



UNICAMP

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA**

TIAGO DE MORAES MACHADO

**PULSOS DE EXCITAÇÕES CODIFICADA E CONVENCIONAL NA
FORMAÇÃO DE SINAIS ULTRASSÔNICOS NO CONTEXTO
MÉDICO : UM ESTUDO COMPARATIVO**

***CODED EXCITATION AND CONVENTIONAL PULSES ON THE
FORMATION OF ULTRASONIC SIGNALS WITHIN THE
MEDICAL CONTEXT : A COMPARATIVE STUDY***

**CAMPINAS, SP – BRASIL.
2017**



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA

TIAGO DE MORAES MACHADO

**PULSOS DE EXCITAÇÕES CODIFICADA E CONVENCIONAL NA
FORMAÇÃO DE SINAIS ULTRASSÔNICOS NO CONTEXTO
MÉDICO : UM ESTUDO COMPARATIVO**

***CODED EXCITATION AND CONVENTIONAL PULSES ON THE
FORMATION OF ULTRASONIC SIGNALS WITHIN THE
MEDICAL CONTEXT : A COMPARATIVE STUDY***

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Tavares Costa

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação *Stricto Sensu* da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.
Área de concentração: **Engenharia Biomédica**.

Advisor: *Prof. Eduardo Tavares Costa, Ph.D.*

*Dissertation presented to the Graduate College Programme at the School of Electrical and Computer Engineering of the University of Campinas in partial fulfilment of the requirements for the degree of **Master of Science in Electrical Engineering**, major in **Biomedical Engineering**.*

O arquivo digital corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Tiago de Moraes Machado e orientada pelo Prof. Dr. Eduardo Tavares Costa.

CAMPINAS, SP – BRASIL.
2017

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6994-2181>

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

M18p Machado, Tiago de Moraes, 1980-
Pulsos de excitações codificada e convencional na formação de sinais ultrassônicos no contexto médico : um estudo comparativo / Tiago de Moraes Machado. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: Eduardo Tavares Costa.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Ultrassom. 2. Modulação de pulso codificado. 3. Modulação de frequência de pulso. 4. Filtros (Matemática). 5. Modelagem matemática e simulação. I. Costa, Eduardo Tavares, 1956-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Coded excitation and conventional pulses on the formation of ultrasonic signals within the medical context : a comparative study

Palavras-chave em inglês:

Ultrasonics in medicine

Modulation

Pulse compression radar

Filters (Mathematics)

Mathematical modeling and computation

Área de concentração: Engenharia Biomédica

Títuloção: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Eduardo Tavares Costa [Orientador]

Antonio Adilton Oliveira Carneiro

Leonardo Abdala Elias

Data de defesa: 11-09-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO - COMISSÃO JULGADORA

Candidato: Tiago de Moraes Machado.

Data de defesa: 11 de setembro de 2017.

Título da dissertação: Pulsos de excitações codificada e convencional na formação de sinais ultrassônicos no contexto médico: um estudo comparativo.

Prof. Eduardo Tavares Costa, Ph.D. (Presidente, DEB/FEEC/UNICAMP)

Prof. Antonio Adilton Oliveira Carneiro, D.Sc. (DFM/FFCLRP/USP)

Prof. Leonardo Abdala Elias, D.Sc. (DEB/FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho inicialmente a todos os meus familiares, sem exceção, especialmente a meus pais, Cida e Paulo, irmãos, Felipe e Carla, à querida sobrinha e afilhada Aimê, e ao querido sobrinho Benício, com o intuito de fazê-los acreditar, mesmo que através de um simples trabalho como esse, de pesquisa em nível de mestrado, na centelha de que nossos objetivos podem ser atingidos, ainda que isso signifique renúncias de todo o tipo, e, principalmente, para dizer que não existe tempo certo ou idade certa para realizarmos algo em nossas vidas. Não importa as dificuldades enfrentadas ou o que tenha acontecido no passado. Isso tem pouco valor. A vida continua. Não devemos olhar no retrovisor. O que precisamos é ter pulso firme, tomar decisões, executar as ações necessárias, assumir todas nossas responsabilidades e pagar o preço associado dos acertos e erros cometidos no caminho de se atingir um objetivo traçado. Se nos foi concedido a dádiva da vida, que a mesma seja utilizada, enquanto estivermos por aqui, na nossa breve passagem por esse mundo, para produzir e oferecer algo honesto, sincero e de valor para outras pessoas.

Adicionalmente, dedico este trabalho a você leitor, para que a sua verdadeira função possa ser cumprida, que não é, em absoluto, a de servir apenas para o meu crescimento intelectual, ou ainda para demonstrar algum tipo de conhecimento científico por mim adquirido, mas sim, a de poder humildemente e honestamente tentar contribuir de algum modo, e sem demagogia, para a nossa sociedade: seja no auxílio, em qualquer nível, à formação de novos estudantes, no desenvolvimento de novas tecnologias, no compartilhamento de novas ideias e/ou na disseminação de um conhecimento.

A vocês dedico!

T.M.M.

AGRADECIMENTOS

Curioso, não? Enquanto você lê essas primeiras linhas, elas na verdade me custaram as últimas que escrevi. Penso que deve ser porque nenhum trabalho tem início ou fim sem a ajuda de outras pessoas. E bem, há muitos eu devo agradecer, sem dúvida!

Eu, particularmente, considero que não existe sucesso – ou a busca de tal – no Planeta Terra, e sim na simples definição e cumprimento de objetivos. Preciso dizer, entretanto, que a verdade é que há mais pessoas que desistem do que fracassam nessa vida. Eu me considero pertencente ao grupo daquelas que nunca desistem. Se algo é importante e faz sentido para nós, a decisão deve ser de não “arregar” ou sucumbir diante de dificuldades e/ou sequer buscar a aprovação dos outros. Acredito na postura de não desistir nunca e de seguir em frente até acontecer. Qualquer caminho escolhido será difícil. Portanto, não devemos recuar ante qualquer pretexto. Porém, outra verdade seja dita, ninguém faz nada sozinho.

