto o transmissor foi conectado a 30 cm de distância, no braço, como mostrado no diagrama da Figura 144. O espectro para todas as bandas do transmissor é apresentado na Figura 145. A Figura 146 apresenta o pico de potência em cada frequência do espectro. Nota-se uma redução da potência recebida com o aumento da frequência até 70 MHz, após isso a potência aumenta, sobretudo para a banda B5. É possível que isto se deva, em parte, à irradiação do sinal, como descrito na Seção 2.1, que aumenta o acoplamento direto entre os eletrodos. Na Figura 147, são apresentados os resultados apenas para as bandas úteis identificadas nos testes do receptor.

Figura 144 – Configuração de medição e posições para comunicação entre transmissor e o SA.



6.2.2 Receptor

Usando um gerador de funções para o sinal de banda base (BB) e um gerador de sinais (SG) como transmissor BFSK, o receptor foi testado acoplado ao canal para algumas distâncias de propagação, como mostrado no diagrama da Figura 148. Neste teste, o receptor está conectado a uma bateria de 9 V e as saídas do multiplexador e do ADC

Figura 145 – Espectro do sinal BFSK recebido pelo SA para 30 cm de propagação pelo corpo.

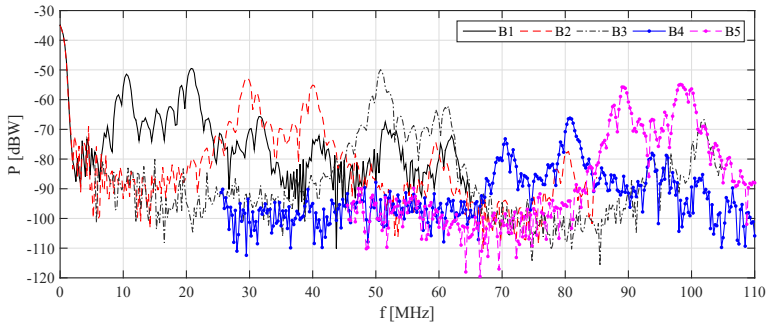


Figura 146 – Pico de potência para o sinal BFSK recebido no SA para 30 cm de propagação nas bandas B1 à B5.

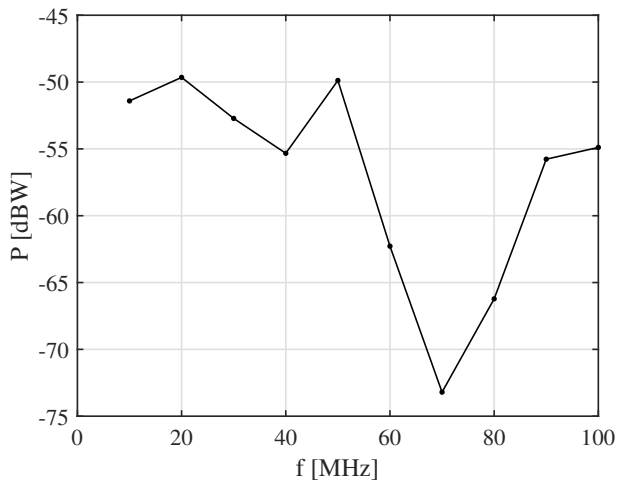
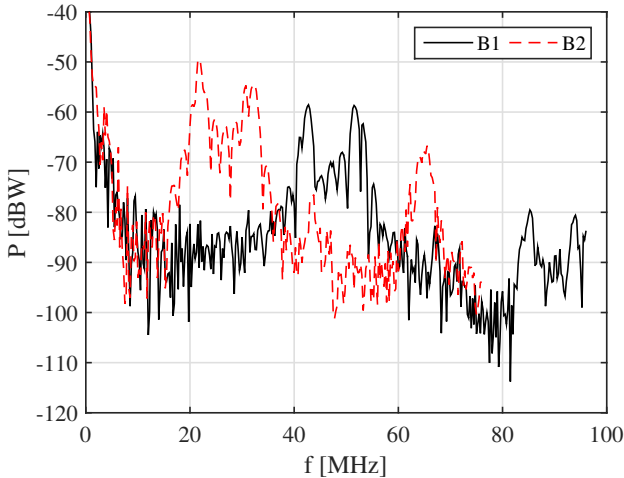


Figura 147 – Espectro do sinal BFSK recebido no SA para 30 cm de propagação nas bandas B1' e B2'.

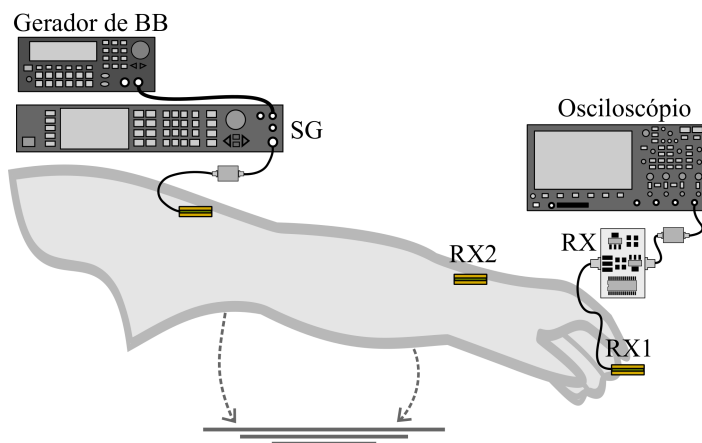


estão conectadas aos equipamentos de medição através de baluns, para minimizar o acoplamento entre o terra do receptor e dos circuitos de medição. O mesmo foi feito para o gerador de sinais, cuja saída foi ligada ao eletrodo de transmissão através de baluns.

Na Figura 149, são apresentadas as medições para a comunicação entre o gerador e o receptor nas posições RX1, (dedo indicador), e RX2 (pulso), para a banda B1', equivalentes a 45 cm e 30 cm de propagação pelo canal, respectivamente. As potências de transmissão utilizadas foram $P_{TX} = 11$ dBm (@50 Ω) e $P_{TX} = 1$ dBm (@50 Ω) para as posições RX1 e RX2, respectivamente. A potência necessária para demodulação correta para o dedo indicador foi maior devido à área de contato menor com o eletrodo e ao caminho de propagação maior.

Medições equivalentes para a banda B2' são apresentadas na Figura 150 e foram tomadas com $P_{tx} = 5,5$ dBm (@50 Ω) e $P_{tx} = 2,4$ dBm (@50 Ω) para os pontos RX1 e RX2 no canal, respectivamente. Com o aumento da frequência, esperava-se um aumento da potência de transmissão necessária para viabilizar a demodulação. Contudo, a diminuição para RX1 poderia ser explicada por variações de acoplamento, sobretudo na interface de contato com o corpo, pois a área de contato entre o eletrodo e o dedo é, em geral, dependente da pressão

Figura 148 – Configuração de medição e posições (RX1 e RX2) para comunicação entre o SG e o receptor no corpo.



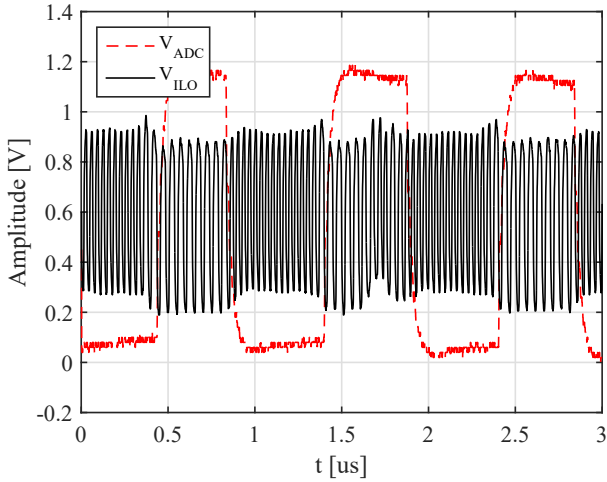
que o usuário faz sobre o eletrodo de recepção. A atenuação do sinal V_{ILO} deve-se principalmente pelo uso de baluns entre a saída do *buffer* do multiplexador e o osciloscópio.

Testes adicionais, como os testes de BER com o canal HBC, foram inviabilizados devido ao elevado número de erros de demodulação gerado por variações no contato dos eletrodos com o corpo. Durante as medições do canal com os equipamentos de bancada este efeito não foi identificado, ele também não é amplamente discutido na bibliografia de projeto de transceptores para HBC, sendo mencionado explicitamente apenas em (SONG et al., 2011) e com uma solução baseada no monitoramento da impedância de contato entre eletrodo-pele incorporada à alguns trabalhos subsequentes do mesmo grupo em (BAE; SONG, 2012) e (LEE; CHO; YOO, 2014). Um novo e extenso trabalho de medição deve ser realizado para verificar o efeito das variações do acoplamento com o canal nos circuitos para HBC.

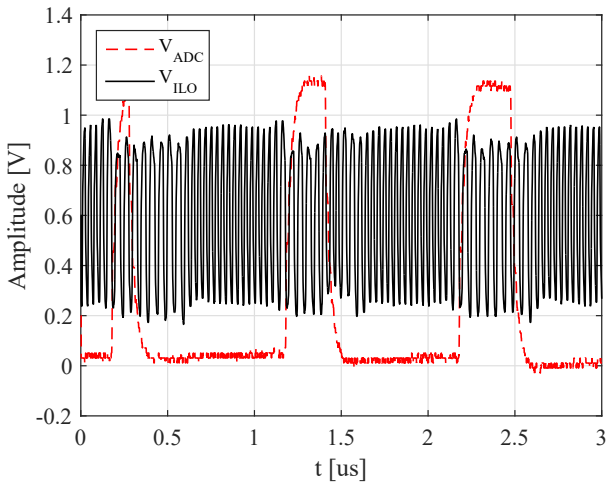
6.3 RESUMO DOS RESULTADOS

A Tabela 14 agrega as características e o desempenho do transceptor projetado juntamente com dados dos transceptores para HBC mais relevantes encontrados na bibliografia a partir de 2012. Uma com-

Figura 149 – Forma de onda para as saídas do ILO e do ADC no receptor para $d = 45$ cm (a) e $d = 30$ cm (b) com o SG como transmissor na banda B1'.

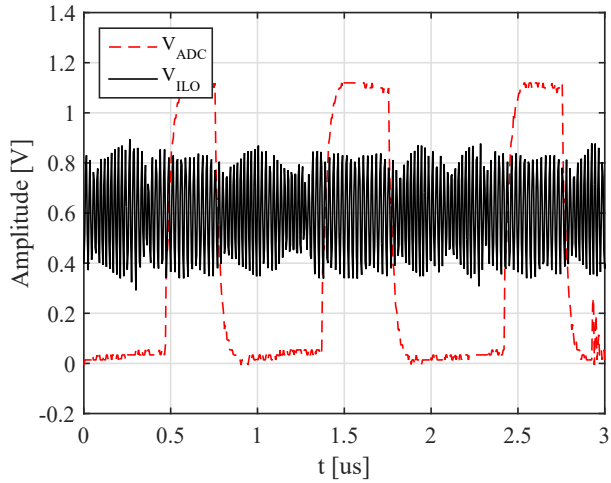


(a)

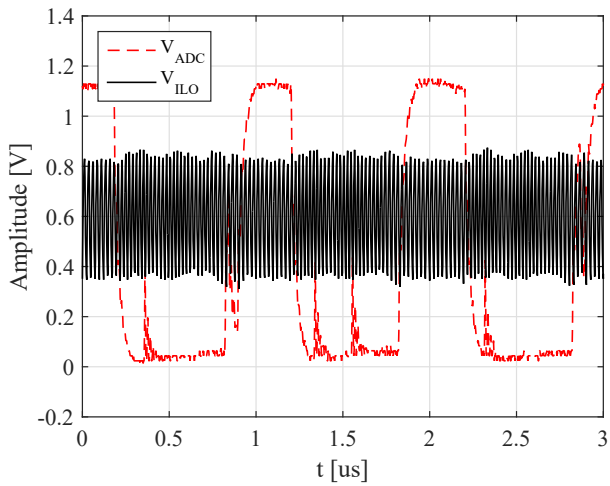


(b)

Figura 150 – Forma de onda para as saídas do ILO e do ADC no receptor para $d = 45$ cm (a) e $d = 30$ cm (b) com o SG como transmissor na banda B2’.



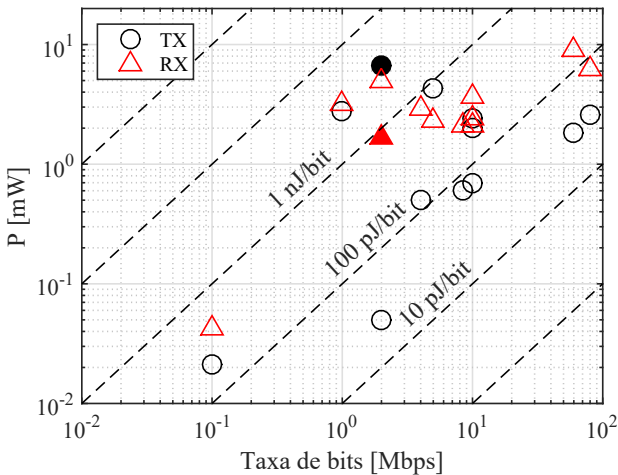
(a)



(b)

paração intuitiva do desempenho do transmissor e do receptor apresentados também pode ser feita plotando os valores de consumo versus taxa de dados. Este gráfico aparece na Figura 151 e inclui as informações de todos os transceptores listados na Tabela 1 da Seção 1. Para o transceptor projetado, nota-se da figura que o consumo do receptor está abaixo da maioria dos receptores reportados. A eficiência energética, quantificada por E_n/bit , também pode ser inferida da figura e indica que o receptor apresenta desempenho similar ao dos demais trabalhos. Para o transmissor proposto, o desempenho energético é inferior quando comparado aos demais projetos, sobretudo porque a tendência é de transmissores extremamente simples e com potência de transmissão baixa em aplicações de baixo consumo (LEE; SALEM; MERCIER, 2015), superando o desempenho energético dos receptores para a mesma aplicação. Neste caso, apesar da topologia compacta utilizada no transmissor, pesa o custo energético do driver usado para o acoplamento com o canal. A seguir, é feita uma análise comparativa das principais características dos transceptores listados na Tabela 14 e do transceptor proposto neste trabalho.

Figura 151 – Consumo dos transmissores e receptores para HBC publicados na bibliografia em função da taxa de bits. Os símbolos cheios representam o transceptor proposto.



(a)

O transceptor em (BAE; SONG, 2012) apresenta maior sensibilidade e taxa de dados do que o transceptor proposto neste trabalho, o uso da ressonância com o canal e técnicas de controle automático de ganho ajudam a reduzir o consumo em certas condições, mas adicionam componentes externos e circuito complexos, como um sintetizador de frequências para modulação de sinal, que eliminam parte destes ganhos, apresentando um consumo maior sobretudo no receptor.

Os transceptores em (LEE et al., 2013) e (LEE; CHO; YOO, 2014) são bastante similares e foram projetados para atender às especificações do padrão IEEE 802.15.6 para HBC (IEEE-SA, 2012). Eles utilizam transmissores digitais, sem portadora, com consumo inferior a este trabalho. Contudo, operam em banda estreita, limitando o compartilhamento do canal. Os receptores apresentam a melhor sensibilidade entre as referências listadas, porém o consumo é bastante elevado, sobretudo pela escolha de receptores homodinos com *mixers* e uma malha de sincronização para demodulação.

Em (LEE et al., 2014), novamente tem-se um transmissor digital, com bom desempenho quanto ao consumo. O transceptor é limitado a apenas um canal, já que a modulação utilizada espalha o sinal na banda inteira do transceptor. O ponto forte deste transceptor é a elevada taxa de transferência de 60 Mbps. Contudo, este aspecto é prejudicado na comparação geral pelo elevado consumo do receptor (o maior entre os as referências listadas), baseado em um diferenciador e detector de nível.

No transmissor apresentado em (CHO et al., 2016), é empregado um PLL para modulação PSK. O circuito foi projetado para operar apenas com dois canais, mas com uma elevada taxa de dados. O receptor de conversão direta apresenta consumo elevado se comparado ao receptor proposto neste trabalho. Isso se deve, basicamente, à existência de dois caminhos de recepção completos, um para cada banda de operação, compostos por LNA, mixers, filtros e uma malha de sincronização. O uso de uma referência externa a cristal auxilia no desempenho, com as implicações para custo e volume. Para compensar as limitações energéticas impostas pelo consumo elevado, um segundo transceptor é integrado no mesmo chip em (CHO et al., 2016). Ele foi omitido na Tabela 14 por ser dispositivo de ultra-baixo consumo para aplicações de baixa velocidade (100 kbps), sendo similar a projetos de receptores do tipo 'wake-up' (CHO; BAE; YOO, 2012), (BAE; YOO, 2015a) utilizados apenas para ativação dos transceptores principais em nós que operam com *duty cycle* elevado.

Em (TSOU et al., 2015), é apresentado apenas um receptor com topologia homodina projetado para atender às especificações do padrão

IEEE 802.15.6 para HBC. Apesar do consumo comparável ao receptor proposto neste trabalho, o circuito é banda estreita, com apenas um canal e empregada componentes externos em uma rede de casamento que reduz as perdas do canal de comunicação.

Assim, de uma forma geral, pode-se dizer que o transceptor apresentou desempenho compatível com aplicações para BAN comparável com os projetos mais recentes para HBC, apresentando uma taxa de dados adequada para as aplicações listadas na Tabela 2, possibilidade de coexistência com a operação em múltiplas bandas, e o tamanho compacto sem componentes externos. Quanto ao consumo, o desempenho superior atingido pelo receptor, inclusive quando comparado com o estado da arte dos transceptores para HBC deve-se à simplicidade da topologia adotada, agregando o *injection locking* e o demodulador FSK. Para o transmissor, acredita-se que há potencial para melhorias e redução do consumo, sobretudo pelos resultados encontrados na bibliografia, com a solução envolvendo circuitos alternativos para o driver e alterações na interface com o canal, como o emprego da ressonância da capacitância dos eletrodos.

Tabela 14 – Características dos principais transceptores integrados para HBC disponíveis na bibliografia. Os campos com 'x' referem-se aos casos em que a informação não foi encontrada na referência.