Sob o pretenso erro de possivelmente esquecer-me de alguém, não vou me omitir. Não seria justo com aqueles que acompanharam minha jornada de perto, ou, principalmente com aqueles que tiveram participação fundamental e me apoiaram, me ajudando a transpor momentos de relevante dificuldade. Por isso, penso que devo agradecer citando o nome, de preferência completo, em respeito primeiramente à essas pessoas, porque afinal de contas são únicas, para que saibam que sua participação foi importante para mim. Além disso, serve também para que futuros leitores em potencial desse trabalho tenham a perfeita noção de quais eram as principais pessoas que estiveram ao meu lado nessa jornada. Ainda assim, se eu tiver me esquecido de alguém, ou se seu nome não aparece aqui, mas você entendia que eu deveria ter te mencionado, antecipadamente já te peço perdão, e que você possa perdoar.

Agradeço primeiramente a Deus, ao Deus vivo e criador desse mundo, e não esse, morto, pregado pelas mais diversas denominações religiosas. Essa distinção é muito importante para mim. Eu não sigo religião nenhuma, mas acredito em Deus e em Jesus Cristo. Assim, eu falo de um Deus único e verdadeiro, que se manifesta e atua quando há um pedido sincero e um alinhamento entre pensamentos e ações. Agradeço a você, meu Pai Celeste e Supremo, pela oportunidade que tive de poder concluir esse trabalho em meio as grandes dificuldades e obstáculos que enfrentei, pelas crenças limitantes que tive e que ainda tenho e luto para superar, e pelos grandes ensinamentos que desfrutei e que ainda desfruto nesse processo. Muito obrigado, Senhor!

Agradeço imensamente aos meus pais, Maria Aparecida de Moraes Machado e Paulo Tadeu Machado. Sou incapaz de dimensionar todos os sacrifícios e renúncias que fizeram em suas vidas para que eu – e meus irmãos – pudéssemos estudar. Aqui, qualquer tentativa de agradecimento ou palavras que eu tente colocar nunca serão suficientes para externar um sentimento. Eu jamais conseguirei expressar minha gratidão por tudo que fizeram e ainda fazem por mim. Com efeito, prefiro simplificar. Muito obrigado por sempre me apoiar, mesmo que ou na maioria das vezes, não entendendo os motivos pelas quais eu tomei ou ainda tomo minhas decisões. Muito obrigado, minha Mãe! Muito obrigado, meu Pai!

Estou longe de ser um aluno brilhante. Contudo, acredito e confio no valor da dedicação ao trabalho. Nessa perspectiva, se eu pudesse traçar uma linha do tempo, eu posso afirmar que a história desse trabalho de mestrado remonta há praticamente 20

anos atrás, quando decidi que pagaria o preço necessário para poder ter minha formação educacional, de nível superior, em instituições consideradas de primeira linha no Brasil. Depois de muito empenho, minha vida acadêmica começou na vibrante cidade de São Carlos, minha segunda casa, no interior do Estado de São Paulo, na Universidade Federal de São Carlos (UFSCar). Se esse evento não tivesse acontecido, provavelmente esse mestrado jamais teria acontecido em minha vida.

Assim, quero manifestar meus agradecimentos aos meus professores do Departamento de Física (DF) da UFSCar, principalmente à Profa. Dra. Ducinei Garcia, ao Prof. Dr. Antônio Lima Santos, Prof. Dr. Gilmar Eugenio Marques e Prof. Dr. Paulo Daniel Emmel pelas valiosas cartas de recomendação que tanto me ajudaram no processo de ingresso ao Programa de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da UNICAMP, quando naquela oportunidade, expressei meu desejo de continuar minha formação acadêmico-científica-profissional na área de Engenharia Biomédica. Muito obrigado, professores!

Faço agradecimentos muito especiais ao meu orientador, Prof. Dr. Eduardo Tavares Costa, pela ótima recepção que tive, pela oportunidade de aprender e trabalhar ao seu lado, por me apresentar o interessante campo de pesquisas e aplicações de engenharia por ultrassom na área médica. Agradeço pela amizade, pela gigantesca paciência e toda confiança depositada em mim. Agradeço ainda pelo fantástico relacionamento que construímos ao longo desses anos, pela afinidade de postura e atitudes, raras nos dias de hoje, pois essa é a minha percepção. Agradeço por perceber minhas limitações enquanto estudante, pelos “puxões de orelha”, por compartilhar um pouco de sua extensa vivência internacional, por sempre me estimular de alguma forma a continuar e sempre me apoiar nas minhas decisões. Mais importante, agradeço pela extrema paciência de entender os motivos pelos quais retardei minha defesa em praticamente seis ou sete anos. Outro agradecimento importante para mim é que, sem saber, ao me receber como seu aluno, permitiu-me realizar o sonho de ter parte de minha formação aqui na UNICAMP, e poder estudar em uma das consideradas melhores universidades, não só do Brasil, mas também da América Latina, algo que sempre tive como objetivo, quando ainda era um mero estudante de curso técnico. Sem palavras Prof. Eduardo, o meu muito obrigado por tudo!

Agradeço a todos os colegas e demais professores do Departamento de Engenharia Biomédica (DEB-FEEC-UNICAMP), com destaque para o Prof. Dr. José Wilson Magalhães Bassani, pela postura direta e correta, pelo senso de humor único, por compartilhar seu vasto conhecimento sobre Engenharia Biomédica, e de como se fazer e conduzir pesquisa relevante e de qualidade. Agradeço também a Profa. Dra. Vera Lúcia da Silveira Nantes Button e ao Prof. Dr. Antônio Augusto Fasolo Quevedo pelas críticas e sugestões recebidas na ocasião de minha qualificação. Aos outros professores, Dr. Sérgio Santos Mühlen, Dr. Saide Jorge Calil e Dra. Rosana Almada Bassani, agradeço também por terem colaborado de alguma forma com minha formação.