Autor	Bae, 2012	Lee, 2013	Lee, 2014	J. Lee, 2014	Cho, 2016	Tsou, 2015	Este trabalho
Modulação	FSK	FSDT	FSDT	Walsh	BPSK	FSDT	FSK
Freq. [MHz]	40-120	21	21	40-80	20-60, 140-180	21	20-70, (10-100 - TX)
Sensibilidade [dBm]	-66	-97	-98	-58	-58	-90	-35,8
Taxa de bits [Mbps]	10	1,312	1,312	60	80	2,625	2
P_t [dBm]	-15	x	x	-6	x	x	-3,3@50 Ω
V_i [V]	x	x	x	x	x	x	1,2
P_{tx} [mW]	3,8	4,3	2,4	1,85	2,6	x	6,6
P_{rx} [mW]	2,4	5,5	8,4	9,02	6,3	1,74	1,68
Tx - Arq.	Modulação direta	Digital +AFE	Digital +AFE	Digital +AFE	Modulação direta	x	Modulação direta
Rx - Arq.	Demodular WB + homodina	Homodina	Homodina	AFE+level detector	Homodina	Homodina	ILO+PD
En/bit - Tx [nJ/bit]	0,38	3,28	1,83	0,030	0,0325	x	3,3
En/bit - Rx [nJ/bit]	0,24	4,19	6,40	0,150	0,0787	0,66	0,84
Vdd	1	1	1,2	1,1	1,2	1,2	1,2
BER	10^{-3} @-62 dBm	x	x	10^{-5} @-58 dBm	10^{-5} @-40 dBm, 40 Mbps	x	5.10^{-4} @-27,2 dBm, 1 Mbps
Tecnologia	CMOS 180 nm	CMOS 130 nm	CMOS 130 nm	CMOS 65 nm	CMOS 65 nm	CMOS 180 nm	CMOS 130 nm
Componentes externos	sim	não	não	x	sim	sim	não
Z_{in} - Z_{out} - Rx/Tx [Ω]	100-600	<100	x	10k	x	x	116/1,4k
Aplicação	BAN	Eletro-acupuntura	MBAN	<i>Wearables</i>	Multimídia	BAN	BAN

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Desde quando foi proposto como um novo método de comunicação, o HBC tem recebido avanços incrementais na caracterização e modelagem do canal e no projeto de transceptores. Melhorias ainda são necessárias para tornar o HBC um real competidor com outras tecnologias de comunicação sem fio para redes corporais, sobretudo no acoplamento com o canal, consumo e eficiência dos circuitos de comunicação. O projeto do transceptor é, sobretudo, dependente de um modelo de canal confiável, cuja diversidade de resultados encontradas na bibliografia revela também ser fonte de dúvidas, muitas vezes, devido à omissão das influências dos equipamentos e outras estruturas de medição utilizadas na caracterização do canal.

Com o objetivo de contribuir tanto para o entendimento e modelagem do canal quanto para projeto de transceptores para HBC, na primeira parte do trabalho, concentraram-se esforços no estudo dos problemas de caracterização e de modelagem do canal de comunicação. A partir de medições, foi identificada a dependência do canal com a distância de propagação e a frequência, além de sua relativa imunidade em relação à variações temporais, diferenças entre os materiais dos eletrodos e características biométricas de indivíduos; resultados estes, compatíveis com outras publicações encontradas na bibliografia. Contudo, foi também identificado que o perfil de frequência do canal apresenta níveis de atenuação dependentes da configuração de medição. Com esta constatação, focou-se em reconhecer com clareza as partes que compõem o que foi definido como canal primário do HBC, que é o canal básico considerando caminhos diretor e de retorno para o sinal de comunicação. Este canal que foi dividido em partes intrínseca e extrínseca. Esta divisão do canal foi proposta para facilitar a identificação e a modelagem dos caminhos de sinal e, sobretudo, das partes do canal que são dependentes de fatores externos ao corpo e podem variar entre configurações de medição, demandando um modelagem particular, como o tamanho dos eletrodos e as distâncias do plano de terra. O modelo obtido para o canal primário, quando comparado às medições, mostrou diferenças importantes no perfil de frequência e nos níveis de atenuação, com valores de atenuação até 45 dB superiores aos apresentados pelas medições. Levando em consideração os efeitos da configuração de medição nos resultados obtidos na campanha de caracterização, o modelo do canal foi estendido para inclusão de modelos para os acessórios de medição utilizados, entre eles os baluns e as

transições do cabos coaxiais. Este modelo estendido proposto distingue os efeitos relacionados aos componentes básicos do canal primário dos efeitos gerados por acoplamentos ou caminhos de sinal parasitários relacionados aos equipamentos e à configuração de medição. As comparações entre as medições do canal e o modelo mostraram que o mesmo reproduz satisfatoriamente resultados experimentais entre 1-70 MHz, com diferenças inferiores à 3 dB nesta faixa de frequência para uma distância de propagação pelo canal HBC e 30 cm.

Utilizando o modelo primário do canal como ferramenta adicional de projeto, passou-se então ao desenvolvimento de um transceptor integrado para HBC. O uso do modelo do canal em um ambiente de simulação comum ao projeto do transceptor permitiu explorar as possibilidades de projeto para o transceptor e fazer ajustes de forma prática e rápida. As escolhas para o transceptor buscaram conciliar as necessidades de desempenho e baixo consumo para as aplicações comuns em redes BAN. Neste sentido, foi feita a opção pela operação na faixa entre 10-100 MHz para permitir o compartilhamento do canal por múltiplos nós através da sua divisão em sub-bandas. A modulação BFSK foi escolhida para a transmissão dos dados em banda passante, dada a eficiência espectral e robustez contra efeitos de atenuação e ruído desta modulação. O canal foi dividido em 5 bandas, espaçadas de 20 MHz e com tons FSK espaçados em 10 MHz. Esta separação larga reduz as exigências de precisão e ruído de fase nos osciladores do transmissor e do receptor, permitindo escolher topologias mais simples para estes circuitos e reduzir o consumo. Para evitar o uso de sintetizadores na modulação, optou-se por um transmissor de modulação direta, com o sinal de banda base modulando diretamente um VCO baseado no oscilador em anel *current starved*, de baixo consumo e capaz de cobrir toda a faixa de frequências desejada. O sinal de saída do transmissor foi aplicado ao canal utilizando um driver de 3 estágios capaz de manter o sinal com excursão completa com o canal como carga. Para o receptor, foi escolhida uma topologia baseada em osciladores com *injection locking* para demodulação do sinal FSK por meio da conversão frequência-fase. O sinal recebido é amplificado por um amplificador *push-pull* com ganho controlável e impedância de entrada reduzida por realimentação resistiva, característica necessária para compensar a seletividade em frequência do canal. Com a amplitude adequada, o sinal BFSK sincroniza a frequência o oscilador em anel *current starved* à sua frequência através do fenômeno de *injection locking*. O sinal de entrada amplificado e o sinal do oscilador sincronizado são comparados então em um detector de fase *tristate*. Esta comparação faz efetivamente a

conversão frequência-fase para demodulação, substituindo métodos de demodulação FSK de maior complexidade e consumo, com o benefício adicional de operar adequadamente em banda larga. Os sinais do detector de fase são então filtrados e passam por um comparador, finalizando a demodulação. O transceptor completo não faz uso de componentes externos, possibilitando a redução do tamanho e o custo de integração em dispositivos para HBC. Os circuitos foram integrados em tecnologia CMOS 130 nm e testados em laboratório com medições em bancada e com o corpo. O transmissor foi capaz de gerar os sinais BFSK nas 5 bandas desejadas, entre 10-100 MHz com a amplitude de saída projetada. O consumo do transmissor, 6,6 mW a 2 Mbps, contudo, ficou acima dos valores esperados e acabou por reduzir a eficiência energética do mesmo. O receptor operou entre 20-70MHz, com testes de demodulação mostrando desempenho de BER da ordem de 10^{-3} a 1 Mbps e -35,8 dBm, e funcionalidade correta a 2 Mbps, cujo BER não pode ser medido apenas por limitações dos equipamentos experimentais. A faixa de frequências e a sensibilidade (-35,8 dBm) foram limitadas durante os testes pelos problemas na interface serial de configuração no chip. O consumo do receptor (1,68 mW) é o menor entre os receptores de alta velocidade (na faixa de Mbps) relevantes identificados na bibliografia. Em testes com o corpo, foi possível demonstrar a operação do transceptor de forma limitada, sobretudo por problemas de instabilidade do sinal causada por variações no acoplamento. Estes resultados indicam a necessidade de um interface mais complexa com o canal que melhore o acoplamento do sinal, permitindo reduzir o consumo e estabilizando o contato com o corpo.

Dados os objetivos deste trabalho, os resultados de caracterização e o modelo apresentado permitiram esclarecer diversas incertezas sobre o canal HBC, sobretudo porque os modelos primário e estendido foram obtidos de medições e modelos físicos dos componentes e fenômenos envolvidos. O transceptor em silício indicou boa correspondência com o projeto simulado e, mesmo com a redução do desempenho em algumas especificações no receptor, foi demonstrado o uso do demodulador FSK banda larga baseado em *injection locking* para a redução do consumo à faixa sub-mW em transceptores para HBC. No transmissor, apesar da topologia extremamente compacta, o consumo elevado obtido para o *driver* aponta para a necessidade de uma abordagem alternativa para acoplamento do sinal ao canal, possivelmente com a aplicação da ressonância da capacitância de saída ou por outro método de ajuste dinâmico dos circuitos do estágio de saída. De qualquer forma, o desempenho do transceptor está de acordo com os requisitos gerais para

aplicações BAN, permitindo a coexistência de múltiplos nós no canal, apresenta nós simples, maior segurança pelo uso do HBC que minimiza a propagação do sinal para fora do corpo, taxa de dados adequada para as principais aplicações BAN e consumo reduzido, sendo compatível ou até superior neste requisito, como no caso do receptor, quando comparado quando os transceptores para HBC publicados na bibliografia a partir de 2012.

7.0.1 Principais contribuições

As contribuições desta tese podem ser divididas em dois grupos:

- Caracterização e modelagem do canal HBC: O trabalho abordou a modelagem do canal HBC sugerindo que os problemas encontrados nos modelos que representam o canal não estão relacionados ao canal primário em si, mas ao fato de não serem consideradas algumas influências críticas relacionadas ao sistema de medição utilizada na caracterização do canal. Através de medições, verificou-se que o efeito dos baluns, essenciais para preservar o retorno capacitivo do canal HBC quando equipamentos com aterramento são utilizados, e a transição entre os cabos de medição e outras partes da configuração de medição, não podem ser facilmente consideradas apenas através da calibração do sistema. Foi proposta então a divisão do canal HBC em duas partes (intrínseca e extrínseca) para permitir a identificação e modelagem dos componentes essenciais do canal primário. O modelo do canal primário foi então estendido para incluir os modelos dos acessórios de medição. Este modelo estendido alcançou bons resultados, reproduzindo o ganho e o perfil de frequências das medições do canal com diferenças de aproximadamente 2-3 dB para frequências inferiores a 70 MHz. Contrastando com estes resultados, o modelo do canal primário mostra que o ganho esperado é 43-50 dB menor, mostrando a considerável influência do sistema de medição nas características do canal. Como o procedimento de modelagem adotado foi baseado na explicação física dos componentes e fenômenos presentes na configuração de medição e no canal primário, o modelo desenvolvido ajuda a descrever apropriadamente os comportamento encontrados nas medições do canal e fornece uma ferramenta útil para melhor entender os mecanismo associados a resposta do canal HBC.
- Projeto de um transceptor integrado para HBC: O transceptor

integrado em CMOS 130 nm teve seu projeto direcionado pelos resultados obtidos com modelagem do canal e pelos principais requisitos para BAN. A coexistência foi implementada com a divisão do canal HBC em bandas distanciadas em 20 MHz entre 10-100 MHz, este espaçamento também auxilia na redução da complexidade e do consumo do transmissor e do receptor. Utilizou-se uma taxa de dados de 2 Mbps para cobrir os requisitos de velocidade para as principais aplicações para BAN. No transceptor a modulação empregada foi BFSK; de simples implementação e mais robusta do que as alternativas comuns para baixo consumo. Esta escolha simplificou o projeto do transmissor, que gera o sinal FSK através da modulação direta da frequência de um oscilador em anel de baixo consumo com uma ampla faixa de controle da frequência. No receptor, como o perfil de frequências do canal não é plano, o amplificador de entrada baseado em um *push-pull* com realimentação foi projetado com controle da ganho. O amplificador foi conectado diretamente a um detector de fase e um oscilador em anel com *injection locking*, que permitiram a implementação bem sucedida de um demodulador FSK banda larga e de baixo consumo. O transceptor completo não faz uso de componentes externos. O desempenho do transceptor integrado foi demonstrado por meio de extensivas medições, incluindo medições com o corpo. O transmissor operou corretamente a 2 Mbps em todas as faixas entre 10-100MHz e apresentou En/bit de 3,3 nJ/bit. O receptor operou entre 20-70MHz, BER de $0,5 \times 10^{-3}$ @ 1Mbps, En/bit de 0,84 nJ/bit e o menor consumo (1,68 mW) entre receptores similares na bibliografia.

7.0.2 Trabalhos publicados

A pesquisa desenvolvida nesta tese foi publicada nos artigos listados a seguir:

- M. D. Pereira, K. T. Silvestri and F. R. de Sousa, "Measurement results and analysis on a HBC channel," 2014 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications (MeMeA), Lisboa, 2014, pp. 1-6.
- M. D. Pereira, G. A. Alvarez-Botero and F. Rangel de Sousa, "Characterization and Modeling of the Capacitive HBC Channel," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,

vol. 64, no. 10, pp. 2626-2635, Oct. 2015.

- M. D. Pereira, G. A. Alvarez and F. R. de Sousa, "Modeling of the test fixtures to improve the HBC channel interpretation," 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings, Pisa, 2015, pp. 1753-1756.
- M. D. Pereira and F. Rangel de Sousa, 'Design of a Wideband LNA for Human Body Communication', Workshop on Circuits and System Design - WCAS 2013 - Chip in Curitiba, Curitiba, Brazil.

7.0.3 Trabalhos futuros e em andamento

Quanto aos trabalhos em andamento, no t3pico de caracteriza33o do canal, um procedimento para remo33o do efeitos dos baluns nas medi33es est3 sendo estudado. Neste procedimento, um modelo de erro de tr3s portas dos baluns 3 obtido experimentalmente e utilizado para construir um modelo de erro estendido, que inclui o canal e os baluns, para corre33o das medi33es.

Quanto aos trabalhos futuros, as seguintes melhorias ou corre33es podem ser feitas:

- Filtrar o sinal de sa3da do transmissor para reduzir a amplitude das harm3nicas nas outras bandas do receptor. Al3m disso, os pulsos de dados em banda base podem ser filtrados para reduzir as bandas laterais do sinal FSK.
- Adi33o de um segundo est3gio de ganho control3vel ao amplificador de entrada do receptor, reprojutando o primeiro est3gio para casamento de imped3ncias e ru3ido.
- Melhorar o isolamento entre blocos no leiaute para reduzir a possibilidade de ru3ido induzido pelo substrato e adicionar interfaces de depura33o dos registradores, como uma sa3da serial, para verificar os dados gravados no CI.
- Implementar estrat3gias para redu33o do consumo, como a redu33o da tens3o de alimenta33o, fazendo um compromisso entre consumo e desempenho, e redu33o da 3rea com o reuso dos blocos do transmissor e do receptor (oscilador, DAC e registradores).

- Explorar alternativas para a interface entre o corpo e o canal, melhorando o acoplamento com o canal. Neste caso, a ressonância da capacitância dos eletrodos, por exemplo, permitiria o uso de um amplificador de saída com consumo menor no transmissor.
- Análise de ruído dos blocos e criação de modelos comportamentais para simulação da taxa de erro de bit do transceptor completo.
- Adição à placa de testes de um sistema que emule a banda base do transceptor, minimizando ou removendo totalmente o uso de equipamentos para geração e gravação das sequências de dados.

REFERÊNCIAS

- ABIDI, A. A. Phase noise and jitter in cmos ring oscillators. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 41, n. 8, p. 1803–1816, Aug 2006. ISSN 0018-9200.
- AKYILDIZ, I. F. et al. A Survey on Sensor Networks. *IEEE Communications Magazine*, n. August, p. 102–114, 2002.
- ALLEN, P. E.; HOLBERG, D. R. *CMOS analog circuit design*. [S.l.]: Oxford Univ. Press, 2002.
- ATTARD, S.; ZAMMIT, S. An empirical investigation of the capacitive Body Coupled Communications channel for Body Area Networks. *2012 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireleSS)*, Ieee, p. 85–88, jan. 2012.
- BAE, J.; CHO, H.; SONG, K. The Signal Transmission Mechanism on the Surface of Human Body for Body Channel Communication. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 60, n. 3, p. 582–593, 2012.
- BAE, J.; SONG, K. A 0.24-nJ/b Wireless Body-Area-Network Transceiver With Scalable Double-FSK Modulation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 47, n. 1, p. 310–322, 2012.
- BAE, J. et al. A low-energy crystal-less double-fsk sensor node transceiver for wireless body-area network. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 47, n. 11, p. 2678–2692, Nov 2012. ISSN 0018-9200.
- BAE, J.; YAN, L.; YOO, H. J. A low energy injection-locked fsk transceiver with frequency-to-amplitude conversion for body sensor applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 46, n. 4, p. 928–937, April 2011. ISSN 0018-9200.
- BAE, J.; YOO, H. J. A 45 μ w injection-locked fsk wake-up receiver with frequency-to-envelope conversion for crystal-less wireless body area network. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 50, n. 6, p. 1351–1360, June 2015. ISSN 0018-9200.

BAE, J.; YOO, H.-J. The effects of electrode configuration on body channel communication based on analysis of vertical and horizontal electric dipoles. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 63, n. 4, p. 1409–1420, 2015.

BAKER, R. J. *CMOS: circuit design, layout, and simulation*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.

BALDUS, H. et al. Human-Centric Connectivity Enabled by Body-Coupled Communications. *IEEE Communications Magazine*, n. June, p. 172–178, 2009.

BELKIN, S. Differential circuit characterization with two-port s-parameters. *IEEE Microwave Magazine*, v. 7, n. 6, p. 86–99, Dec 2006. ISSN 1527-3342.

BLANCKENSTEIN, J.; KLAUE, J.; KARL, H. A survey of low-power transceivers and their applications. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, v. 15, n. 3, p. 6–17, thirdquarter 2015. ISSN 1531-636X.

BOHORQUEZ, J. L.; CHANDRAKASAN, A. P.; DAWSON, J. L. A 350 uW CMOS MSK Transmitter and 400 uW OOK Super-Regenerative Receiver for Medical Implant Communications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 44, n. 4, p. 1248–1259, 2009.

BRITO, K. et al. A 400 mhz reconfigurable injection-locking based rc oscillator for ask/fsk modulation. In: IEEE. *Integrated Circuits and Systems Design (SBCCI), 2013 26th Symposium on*. [S.l.], 2013. p. 1–4.

CALLAWAY, E. *Wireless Sensor Networks: Architectures and Protocols*. [S.l.]: Taylor & Francis, 2003.

CALLEJON, M. A. et al. A Comprehensive Study into Intrabody Communication Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 62, n. 9, p. 2446–2455, 2013.

CALLEJÓN, M. A. et al. Measurement issues in galvanic intrabody communication: Influence of experimental setup. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, IEEE, v. 62, n. 11, p. 2724–2732, 2015.

CALLEJON, M. A.; REINA-TOSINA, J.; ROA, L. M. Distributed Circuit Modeling of Galvanic and Capacitive Coupling for Intrabody Communication. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 59, n. 11, p. 3263–3269, 2012.