Aos meus amigos, contemporâneos de FEEC, Johannes Dantas de Medeiros Jr., Diego Pereira Rodrigues, Clarissa Fernanda Correia Lima Loureiro, Davi Anders Brasil, Eduardo Cavalcanti Magalhães e Anna Luiza Metidieri Cruz Malthez, agradeço pelos inesquecíveis tempos de “bitolódromo” e de “bandeco” no Restaurante Universitário (famoso “bandejão”), por dividir momentos de alegria e descontração, de seriedade, de respeito e cordialidade mútua. Muito obrigado, pessoal!

Agradeço aos meus irmãos, Felipe de Moraes Machado e Carla de Moraes Machado, simplesmente porque sei que não é fácil ter alguém como eu como irmão. A você Felipe, agradeço pela ajuda no suporte que me proporcionou para que eu pudesse

ter me mudado para São Carlos quando a situação em casa não era das melhores, quando inclusive, naquela ocasião, eu havia pedido, na época, demissão de meu trabalho para buscar esse objetivo de cursar uma universidade. Eu sempre tive a leitura da situação, embora nunca tivéssemos conversado a respeito. Muito obrigado por ter assumido muitas vezes o papel de irmão mais velho que me cabia. Jamais me esquecerei disso. Muito obrigado a vocês dois, meus irmãos!

Agradeço aos meus avós maternos, José Coelho de Lima (*in memoriam*) e Maria de Lourdes Moraes (*in memoriam*), que vivos eram quando iniciei essa jornada do mestrado, e que apesar de dizerem que eu já tinha estudado demais, em sua simplicidade, sempre tentaram me apoiar. Muito obrigado Vô e Vó!

Agradeço ao meu primo, Leonildo Aparecido Reis Machado, pelo exemplo de pessoa que é, pelas conversas de incentivo e apoio durante esses anos, por talvez ser uma das poucas pessoas de minha família que de algum modo compreende a maneira franca pela qual me expresse. Muito obrigado, primo!

Agradeço ao Instituto de Pesquisas Eldorado, na pessoa do Haroldo José Onisto, por ter permitido, dentro de suas possibilidades que eu conciliasse a pesquisa acadêmica do meu mestrado com o trabalho aplicado em engenharia quando me juntei à empresa e ao time *Model-driven Engineering Design Group*. Assim, agradeço a você pela oportunidade de poder ter colocado em prática os conhecimentos que adquiri nos anos iniciais do mestrado, anteriores à minha chegada ao Eldorado, de ter trabalhado em projetos tão relevantes, complexos e desafiadores na área de Engenharia Médica, como foi o de desenvolvimento, até o momento, por exemplo, da primeira e única Plataforma Modular de Aquisição de Imagens Médicas por Ultrassom em tempo real para fins de pesquisas na área médica, com tecnologia 100% brasileira. Como efeito colateral desse projeto, agradeço ainda por ter proporcionado minha primeira experiência profissional internacional, algo que sempre quis e lutei para que acontecesse. O agradecimento se estende também a outros projetos em que atuei e ainda atuo, no presente momento em que escrevo esses agradecimentos, na também nada trivial área de imagens médicas 3D para um grande *player* mundial da indústria médica. Muito obrigado!

Agradeço aos amigos e colegas que fiz no Instituto Eldorado, particularmente ao Ramon Cravo Fernandes, Rodrigo Giroto Borges, Matheus de Oliveira Corrêa, ao argentino Santiago Rodriguez, aos colombianos, Julián Alberto Herrera, Cesar Giovanni Chaves Arroyave e Jairo Güiza Argüello, e à peruana Gabriela del Pilar Mamani Cisneros, por terem aguentado com bom humor, penso eu, essa saga *ad infinitum* de fechamento dessa dissertação. Muito obrigado, meus caros!

Estendo ainda agradecimentos aos amigos Johannes e Diego pelas consultorias iniciais em MATLAB, anos atrás. Ao Johannes, em particular, agradeço pela substancial ajuda no desenvolvimento da função que realiza o cálculo da resolução axial para excitações codificadas, muitos anos atrás, e que foram fundamentais para a geração de resultados. Muito obrigado!

Um agradecimento especial faço ao amigo Ramon Cravo Fernandes pela sua incomensurável ajuda para que eu pudesse terminar esse trabalho. Não tenho palavras para agradecer. Obrigado por ter me ajudado a finalizar esse trabalho como um todo. Em destaque, agradeço fundamentalmente pela ajuda no desenvolvimento da parte do trabalho que envolve a toda a simulação de meio com atenuação, o auxílio na implementação de algumas métricas e que trouxe qualidade adicional para o mesmo. Devo isso a você. Obrigado pelo interesse no tema de meu trabalho, pelas intermináveis e incansáveis discussões que tivemos sobre o assunto, algumas delas mais quentes inclusive. Agradeço por compartilhar sua visão prática de como um engenheiro deve

pensar e abordar um problema. Agradeço pela amizade e pelas críticas e opiniões sempre sinceras. Enfim, muito obrigado mesmo cara!

Agradeço ao bom e velho amigo de infância, Adriano Batista Prieto, dos saudosos tempos de Externato São João, pelos encontros sempre inesperados, pelas inúmeras conversas de café sempre em alto nível, pelo suporte e encorajamento na reta final desse trabalho e pelo seu entusiasmo ao falar sobre ciência e tecnologia. Muito obrigado, cara!

Agradeço ainda a Nirlei Vitarelli, e adicionalmente à Márcia Campos, que eram as secretárias do Centro de Engenharia Biomédica (CEB) da UNICAMP quando ingressei como aluno, e que muito me ajudaram a marcar as reuniões, tão necessárias, com o Prof. Eduardo, no período em que o mesmo exerceu o cargo de diretor dessa instituição.

Agradeço também a Valdinéia Sonia Petinari, antiga bibliotecária do CEB, pelos atendimentos, orientações e prestação de serviços impecáveis, em todas as minhas solicitações.