- CALLEJON, M. A. et al. Study of Attenuation and Dispersion Through the Skin in Intrabody Communications Systems. *IEEE transactions on information technology in biomedicine*, v. 16, n. 1, p. 159–165, 2012.
- CHEE, Y. H.; NIKNEJAD, A. M.; RABAEY, J. M. An Ultra-Low-Power Injection Locked Transmitter for Wireless Sensor Networks. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 41, n. 8, p. 1740–1748, 2006.
- CHEN, X. M. et al. Study of channel characteristics for galvanic-type intra-body communication based on a transfer function from a quasi-static field model. *Sensors (Basel, Switzerland)*, v. 12, n. 12, p. 16433–50, jan. 2012. ISSN 1424-8220.
- CHO, H.; BAE, J.; YOO, H. J. A 39 μ W body channel communication wake-up receiver with injection-locking ring-oscillator for wireless body area network. In: *2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2641–2644. ISSN 0271-4302.
- CHO, H. et al. A 79 pJ/b 80 mb/s full-duplex transceiver and a 42.5 μ W 100 kb/s super-regenerative transceiver for body channel communication. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 51, n. 1, p. 310–317, Jan 2016. ISSN 0018-9200.
- CHO, N.; BAE, J.; YOO, H.-j. A 10.8 mW Body Channel Communication / MICS Dual-Band Transceiver for a Unified Body Sensor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 44, n. 12, p. 3459–3468, 2009.
- CHO, N. et al. A 60 kb/s-10 Mb/s Adaptive Frequency Hopping Transceiver for Interference-Resilient Body Channel Communication. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 44, n. 3, p. 708–717, mar. 2009. ISSN 0018-9200.
- CHO, N.; YOO, J.; SONG, S.-j. The Human Body Characteristics as a Signal Transmission Medium for Intrabody Communication. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 55, n. 5, p. 1080–1086, 2007.
- CHONG, C.-y.; KUMAR, S. P. Sensor Networks: Evolution, Opportunities, and Challenges. *Proceedings of the IEEE*, v. 91, n. 8, 2003.

COOK, B. W. et al. Low-Power 2.4-GHz Transceiver With Passive RX Front-End and 400-mV Supply. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 41, n. 12, p. 2757–2766, 2006.

CORNISH, B.; THOMAS, B.; WARD, L. Improved prediction of extracellular and total body water using impedance loci generated by multiple frequency bioelectrical impedance analysis. *Physics in medicine and biology*, IOP Publishing, v. 38, n. 3, p. 337, 1993.

CRUCIANI, S. et al. Cole-cole vs debye models for the assessment of electromagnetic fields inside biological tissues produced by wideband emf sources. In: *2012 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 685–688. ISSN 2162-7673.

FALCK, T. et al. Plug n Play Simplicity for Wireless Medical Body Sensors. *Mobile Networks and Applications*, v. 12, n. 2-3, p. 143–153, jul. 2007. ISSN 1383-469X.

FAZZI, A.; OUZOUNOV, S.; HOMBERG, J. V. D. A 2.75mW wideband correlation-based transceiver for body-coupled communication. *International Solid-State Circuits Conference*, p. 204–206, 2009.

GABRIEL, S.; LAU, R. W.; GABRIEL, C. The dielectric properties of biological tissues : III . Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. *Physics in medicine and biology*, v. 2271, 1996.

GERAEDTS, P. F. et al. Towards minimum achievable phase noise of relaxation oscillators. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Wiley Online Library, v. 42, n. 3, p. 238–257, 2014.

GHOVANLOO, M.; NAJAFI, K. A wideband frequency-shift keying wireless link for inductively powered biomedical implants. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 51, n. 12, p. 2374–2383, Dec 2004. ISSN 1549-8328.

GRACE, N. *FCC Dedicates Spectrum Enabling Medical Body Area Networks*. 2012. (May 24, 2012). <<http://www.fcc.gov/document/fcc-dedicates-spectrum-enabling-medical-body-area-networks>>.

GROVER, F. W. *Inductance calculations: working formulas and tables*. [S.l.]: Courier Corporation, 2004.

HACHISUKA, K. et al. Development and performance analysis of an intra-body communication device. *International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems*, p. 1722–1725, 2003.

HAGA, N. et al. Equivalent Circuit of Intrabody Communication Channels Inducing Conduction Currents inside the Human Body. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, X, n. 1, p. 1–11, 2013.

HAJIMIRI, A.; LIMOTYRAKIS, S.; LEE, T. H. Jitter and phase noise in ring oscillators. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 34, n. 6, p. 790–804, Jun 1999. ISSN 0018-9200.

HANDA, T. et al. A very low-power consumption wireless ECG monitoring system using body as a signal transmission medium. *Proceedings of International Solid State Sensors and Actuators Conference (Transducers '97)*, Ieee, v. 2, p. 1003–1006, 1997.

HANSON, M. A. et al. Body Area Sensor Networks: Challenges and Opportunities. *Computer*, 2009.

HARBERT, T. *FCC Gives Medical Body Area Networks Clean Bill of Health*. 2012. (June 4, 2012). <<http://spectrum.IEEE.org/tech-talk/biomedical/devices/fcc-gives-medical-body-area-networks-clean-bill-of-health>>.

HELLEPUTTE, N. V.; MEMBER, S.; GIELEN, G. A 70 pJ / Pulse Analog Front-End in 130 nm CMOS for UWB Impulse Radio Receivers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 44, n. 7, p. 1862–1871, 2009.

HERNANDEZ-GOMEZ, Y. K. et al. Magnetic human body communication based on double-inductor coupling. In: *IEEE. 2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. [S.l.], 2017. p. 1–6.

HOROWITZ, B. T. *FCC Proposes New Wireless Spectrum for Medical Monitoring*. 2012. (May 18, 2012). <<http://www.eweek.com/c/a/Health-Care-IT/FCC-Proposes-New-Wireless-Spectrum-for-Medical-Monitoring-898301/>>.

HUANG, X. et al. A 915 mhz, ultra-low power 2-tone transceiver with enhanced interference resilience. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 47, n. 12, p. 3197–3207, Dec 2012. ISSN 0018-9200.

HWANG, J. H. et al. EM Simulation and Analysis on the Ground Electrode of Human Body Communication. *Proceeding of the 36th European Microwave Conference*, n. September, p. 1122–1123, 2006.

HWANG, J. H.; KANG, T. W.; KANG, S. W. Measurement results of human body's signal loss with multiple subjects for human body communication. *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Ieee, p. 1666–1669, 2011.

HWANG, J.-H.; PARK, I.-H.; KANG, S.-W. Channel model for human body communication. *IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks*, IEEE, ago. 2008.

HYOUNG, C.-h. et al. Transceiver for Human Body Communication Using Frequency Selective Digital Transmission. *ETRI Journal*, v. 34, n. 2, p. 216–225, 2012.

HYOUNG, C. H. et al. A novel system for intrabody communication: touch-and-play. In: *2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 4 pp.–. ISSN 0271-4302.

ICNIRP. Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 ghz). *Health Phys*, v. 74, n. 4, p. 494–522, 1998.

IEEE-SA. *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks*. 2012. (February 29, 2012). <<http://standards.IEEE.org/findstds/standard/802.15.6-2012.html>>.

JALIL, J.; REAZ, M. B. I.; ALI, M. A. M. Cmos differential ring oscillators: Review of the performance of cmos ros in communication systems. *IEEE Microwave Magazine*, v. 14, n. 5, p. 97–109, July 2013. ISSN 1527-3342.

KESTER, W. Basic dac architectures ii: Binary dacs. *Analog Devices, MT-015 Tutorial, Rev. A, Oct*, 2008.

KIBRET, B. et al. The effect of tissues in galvanic coupling Intrabody Communication. *2013 IEEE Eighth International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing*, Ieee, p. 318–323, abr. 2013.

KIBRET, B. et al. Investigation of galvanic-coupled intrabody communication using the human body circuit model. *IEEE journal of biomedical and health informatics*, v. 18, n. 4, p. 1196–206, jul. 2014. ISSN 2168-2208.

LATRÉ, B. et al. A survey on wireless body area networks. *Wireless Networks*, v. 17, n. 1, p. 1–18, nov. 2010. ISSN 1022-0038.

- LEE, D. G.; SALEM, L. G.; MERCIER, P. P. Narrowband transmitters: Ultralow-power design. *IEEE Microwave Magazine*, v. 16, n. 3, p. 130–142, April 2015. ISSN 1527-3342.
- LEE, H.; CHO, H.; YOO, H. J. A 33 uw/node duty cycle controlled hbc transceiver system for medical ban with 64 sensor nodes. In: *Proceedings of the IEEE 2014 Custom Integrated Circuits Conference*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–8. ISSN 0886-5930.
- LEE, H. et al. A 5.5mw ieee-802.15.6 wireless body-area-network standard transceiver for multichannel electro-acupuncture application. In: *2013 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 452–453. ISSN 0193-6530.
- LEE, J. J. et al. A 60Mb/s Wideband BCC Transceiver with 150pJ/b RX and 31pJ/b TX for Emerging Wearable Applications. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, p. 498–500, 2014.
- LEE, W.-H.; CHO, J.-D.; LEE, S.-D. A high speed and low power phase-frequency detector and charge-pump. In: *IEEE. Design Automation Conference, 1999. Proceedings of the ASP-DAC'99. Asia and South Pacific*. [S.l.], 1999. p. 269–272.
- LI, M. et al. The modeling and simulation of the galvanic coupling intra-body communication via handshake channel. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 17, n. 4, p. 863, 2017.
- LI, M. et al. Characterization of the implantable intra-body communication based on capacitive coupling by transfer function. In: *2016 10th International Conference on Sensing Technology (ICST)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.
- LICHTENBELT, W. D. v. M. et al. Validation of bioelectrical-impedance method to estimate. *The American Journal of Clinical Nutrition*, 1994.
- LIN, Y.-T. et al. A 0.5-V Biomedical System-on-a-Chip for Intrabody Communication System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Ieee, v. 58, n. 2, p. 690–699, 2011.
- LUCEV, Z.; KROIS, I.; CIFREK, M. A Capacitive Intrabody Communication Channel from 100 kHz to 100 MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, p. 1–10, 2012.

MAEKAWA, T. et al. Design of cmos inverter-based output buffers adapting the cherry-hooper broadbanding technique. In: *2009 European Conference on Circuit Theory and Design*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 511–514.