Agradeço à Coordenadoria de Pós-Graduação (CPG) da FEEC, nas pessoas de Noêmia Benatti e Edson Sanches (no tempo em que o mesmo ali trabalhou), por terem sempre sido solícitos as minhas demandas.

Agradeço a todos os funcionários da UNICAMP, da FEEC, do DEB, do CEB, e do Restaurante Universitário, especialmente ao pessoal da faxina e limpeza, porque vocês sim fizeram e ainda fazem o trabalho mais relevante e que garante o funcionamento da Instituição. Sem vocês, não haveria a possibilidade de execução de quaisquer outras atividades na Universidade. Muito obrigado a todos vocês!

Agradeço a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelos dois anos iniciais de bolsa de estudos que tive, e que naquela oportunidade, dadas as condições de contorno profissionais pela qual optei, foram fundamentais.

Agradeço às cidades de São Carlos-SP e Campinas-SP por permitirem realizar tantos planos.

Por fim, sei que é desnecessário dizer, mas gostaria de frisar que assumo a responsabilidade por quaisquer erros ou falhas que por ventura permaneçam nesse trabalho. A responsabilidade é toda minha. As pessoas citadas acima só contribuíram com os acertos.

A todos vocês, a minha mais sincera gratidão!

T.M.M.

“Don’t flinch”

(Julien Smith)

“Do the work”

(Steven Pressfield)

RESUMO

Técnicas de excitação codificadas estão bem estabelecidas na comunidade científica e na indústria de aplicações de ultrassom em medicina. Sua principal habilidade é alongar temporalmente o pulso transmitido com modulações, comprimindo posteriormente a saída, na recepção, geralmente através de filtro casado, a fim de restaurar a resolução espacial outrora perdida. Seu objetivo é transpor as limitações impostas por técnicas convencionais (*Gaussian-like short-pulse*) e pela atenuação e propagação não linear, dependente da frequência, das ondas acústicas no tecido biológico. O uso de sinais modulados permite aumentar o ganho na relação sinal-ruído (SNR) ao mesmo tempo em que mantém ou até pode melhorar a resolução axial de sistemas por ultrassom, sem comprometer os níveis de segurança exigidos por órgãos reguladores relativamente à intensidade acústica transmitida. O presente trabalho apresenta um estudo comparativo entre excitações convencional e codificada, utilizando modulações em frequência e em fase, dentro do contexto de formação de sinais ultrassônicos unidimensionais, avaliando principalmente a SNR e a resolução axial. Modelamos um transdutor monoelemento sem focalização, ressonando em 5 MHz. Todo o estudo foi realizado através de simulações numéricas e computacionais, tendo como ponto de partida os princípios envolvidos na formulação de esquemas excitação/compressão de pulso, baseada na análise de três diferentes tempos de duração dos pulsos: 5 (curta), 10 (média) e 20 μ s (longa). Nos resultados, traçamos curvas de desempenho em termos da degradação produzida por lóbulos laterais temporais e resolução axial, e apresentamos como um mecanismo factível de excitação/compressão pode ser construído. Observamos um ganho na SNR entre 13 e 18 dB, com erros dentro de 1,2 e 1,8 dB, em meio sem atenuação, podendo atingir valores acima de 60 dB, em um meio com atenuação, ante específicas condições. Complementarmente, investigamos os limites de aplicação do conceito de espalhadores equivalentes (DANTAS, COSTA, & LEEMAN, 2005) dentro do contexto de excitações codificadas.

Palavras-chave: Ultrassom médico, Sinais ultrassônicos, Excitação codificada, Compressão de pulso, Relação sinal-ruído, Resolução axial.

ABSTRACT

Coded excitation techniques are well established in the scientific community and in the industry for medical ultrasound applications. Its main ability is to elongate the transmitted pulse through modulations, then subsequently compressing the output, at the reception, in order to recover the spatial resolution with matched filter. The goal is to overcome the limitations imposed by a Gaussian short-pulse transmission and by the attenuation and non-linear propagation dependence on the frequency of acoustic waves in biological tissues. The use of modulated signals increases the signal-to-noise ratio (SNR) gain while maintaining or even improving the axial resolution of the ultrasonic system without compromising the required safety levels imposed by regulatory agencies with respect to the transmitted acoustic waves. This work presents a comparative study between conventional and coded excitations, using frequency and phase modulations, within the context of the formation of one-dimensional ultrasonic signals, mainly evaluating SNR and axial resolution. We model a non-focusing single-element transducer resonating at 5 MHz. The whole study was carried out through numerical and computational simulations, having as the starting point the foundations involved in the formulation of an excitation/compression pulse scheme, based on the analysis of three different pulse duration times: 5 (short), 10 (medium) and 20 (long) μs . In the results evaluation, we plot performance curves between the degradation produced by temporal sidelobes and axial resolution and present how a feasible excitation/compression mechanism can be constructed. Moreover, we observed a SNR gain between 13 and 18 dB, with errors within 1.2 and 1.8 dB, in a non-attenuating medium, and under specific conditions, considering an attenuating medium, the SNR gain can reach values above 60 dB. Additionally, we applied the coded excitations scenario to study the application limits of the equivalent scatters concept developed by DANTAS, COSTA, & LEEMAN (2005).

Keywords: Medical ultrasound, Ultrasonic signals, Coded excitation, Pulse compression, Signal-to-noise ratio, Axial resolution.

LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.1** – Ilustração do fenômeno de propagação de ondas sonoras através de uma forma de onda senoidal oscilante no tempo, com características de pressão (P), comprimento de onda (λ), período (T), frequência ($f=1/T$) e velocidade (c).-----32
- Figura 2.2** – Ilustração esquemática do **(a)** Amplo espectro acústico e **(b)** Espectro de aplicações típicas do ultrassom em medicina (modificado de O'BRIEN JR., 2007). -----33
- Figura 2.3** – Diagrama esquemático de um sistema pulso-eco convencional unidimensional na formação de linhas-A (ou inspeção Modo-A), considerando um transdutor monoelemento.-----37
- Figura 2.4** – Ilustração esquemática simplificada do mecanismo de obtenção de imagens Modo-B, obtida a partir do desenvolvimento da primeira Plataforma Brasileira de Aquisição de Imagens Médicas por Ultrassom (ONISTO, H. J., MACHADO, T. M., FERNANDES, R. C., et al., 2014): **(a)** Captura do sinal de RF ultrassônico (linha-A ou scanline); **(b)** Sistema de aquisição de múltiplas linhas-A (varredura) no tempo; **(c)** Conjunto de linhas-A (sinal composto) formando a matriz de sinais de RF; **(d)** Estágio complementar de processamento de sinais (detecção de envelope, compressão logarítmica, entre outras) que dará origem as imagens Modo-B, mostrada na Figura 2.5.-----38
- Figura 2.5** – Exemplo de uma imagem bidimensional em tons de cinza, popularmente conhecida como imagem Modo-B, obtida através da primeira Plataforma Brasileira de Aquisição de Imagens Médicas por Ultrassom com finalidade de pesquisa na área médica (ONISTO, H. J., MACHADO, T. M., FERNANDES, R. C., et al., 2014). -----38
- Figura 2.6** – Relação de dependência do speckle com a distância de separação entre espalhadores: **(a)** Espalhadores acústicos; **(b)** Sinal de eco e seu envelope; **(c)** Envelope de (b) em escala de cinza.-----40
- Figura 2.7** – Relação de dependência do speckle com a fase relativa entre espalhadores: **(a)** Pares de espalhadores acústicos com mesma amplitude e fases relativas iguais a 0° , 90° , 180° , 120° e 45° ; **(b)** Sinal de eco e seu envelope; **(c)** Envelope de (b) em escala de cinza. ----41
- Figura 2.8** – Diagrama ilustrativo exemplificando o modelo de retroespalhamento acústico.-----43
- Figura 2.9** – Modelamento e simulação computacional do fenômeno de retroespalhamento acústico, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência: **(a)** Pulso ultrassônico; **(b)** Espectro de frequências de (a); **(c)** Espalhadores; **(d)** Espectro de (c); **(e)** Sinal de RF + envelope; **(f)** Espectro de frequências de (e).-----45
- Figura 2.10** – Ilustração esquemática mostrando a relação de dependência entre as variáveis envolvidas na geração de um sinal chirp modulado em frequência linear (modificado de PAAVLE, 2011). -----56
- Figura 2.11** – **(a)** Forma de onda de um sinal modulado em frequência linear (chirp ou LFM); **(b)** Variação linear da frequência instantânea do sinal de (a) em função do tempo; **(c)** Espectro de frequências do sinal de (a).-----57
- Figura 2.12** – Diagrama simplificado do processo de compressão de pulso por filtro casado (MF). -----58
- Figura 2.13** – Ilustração do mecanismo de compressão de pulso por filtro casado (MF): **(a)** Transmissão do sinal de excitação; **(b)** Compressão do sinal transmitido em (a) por MF por função temporal inversa.-----61

- Figura 2.14** – (a) Sinal chirp linear com tapering de amplitude; (b) Espectro de frequências de (a) na cor vermelha e da Figura 2.11.a (cor preta) (c) Saída temporal dos filtros de compressão de pulso MF (cor preta) e MMF (cor vermelha), sem a influência do transdutor; (d) Saída de (c) em escala logarítmica. ----- 62
- Figura 2.15** – Efeito do transdutor sobre a saída de compressão de pulso por filtros MF e MMF. -- 63
- Figura 2.16** – Princípio da REC: (a) Chirp linear com tapering de amplitude; (b) Resposta impulsiva pulso-eco desejada com 100% de largura de banda fracionada; (c) Convolução de (a) com (b); (d) Pré-excitação chirp; (e) Resposta impulsiva pulso-eco real com 50% de largura de banda fracionada; (f) Convolução de (d) com (e). ----- 65
- Figura 2.17** – Códigos binários de Golay: (a) Sequência A; (b) Sequência complementar B. ----- 68
- Figura 2.18** – Princípio de cancelamento de lóbulos laterais pela utilização de sequências complementares de Golay: (a) Autocorrelação das sequências binárias A e B, mostrando a oposição de fases na região dos lóbulos laterais entre os códigos gerados; (b) Efeito do cancelamento total dos lóbulos laterais pela soma de A com B. ----- 68
- Figura 2.19** – Espalhadores originais: (a) Conjunto de espalhadores de alta densidade, distribuídos aleatoriamente e com baixa variação de amplitude; (b) Espectro de frequências de (a), destacando-se também os limites correspondentes ao espectro do pulso ultrassônico. ----- 71
- Figura 2.20** – Espalhadores equivalentes: (a) Conjunto de espalhadores equivalentes ao da Figura 2.20.a, com baixa densidade, grande variação de amplitude e regularmente espaçados; (b) Replicação do espectro de frequências limitados pela largura do pulso ultrassônico (Figura 2.20.b). ----- 71
- Figura 2.21** – (a) Sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes obtidos através da interação do pulso ultrassônico com as estruturas das Figuras 2.20.a (originais) e 2.21.a (equivalentes); (b) Diferença entre os sinais de RF original e equivalente. ----- 72
- Figura 3.1** – (a) Pulso convencional gaussiano (resposta impulsiva do transdutor); (b) Tone burst de 6-ciclos. ----- 74
- Figura 3.2** – Construção da REC: (a) Modulação chirp com tapering de amplitude; (b) Resposta impulsiva ideal (desejada) para um transdutor com largura de banda fracionada de 100% a -6 dB; (c) Pré-excitação chirp obtida por convolução equivalente entre os sinais (a), (b) e (d); (d) Resposta impulsiva usual, típica de transdutores, com largura de banda fracionada de 50% a -6 dB; (e) Pulso ultrassônico REC resultante da convolução, tanto de (a) com (b) quanto de (c) com (d). ----- 78
- Figura 3.3** – (a) Pulso ultrassônico codificado chirp com tapering de amplitude aplicado por uma janela Lanczos; (b) Pares de pulsos ultrassônicos de Golay sobrepostos, gerados por códigos complementares entre si. ----- 80
- Figura 3.4** – Relação sinal-ruído de amplitude, SNRA, dos espalhadores. Quanto maior o seu valor, menor a variação de amplitudes dos espalhadores e vice-versa. Por exemplo, em uma distribuição Gama, uma SNRA = 50 dB, corresponde a um conjunto de valores com desvio padrão muito próximo de zero. ----- 81
- Figura 3.5** – (a) Phantom computacional unidimensional contendo espalhadores distribuídos regularmente por toda a estrutura, com espaçamento de 3λ , tendo uma SNRA = 7,5 dB; (b) mesmo de (a), porém com SNRA = 25 dB. ----- 82
- Figura 3.6** – (a) Phantom computacional unidimensional contendo espalhadores com distribuição regular mais aleatória na proporção de 40% e 60%, respectivamente, tendo uma SNRA = 7,5 dB; (b) mesmo de (a), porém com SNRA = 25 dB. ----- 83
- Figura 3.7** – (a) Phantom computacional unidimensional contendo espalhadores distribuídos aleatoriamente por toda a estrutura, tendo uma SNRA = 7,5 dB; (b) mesmo de (a), porém com SNRA = 25 dB. ----- 84