MATIN, M. A. *Ultra Wideband Communications: Novel Trends: System, Architecture and Implementation*. [S.l.]: InTech, 2011. 114 p.

MATSUSHITA, N. et al. Wearable key: Device for personalizing nearby environment. In: *Proceedings of the 4th IEEE International Symposium on Wearable Computers*. Washington, DC, USA: IEEE Computer Society, 2000. (ISWC '00), p. 119–. ISBN 0-7695-0795-6. <<http://dl.acm.org/citation.cfm?id=851037.856526>>.

MCHENRY, D. R. M. A.; MATHESON, R. J. *Electronic Noise Is Drowning Out the Internet of Things*. 2015. (August 18, 2015). <<http://spectrum.ieee.org/telecom/wireless/electronic-noise-is-drowning-out-the-internet-of-things>>.

MEARIAN, L. *'Body Area Networks' should free hospital bandwidth, untether patients*. 2012. (june 4, 2012). <<http://www.computerworld.com/article/2503882/healthcare-it/-body-area-networks-should-free-hospital-bandwidth-untether-patients.html>>.

MESGARZADEH, B.; ALVANDPOUR, A. A study of injection locking in ring oscillators. In: *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 5465–5468 Vol. 6. ISSN 0271-4302.

MINHAD, K. N.; REAZ, M. B. I.; ALI, S. H. M. Investigating phase detectors: Advances in mature and emerging phase-frequency and time-to-digital detectors in phase-locked looped systems. *IEEE Microwave Magazine*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 16, n. 11, p. 56–78, 2015.

MITCHESON, B. P. D. et al. Energy Harvesting from Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices. *Proceeding of the IEEE*, v. 96, n. 9, p. 1457–1486, 2008.

MOVASSAGHI, S.; ABOLHASAN, M.; LIPMAN, J. Wireless Body Area Networks: A Survey. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, p. 1–29, 2013.

- MURAMATSU, D. et al. Effect of user's posture and device's position on human body communication with multiple devices. In: IEEE. *Electronic Packaging and iMAPS All Asia Conference (ICEP-IACC), 2015 International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 124–127.
- NAVID, R.; LEE, T. H.; DUTTON, R. W. Minimum achievable phase noise of rc oscillators. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 40, n. 3, p. 630–637, March 2005. ISSN 0018-9200.
- NISHIYAMA, H.; NAKAMURA, M. Form and capacitance of parallel-plate capacitors. *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology: Part A*, v. 17, n. 3, p. 477–484, 1994. ISSN 10709886.
- ODYNIEC, M. *RF and microwave oscillator design*. [S.l.]: Artech House, 2002.
- OGASAWARA, T. et al. A circuit parameter identification of personal area networks under the magnetic coupling. In: IEEE. *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1–2.
- OGASAWARA, T. et al. Human body communication based on magnetic coupling. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 62, n. 2, p. 804–813, 2014.
- OKADA, K.; SEKINO, T. *Impedance Measurement Handbook: A Guide to Measurement Technology and Techniques*. [S.l.], 2003.
- OTIS, B.; CHEE, Y. H.; RABAEY, J. A 400 μ w-rx, 1.6mw-tx super-regenerative transceiver for wireless sensor networks. In: *ISSCC. 2005 IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference, 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 396–606 Vol. 1. ISSN 0193-6530.
- PANDEY, J.; OTIS, B. P. A sub-100 μ w mics/ism band transmitter based on injection-locking and frequency multiplication. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 46, n. 5, p. 1049–1058, May 2011. ISSN 0018-9200.
- PANDEY, J.; SHI, J.; OTIS, B. A 120 μ W MICS/ISM-Band FSK Receiver with a 44 μ W Low-Power Mode Based on Injection-Locking and 9x Frequency Multiplication. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, v. 61, n. 10, p. 2010–2012, 2011.

PARADISO, J. A.; STARNER, T. Energy Scavenging for Mobile and Wireless Eletronics. *IEEE Pervasive Computing*, 2005.

PARK, J.; GARUDADRI, H.; MERCIER, P. P. Channel modeling of miniaturized battery-powered capacitive human body communication systems. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, IEEE, v. 64, n. 2, p. 452–462, 2017.

PARK, J.; MERCIER, P. P. Magnetic human body communication. In: IEEE. *Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2015 37th Annual International Conference of the IEEE*. [S.l.], 2015. p. 1841–1844.

PATEL, M.; WANG, J. Applications, challenges, and prospective in emerging body area networking technologies. *IEEE Wireless Communications*, n. February, p. 80–88, 2010.

PHAM, T. et al. Quantitative Analysis of Measurements on Human Body Channel for Body Area Network. *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, p. 2–5, 2010.

PLETCHER, N. M.; GAMBINI, S.; RABAEY, J. A 52 μ W wake-up receiver with -72 dBm sensitivity using an uncertain-if architecture. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 44, n. 1, p. 269–280, Jan 2009. ISSN 0018-9200.

PUN, S. H. et al. Quasi-static modeling of human limb for intra-body communications with experiments. *IEEE transactions on information technology in biomedicine : a publication of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, v. 15, n. 6, p. 870–6, nov. 2011. ISSN 1558-0032.

RAZAVI, B. A study of phase noise in cmos oscillators. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 31, n. 3, p. 331–343, Mar 1996. ISSN 0018-9200.

RAZAVI, B. A study of injection locking and pulling in oscillators. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 39, n. 9, p. 1415–1424, Sept 2004. ISSN 0018-9200.

RUIZ, J. A.; SHIMAMOTO, S. Experimental Evaluation of Body Channel Response and Digital Modulation Schemes for Intra-body Communications. *Communications, 2006. ICC '06. IEEE International Conference on*, p. 349–354, 2006.

- SAKAI, J. et al. Balun's effect on the measurement of transmission characteristics for intrabody communication channel. *2013 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, Ieee, p. 1–3, dez. 2013.
- SASAKI, A.-i. et al. Signal-to-Noise Ratio Analysis of a Noisy-Channel Model for a Capacitively Coupled Personal Area Network. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 61, n. 1, p. 390–402, jan. 2013. ISSN 0018-926X.
- SASAKI, A.-i. et al. Modeling of Human-body Near-field Communication and Evaluation of Communication Quality. *NTT Technical Review*, v. 8, n. 3, p. 1–6, 2010.
- SCHENK, T. et al. Experimental characterization of the body-coupled communications channel. *2008 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*, p. 234–239, 2008.
- SEYEDI, M. et al. A survey on intrabody communications for body area network applications. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, IEEE, v. 60, n. 8, p. 2067–2079, 2013.
- SHINAGAWA, M. et al. A near-field-sensing transceiver for intrabody communication based on the electrooptic effect. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 53, n. 6, p. 1533–1538, Dec 2004. ISSN 0018-9456.
- SONG, K. et al. A 20 μ w contact impedance sensor for wireless body-area-network transceiver. In: *2011 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4. ISSN 0886-5930.
- SONG, S. J. et al. A 0.9v 2.6mw body-coupled scalable phy transceiver for body sensor applications. In: *2007 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 366–609. ISSN 0193-6530.
- SONG, S.-j.; CHO, N.; YOO, H.-j. A 0.2-mW 2-Mb / s Digital Transceiver Based on Wideband Signaling for Human Body. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 42, n. 9, p. 2021–2033, 2007.
- TSOU, Y. L. et al. Integrated biosensing platform based on a 1.74-mw-90-dbm sensitivity dual-mode-operation receiver for IEEE 802.15.6 human body communication standard. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 15, n. 6, p. 3317–3327, 2015.

WAKEFIELD, J. *One wi-fi hotspot for every 150 people, says study*. 2014. (November 03, 2014). <<http://www.bbc.com/news/technology-29726632>>.

WANG, C. S.; CHU, K. D.; WANG, C. K. A 0.13 μm cmos 2.5gb/s fsk demodulator using injection-locked technique. In: *2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 563–566. ISSN 1529-2517.

WANG, J.; NISHIKAWA, Y.; SHIBATA, T. Analysis of On-Body Transmission Mechanism and Characteristic Based on an Electromagnetic Field Approach. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 57, n. 10, p. 2464–2470, out. 2009. ISSN 0018-9480.

WANG, W.-c. et al. Experimental Studies on Human Body Communication Characteristics based upon Capacitive Coupling. *International Conference on Body Sensor Networks*, 2011.

WEGMUELLER, M. S. et al. Implant Communications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 58, n. 8, p. 2618–2625, 2009.

WEGMUELLER, M. S. et al. An Attempt to Model the Human Body as a Communication Channel. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 54, n. 10, p. 1851–1857, 2007.

WEGMUELLER, M. S. et al. Signal Transmission by Galvanic Coupling Through the Human Body. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 59, n. 4, p. 963–969, 2010.

WILSON, W.; CHEN, T.; SELBY, R. A current-starved inverter-based differential amplifier design for ultra-low power applications. In: *IEEE. Circuits and Systems (LASCAS), 2013 IEEE Fourth Latin American Symposium on*. [S.l.], 2013. p. 1–4.

WONG, A. C. W. et al. A 1 V Wireless Transceiver for an Ultra-Low-Power SoC for Biotelemetry Applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 43, n. 7, p. 1511–1521, jul. 2008. ISSN 0018-9200.

XU, R. et al. Equation Environment Coupling and Interference on the Electric-Field Intrabody Communication Channel. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 59, n. 7, p. 2051–2059, 2012.

XU, R. et al. Characterization and Analysis of Intra-body Communication Channel. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, p. 8–11, 2009.

XU, R.; ZHU, H.; YUAN, J. Electric-Field Intrabody Communication Channel Modeling With Finite-Element Method. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 58, n. 3, p. 705–712, 2011.