- Figura 3.8** – (a) Phantom computacional contendo espalhadores originais com SNRA = 20 dB, e, adicionalmente, 13 espalhadores pontuais em regiões pré-determinadas com amplitude 10 vezes a unitária. ----- 96
- Figura 4.1** – Ecos ultrassônicos contendo espalhadores não resolvíveis espacialmente devido ao longo comprimento temporal do pulso transmitido: (a) excitação chirp tradicional; (b) código binário de Golay. ----- 98
- Figura 4.2** – (a) Mesma da Figura 4.1, porém para a pré-excitação chirp, oriunda da REC; (b) Distribuição de espalhadores dentro de um phantom computacional unidimensional, sem efeitos de atenuação. ----- 99
- Figura 4.3** – (a) Sinal de RF e seu envelope, mostrando os espalhadores detectados após compressão de pulso por filtro MF, evidenciando a presença de lóbulos laterais; (b) Sobreposição de dois sinais de RF, complementares entre si, após compressão por MF, também mostrando espalhadores detectados, porém ao custo da presença de degradantes lóbulos temporais.----- 100
- Figura 4.4** – Efeito do comportamento passa-banda do transdutor no perfil de saída do filtro MF e a forte presença degradante de lóbulos laterais. ----- 101
- Figura 4.5** – (a) Supressão de lóbulos laterais: sinal de RF e seu envelope, evidenciando a restauração da capacidade de detecção de espalhadores após aplicação de tapering de amplitude na transmissão e posterior compressão por MMF na recepção; (b) Princípio de cancelamento de lóbulos laterais pela combinação coerente (soma) das autocorrelações das sequências de Golay: mesma amplitude, fase invertida.----- 102
- Figura 4.6** – (a) Supressão de lóbulos laterais: sinal de RF e seu envelope após compressão e posterior soma coerente da contribuição de cada eco obtido devido ao emprego de um par de sequências binárias complementares de Golay; (b) Mesma da Figura 4.5.a, porém aplicado à técnica REC. ----- 103
- Figura 4.7** – Efeito do comportamento passa-banda do transdutor no perfil de saída dos filtros de compressão de pulso após aplicação apropriada de técnicas de redução de lóbulos laterais sobre as excitações: MMF sobre ambas chirp com tapering e REC, e MF sobre Golay.----- 104
- Figura 4.8** – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 5 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por chirp com tapering de amplitude: (a) Efeito do tapering de 30% e relação BW chirp/transdutor de 1,14; (b) Efeito do tapering de 25% e relação BW chirp/transdutor de 1,5; (c) Efeito do tapering de 30% e relação BW chirp/transdutor de 2,0. ----- 106
- Figura 4.9** – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 5 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por pré-excitação chirp, derivado da técnica REC. A relação BW chirp/transdutor é sempre unitária: (a) Efeito do tapering de 15%; (b) Efeito do tapering de 25%.----- 108
- Figura 4.10** – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 10 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por chirp com tapering de amplitude: (a) Efeito do tapering de 30% e relação BW chirp/transdutor de 1,14; (b) Efeito do tapering de 25% e relação BW chirp/transdutor de 1,5; (c) Efeito do tapering de 30% e relação BW chirp/transdutor de 2,0. ----- 109
- Figura 4.11** – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 10 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por pré-excitação chirp, derivado da técnica REC. A relação BW chirp/transdutor é sempre unitária: (a) Efeito do tapering de 20%; (b) Efeito do tapering de 30%.----- 110

- Figura 4.12** – Tradeoff entre PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 20 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por chirp com tapering de amplitude: **(a)** Efeito do tapering de 25% e relação BW chirp/transdutor de 1,14; **(b)** Efeito do tapering de 20% e relação BW chirp/transdutor de 1,14; **(c)** Efeito do tapering de 15% e relação BW chirp/transdutor de 1,5. ----- 111
- Figura 4.13** – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 20 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por chirp com tapering de amplitude: **(a)** Efeito do tapering de 10% e relação BW chirp/transdutor de 2,0; **(b)** Efeito do tapering de 20% e relação BW chirp/transdutor de 2,0. ----- 113
- Figura 4.14** – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 20 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por uma pré-excitação chirp, derivada da REC. Resultado obtido para um tapering de amplitude de 15% e relação BW chirp/transdutor unitária. ----- 114
- Figura 4.15** – Espectro de frequências dos pulsos ultrassônicos convencional, codificados e do sinal de excitação chirp sem influência do transdutor, evidenciando o potencial da técnica REC. ----- 118
- Figura 4.16** – Análise de variância (ANOVA) de fator único para teste de hipótese sobre a igualdade das médias, referente a dados de SNR medida em um meio sem atenuação, entre os grupos mostrados na Tabela 4.4. ----- 123
- Figura 4.17** – SNR comparativa da potência média do sinal no tempo, percebida na transmissão, pelos pulsos ultrassônicos, codificados e convencional, em um meio com atenuação de 0,5 dB[MHz · cm]. ----- 125
- Figura 4.18** – SNR comparativa aparente da potência média do sinal no tempo, após compressão de pulso, em um meio com atenuação de 0,5 dB[MHz · cm], das excitações mostradas na Figura 4.17. ----- 127
- Figura 4.19** – Resposta na saída, dos filtros de compressão de pulso (energia associada), sobre um espalhador posicionado a 130 mm de profundidade, em um meio com atenuação de 0,5 dB[MHz · cm]. ----- 128
- Figura 4.20** – **(a)** Phantom computacional unidimensional contendo um conjunto de espalhadores originais (i.e., espalhadores pontuais com distribuição espacial aleatória e amplitude relativamente homogênea, SNRA = 20 dB) e sua densidade. Inserido nele, estão atribuídos marcadores específicos (espalhadores com amplitude = 10); **(b)** Espectro de frequências da estrutura de espalhadores indicada por (a), destacando-se a região de seu espectro delimitada pela faixa de passagem do pulso codificado por chirp com tapering. ----- 129
- Figura 4.21** – **(a)** Espalhadores equivalentes aos originais da Figura 4.19. Note que na situação apresentada, não é possível identificar exatamente todos marcadores existentes na estrutura original; **(b)** Replicação do espectro dos espalhadores limitado pela faixa de frequências do pulso chirp com tapering de amplitude. ----- 130
- Figura 4.22** – **(a)** Sobreposição de sinais de RF e seus envelopes, relativos as estruturas originais e equivalentes, mostrando a considerável diferença entre ambos; **(b)** Erro entre os envelopes dos sinais de (a). ----- 131
- Figura 4.23** – Condição limite para o número mínimo de espalhadores por comprimento de pulso, codificação chirp por MMF, que torna válido o conceito de espalhadores equivalentes. ----- 133
- Figura 4.24** – Condição limite para o número mínimo de espalhadores por comprimento de pulso, codificação Goley, que torna válido o conceito de espalhadores equivalentes. ----- 133
- Figura 4.25** – Condição limite para o número mínimo de espalhadores por comprimento de pulso, técnica REC, que torna válido o conceito de espalhadores equivalentes. ----- 134

- Figura 4.26** – Excitação chirp com tapering: **(a)** Espalhadores originais e sua densidade de espalhadores; **(b)** Estrutura equivalente obtida pela replicação do espectro dos espalhadores originais. Note que é possível identificar a existência e a correspondência entre os marcadores da estrutura equivalente com a original. ----- 134
- Figura 4.27** – Excitação chirp com tapering: **(a)** Sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes obtidos por espalhadores originais e equivalentes (Figura 4.25) em uma situação próxima à região limite de apontada pela Figura 4.22; **(b)** Diferença entre os envelopes dos sinais, original e equivalente. Note que na situação apresentada por (a) os sinais obtidos são praticamente idênticos, com erro, relativo e RMSE, inferiores a 2% e 1, respectivamente (não desprezando os efeitos de borda). ----- 135
- Figura 4.28** – Excitação Golay: **(a)** Espalhadores originais e sua densidade de espalhadores; **(b)** Estrutura equivalente obtida pela replicação do espectro dos espalhadores originais. Note que é possível identificar a existência e a correspondência entre os marcadores da estrutura equivalente com a original. ----- 136
- Figura 4.29** – Excitação Golay: **(a)** Sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes obtidos por espalhadores originais e equivalentes (Figura 4.27) em uma situação próxima à região limite de apontada pela Figura 4.23; **(b)** Diferença entre os envelopes dos sinais, original e equivalente. Note que na situação apresentada por (a) os sinais obtidos são praticamente idênticos, com erro, relativo e RMSE, inferiores a 1,5% e 1, respectivamente (não desprezando os efeitos de borda). ----- 137
- Figura 4.30** – Técnica REC: **(a)** Espalhadores originais e sua densidade de espalhadores; **(b)** Estrutura equivalente obtida pela replicação do espectro dos espalhadores originais. Note que é possível identificar a existência e a correspondência entre os marcadores da estrutura equivalente com a original. ----- 138
- Figura 4.31** – Técnica REC: **(a)** Sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes obtidos por espalhadores originais e equivalentes (Figura 4.29) em uma situação próxima à região limite de apontada pela Figura 4.24; **(b)** Diferença entre os envelopes dos sinais, original e equivalente. Note que na situação apresentada por (a) os sinais obtidos são praticamente idênticos, com erro, relativo e RMSE, inferiores a 2,5% e 0,5, respectivamente (não desprezando os efeitos de borda). ----- 139
- Figura A.1** – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = 5 μ s e relação BW chirp/transdutor = 1,14. ----- 149
- Figura A.2** – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = 5 μ s e relação BW chirp/transdutor = 1,5. ----- 150
- Figura A.3** – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = 5 μ s e relação BW chirp/transdutor = 2,0. ----- 151
- Figura A.4** – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de da técnica REC, com tempo de duração total (T) = 5 μ s e relação BW chirp/transdutor = 1,0. ----- 152
- Figura A.5** – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de

janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total $(T) = 10 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,14. ----- 153

Figura A.6 - Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total $(T) = 10 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,5.----- 154

Figura A.7 - Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total $(T) = 10 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 2,0.----- 155

Figura A.8 - Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de da técnica REC, com tempo de duração total $(T) = 10 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,0.----- 156

Figura A.9 - Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total $(T) = 20 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,14. ----- 157

Figura A.10 - Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total $(T) = 20 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,5.----- 158

Figura A.11 - Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total $(T) = 20 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 2,0.----- 159

Figura A.12 - Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanzos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de da técnica REC, com tempo de duração total $(T) = 20 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,0.----- 160