YAN, L. et al. A 3.9 mw 25-electrode reconfigured sensor for wearable cardiac monitoring system. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 46, n. 1, p. 353–364, Jan 2011. ISSN 0018-9200.

YAZDANDOOST, K. Y.; SAYRAFIAN-POUR, K. Channel Model for Body Area Network (BAN). *IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks*, IEEE, abr. 2009.

YE, R. F.; HORNG, T. S.; WU, J. M. Highly sensitive and low power injection-locked fsk receiver for short-range wireless applications. In: *2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 377–380. ISSN 1529-2517.

ZEDONG, N. et al. An investigation on dynamic human body communication channel characteristics at 45 mhz in different surrounding environments. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, v. 13, p. 309–312, 2014.

ZGAREN, M.; SAWAN, M. Frequency-to-amplitude converter based fsk receiver for ultra-low power transceivers. In: *2014 IEEE 12th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 329–332.

ZHANG, F. et al. A Batteryless 19 μ W MICS/ISM-Band Energy Harvesting Body Area Sensor Node SoC. *International Solid-State Circuits Conference*, v. 46, n. 1, p. 288–289, 2012.

ZIMMERMAN, T. G. Personal Area Networks (PAN): Near-Field Intra-Body Communication. *Master Thesis*, 1995.

APÊNDICE A - *De-embedding* usando parâmetros T

O procedimento de *de-embedding* é um dos métodos de correção de medições feito pós-medição. Dado um sistema em cascata como na Figura 152, onde A e B são, por exemplo, estruturas de medição e o DUT é o dispositivo a ser medido, se as matrizes de transmissão T_{medido} , T_A e T_B forem obtidas, é possível aplicar o produto de matrizes na equação A.1 (válido apenas para matrizes T) para descobrir a resposta do DUT sem os efeitos das estruturas A e B. Lembrando que $[T_A]^{-1}$ é a matriz inversa de $[T_A]$, e que $[T_A]^{-1}[T_A] = [I]$. Onde $[I]$ é a matriz identidade e $[I][X] = [X][I] = [X]$. As matrizes A.2 e A.3 são usadas para conversão entre matrizes espalhamento S e as matrizes de transmissão T .

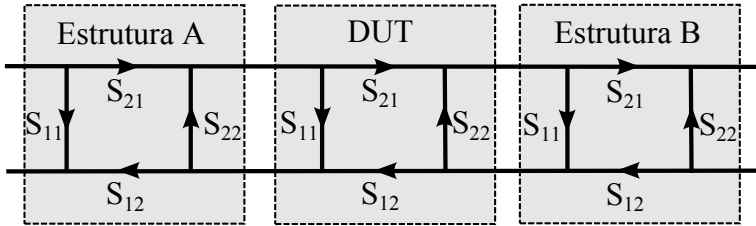


Figura 152 – Diagrama de fluxo de sinal para as estruturas de medição e o DUT.

$$[T_{medido}] = [T_A][T_{DUT}][T_B]$$

$$[T_{DUT}] = [T_A]^{-1}[T_A][T_{DUT}][T_B][T_B]^{-1} \quad (A.1)$$

$$[T_{DUT}] = [T_A]^{-1}[T_{medido}][T_B]^{-1}$$

$$[T] = \begin{bmatrix} S_{21} - \frac{S_{22}S_{11}}{S_{12}} & \frac{S_{22}}{S_{12}} \\ -\frac{S_{11}}{S_{12}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (A.2)$$

$$[S] \begin{bmatrix} -\frac{T_{21}}{T_{22}} & \frac{1}{T_{22}} \\ T_{11} - \frac{T_{12}T_{21}}{T_{22}} & \frac{T_{12}}{T_{22}} \end{bmatrix} \quad (A.3)$$

APÊNDICE B – Estimativa de C_r

A equação clássica para capacitores de placas paralelas é baseada na aproximação de que os campos entre as placas é quase completamente perpendicular e uniforme e os campos nas bordas é desprezível. Isto não ocorre quando a distância entre as placas é comparável ou maior do que a largura delas. Para estes casos, é possível usar aproximações experimentais ou simulações. Em (NISHIYAMA; NAKAMURA, 1994) é apresentada a equação B.1 para capacitores quadrados de placas paralelas, onde C_{SN} é a aproximação da forma normalizada da capacitância obtida de simulações usando BEM (*Boundary Element Method*), C_{S0} é a aproximação clássica para capacitores de placas paralelas, e b é a razão entre a distância, d , entre as placas e a largura, L , das mesmas.

$$\begin{aligned}
 C_S &= C_{SN}(b)C_{S0} = C_{SN}\left(\frac{d}{L}\right)\frac{\epsilon_r\epsilon_0L^2}{d} \\
 C_{SN} &= 1 + 2,343b^{0,891} \text{ para } 0,1 < b < 1 \\
 C_{SN} &= 1 + 2,343b^{0,992} \text{ para } 1 < b < 10
 \end{aligned}
 \tag{B.1}$$

Esta equação permite obter a capacitância entre placas de tamanhos iguais. Contudo, precisa-se obter a capacitância para os eletrodos de comprimento L a uma distância $d = h$ de um plano infinito. Para isso, basta considerar que o plano de terra forma uma capacitância imagem para distância $d = -h$ da placa. Assim, a capacitância obtida com o método acima para $d = 2h$, é metade da capacitância C_r que deseja-se calcular.

APÊNDICE C - Leiaute do transceptor

O leiaute do transmissor é apresentado na Figura 153. A maior parte da área ocupada deve-se aos registradores de deslocamento, DAC e osciladores. Nestes últimos, devido aos componentes passivos principalmente. A tensão de alimentação do VCO foi separada dos demais blocos do transmissor no leiaute final para reduzir o ruído induzido, possuindo um pino dedicado. O mesmo foi feito para o ILO no receptor, cujo leiaute completo, incluindo os blocos de medição, como o multiplexador e os *buffers*, é apresentado na Figura 154. O topo do chip para um *die* de 1500 um x 1500 um é mostrado na Figura 155 e, além do transceptor, inclui o roteamento entre os blocos compartilhados e os *pads*, 27 destes com proteções ESD a serem utilizados pelo transceptor. O posicionamento no topo foi feito para facilitar o roteamento para os pads e entre os blocos de uso comum (registradores de deslocamento e demultiplexador). As dimensões aproximadas dos blocos são listadas na Tabela 15. A área total do transceptor, incluindo blocos de medição e controle, é 0,079 mm².

Tabela 15 – Área dos blocos do transceptor.

Bloco	Dimensões ($\mu\text{m} \times \mu\text{m}$)
Transmissor	142 x 247
Receptor	143 x 272
DEMUX	43 x 18
SIPO	73 x 64

Figura 153 – Leiaute do transmissor.

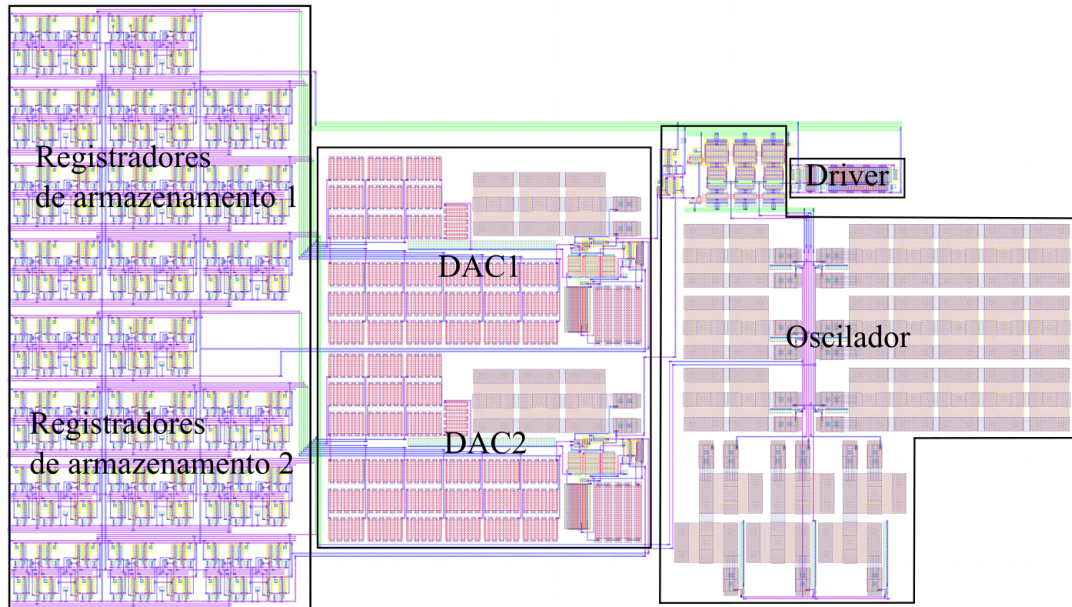


Figura 154 – Leiaute do receptor.

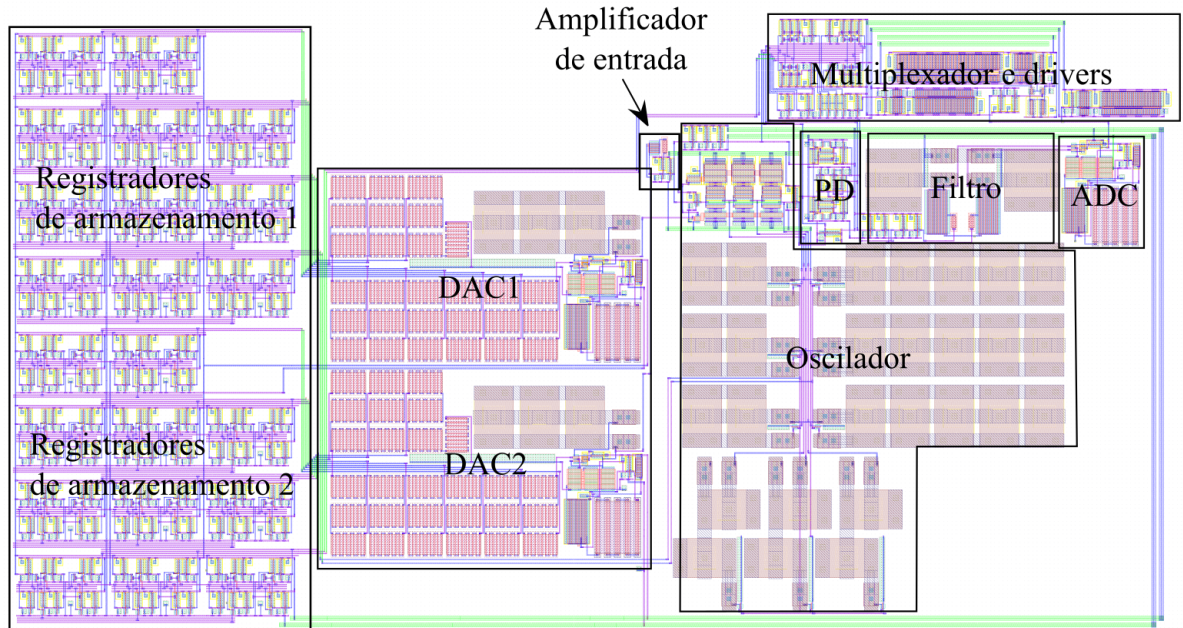
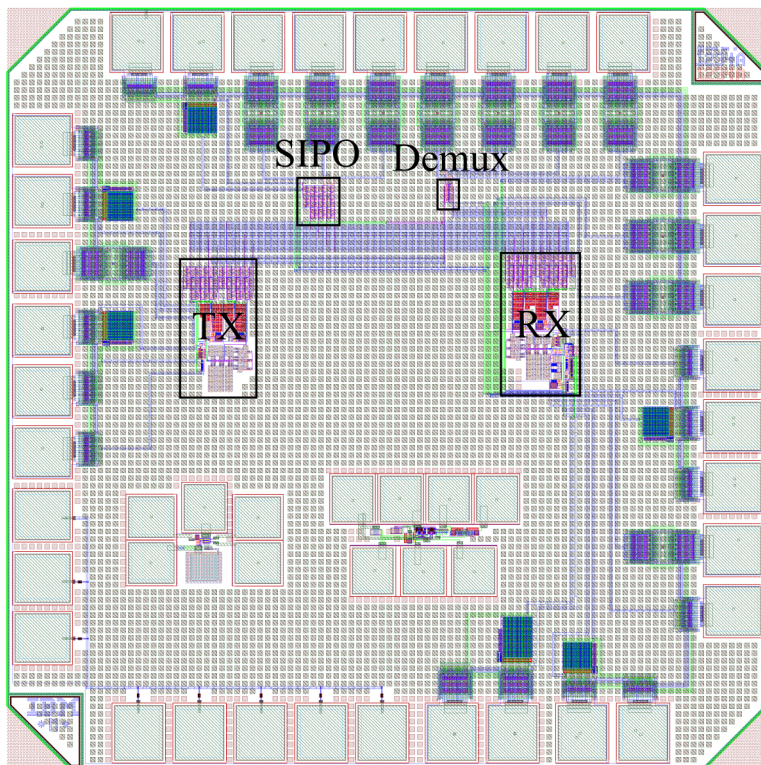


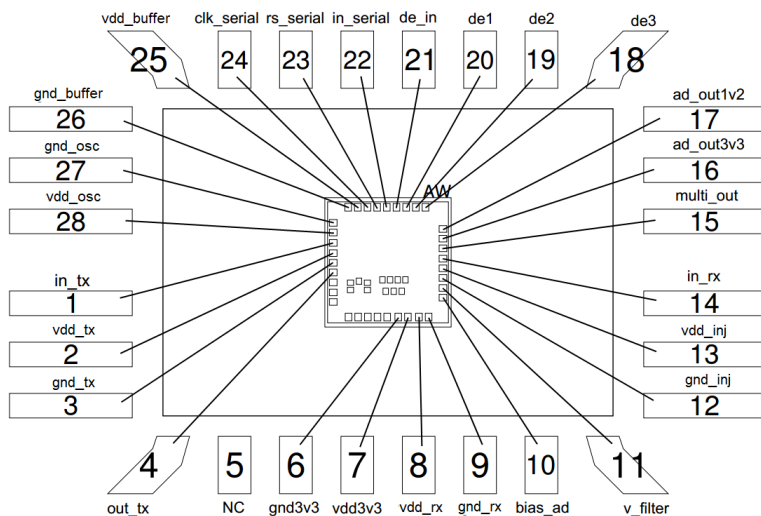
Figura 155 – Leiaute completo do chip.



APÊNDICE D - Pinagem do CI e configurações externas

A Figura 156 apresenta o diagrama de conexões entre a *die* e os pinos do encapsulamento. Os pinos do circuito integrado e as configurações dos blocos de controle são descritos a seguir.

Figura 156 – Diagrama de conexões do *die* e encapsulamento.



D.1 DESCRIÇÃO DOS PINOS

Todos os pinos operam com tensão de 1,2 V, exceto quando mencionado de outra forma.

1 - **in_tx** (entrada digital): entrada de banda base do transmissor.

2 - **vdd_tx** (alimentação): alimentação para o *driver*.

3 - **gnd_tx** (alimentação): terra para o *driver*.

4 - **out_tx** (saída analógica): saída para o transmissor.

5 - **NC**: não conectado.

6 - **gnd3v3** (alimentação): terra da saída de 3,3V do ADC do receptor.

7 - **vdd3v3** (alimentação): alimentação para a saída de 3,3 V do ADC do receptor.

8 - **vdd_rx** (alimentação): alimentação para os seguintes blocos do RX: PD, filtro e ADC.

9 - **gnd_rx** (alimentação): terra para os seguintes blocos do RX: PD, filtro e ADC.

10 - **bias_ad** (alimentação): alimentação externa para o comparador do ADC.

11 - **v_filter** (entrada digital/analógica): controle da chave do filtro.

12 - **gnd_inj** (alimentação): terra para a alimentação do amplificador e ILO no receptor.

13 - **vdd_inj** (alimentação): alimentação para o amplificador e ILO no receptor.

14 - **in_rx** (entrada analógica): entrada do receptor.

15 - **multi_out** (saída analógica/digital): saída do buffer de medição do receptor.

16 - **ad_out3v3** (saída analógica/digital): saída de 3,3 V do ADC do receptor.

17 - **ad_out1v2** (saída analógica/digital): saída de 1,2 V do ADC do receptor.

18 - **de3** (entrada digital): entrada do multiplexador (MSB - *Most Significant Bit*).

19 - **de2** (entrada digital): entrada do multiplexador.

20 - **de1** (entrada digital): entrada do multiplexador (LSB).

21 - **de_in** (entrada digital): entrada de dados do multiplexador.

22 - **in_serial** (entrada digital): entrada serial de dados para os registradores de deslocamento (conversor serial-paralelo).

23 - **rs_serial** (entrada digital): reset para os registradores de deslocamento.

24 - **clk_serial** (entrada digital): entrada de *clock* para os registradores de deslocamento.

25 - **vdd_buffers** (alimentação): alimentação para os seguintes blocos: multiplexador e *buffers* de medição, registradores de deslocamento e demultiplexador.

26 - **gnd_buffers** (alimentação): terra para os seguintes blocos: multiplexador e *buffers* de medição, registradores de deslocamento e demultiplexador.

27 - **gnd_osc** (alimentação): alimentação para o VCO do transmissor.

28 - **vdd_osc** (alimentação): terra para o VCO do transmissor.

D.2 CONFIGURAÇÃO DO DEMULTIPLEXADOR

Os bits de entrada do demultiplexador são configurados da seguinte maneira (de3,de2,de1 onde de3 é o MSB):

- 000: acesso ao *enable* dos registradores no DAC1 do transmissor (VCO).
- 001: acesso ao *enable* dos registradores no DAC2 do transmissor(VCO).
- 010: acesso ao *reset* para DAC1 e DAC2 do transmissor.
- 011: acesso ao *enable* dos registradores no DAC1 do receptor (ILO).
- 100: acesso ao *enable* dos registradores no DAC2 do receptor (Amp).
- 101: acesso ao *reset* para DAC1 e DAC2 no receptor.
- 110: *idle*.
- 111: *idle*.

D.3 CONFIGURAÇÃO DA ENTRADA SERIAL

A sequência na entrada serial para configuração dos DAC, banco de capacitores no VCO e ILO ou do multiplexador de medição deve ter 11 bits configurados da seguinte maneira: os 9 primeiros bits (começando pelo MSB) configuram os DAC e os 2 últimos (começando pelo MSB) configuram os bancos de capacitores (para os registradores dos DAC1 e DAC2 no transmissor e DAC1 no receptor) ou o multiplexador de medição (para os registradores do DAC2 no receptor). As configurações dos bits dos DAC e banco de capacitores seguem a descrição da operação destes circuitos, descritas nas seções 5.3.3 e 5.3.1.1, respectivamente.

D.4 CONFIGURAÇÃO DO MULTIPLEXADOR

O bits do multiplexador de medição são configurados da seguinte maneira (m1,m0 onde m1 é o MSB)

- 00: envia para a saída de medição o sinal Q2 do PD.
- 01: envia para a saída de medição o sinal Q1 do PD.
- 10: envia para a saída de medição o sinal In2 do PD.
- 11: envia para a saída de medição o sinal In1 do PD.

APÊNDICE E - Placa de testes

Figura 157 – Diagrama elétrico da placa de testes para o CI do transceptor.