LISTA DE TABELAS

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tabela 3.1 – Sumário das variáveis e equações para a execução de teste ANOVA de 1-via ----- | 88 |
| Tabela 3.2 – Resumo da metodologia aplicada ao estudo de esquemas excitação/compressão de pulso----- | 92 |
| Tabela 4.1 – Pré-seleção e qualidade de alguns dos parâmetros na formulação de esquema excitação/compressão.----- | 119 |
| Tabela 4.2 – Efeito do mecanismo excitação/compressão de pulso na presença de um ruído branco gaussiano (meio sem atenuação). ----- | 120 |
| Tabela 4.3 – Seleção de pulsos codificados, em frequência e em fase, baseado na análise dos dados das Tabelas 4.1 e 4.2. ----- | 120 |
| Tabela 4.4 – Resultados da SNR aferida para três diferentes grupos de phantoms, contendo estruturas em dois cenários distintos, em um meio sem atenuação. ----- | 121 |
| Tabela 4.5 – Ganho na SNR devido às excitações codificadas em um meio sem atenuação. ----- | 124 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|-------------------------|-----------------------------------------------------------------------------|
| ADC | <i>Analog-Digital Conversor</i> |
| BF | <i>Beamformer</i> |
| BW | <i>Bandwidth (Largura de banda)</i> |
| DML | <i>Doubled Mainlobe Level</i> |
| FPGA | <i>Field-Programmable Gate Array</i> |
| FWHDR | <i>Full Width at Half Dynamic Range</i> |
| FWHM | <i>Full Width at Half Maximum</i> |
| HIFU | <i>High Intensity Focused Ultrasound</i> |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> |
| ISLR | <i>Integrated Sidelobe Level Ratio</i> |
| <i>I_{SPTA}</i> | <i>Spatial Peak Temporal Averaged Intensity</i> |
| LFM | <i>Linear Frequency Modulation (Modulação em frequência linear - chirp)</i> |
| MF | <i>Matched Filter (Filtro casado)</i> |
| MMF | <i>Mismatched Filter (Filtro descasado)</i> |
| PSD | <i>Power Spectral Density</i> |
| PSF | <i>Point Spread Function</i> |
| PSLR | <i>Peak Sidelobe Level Ratio</i> |
| QD | <i>Quadrature Demodulation</i> |
| REC | <i>Resolution Enhancement Compression</i> |
| RMSE | <i>Root Mean Square Error</i> |
| RF | <i>Radio Frequency</i> |
| SAT | <i>Synthetic Aperture Transmission</i> |
| SNR | <i>Signal-to-noise Ratio (Relação sinal-ruído)</i> |
| SNR_A | <i>Relação Sinal-Ruído de Amplitude</i> |
| TBP | <i>Time-bandwidth Product (Produto tempo-largura de banda)</i> |
| THI | <i>Tissue Harmonic Imaging</i> |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|--------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| λ | Comprimento de onda, em metros (m). |
| κ | Compressibilidade do meio, expressa por unidades inversas de pressão. |
| ρ_0 | Densidade do meio, em quilogramas por metro cúbico (kg/m^3). |
| θ | Fase do sinal ultrassônico (entre 0 e 2π). |
| c | Velocidade do som no meio, em metros por segundo (m/s). |
| f | Frequência de onda, em Hertz (Hz). |
| k_n | Número de onda, inversamente proporcional ao comprimento de onda ($2\pi/\lambda$). |
| I | Intensidade sonora, em decibéis (dB). |
| M_{dB} | Medida de atenuação ultrassônica em termos de sua potência, em decibéis (dB). |
| p | Pressão de onda (ou pressão acústica), em Pascal (Pa). |
| P_0 | Amplitude de uma onda plana. |
| T_V | Período de vibração da onda (entre 0 e 2π). |
| Z | Impedância acústica do meio, dada em <i>Rayls</i> (i.e. $kg/m^2 \cdot s = Rayls$). |
| t | Variável temporal. |
| x | Posição no espaço, em metros (m). |
| $g(t)$ | Função que representa um pulso gerado pelo pulsador do sistema de ultrassom. |
| $p(t)$ | Pulso de pressão gerado por convolução. |
| $h(t)$ | Função que representa a resposta impulsiva do transdutor. |
| $\delta(t)$ | Delta de Dirac |
| $r(t)$ | Sinal de RF obtido via operação matemática de convolução. |
| T | Duração de tempo total da excitação codificada, em microssegundos (μs). |
| B | Largura de banda do sinal de excitação codificada, em Hertz (Hz). |
| $s_{LFM}(t)$ | Função matemática que rege a construção de um sinal modulado em frequência linear (LFM ou <i>chirp</i>). |
| $a(t)$ | Função de modulação da amplitude. |
| f_0 | Frequência central do sinal ou pulso ultrassônico. |
| $\varphi(t)$ | Função de modulação de fase quadrática. |
| f_i | Frequência instantânea do sinal de modulação <i>chirp</i> linear. |

| | |
|-----------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| k | Parâmetro que determina a taxa com a qual a varredura em frequência é realizada. |
| A, B | Par que representa as sequências complementares de Golay de comprimento n |
| n | Comprimento do código binário de Golay. |
| $[w, w^{-1}]$ | Anel polinomial de Laurent |
| N_A, N_B | Funções de correlação das sequências A, B . |
| a_k, b_k | Sequências complementares com fase positiva (+1) ou negativa (-1) de comprimento 2^n . |
| $s(t)$ | Sinal de eco ultrassônico recebido no tempo. |
| $n(t)$ | Ruído aditivo branco gaussiano. |
| $x(t)$ | Sinal resultante da soma de $s(t)$ com $n(t)$. |
| $y(t)$ | Sinal de saída temporal após filtro de compressão de pulso. |
| $H(f)$ | Resposta em frequência de $h(t)$. |
| $\mathcal{F}\{h(t)\}$ | Transformada de Fourier de $h(t)$. |
| P_{ECO} | Potência do sinal ultrassônico de retorno (eco). |
| $ P _{RUÍDO}$ | Potência média do ruído de fundo. |
| SNR_{MAX} | Valor máximo da SNR . |
| E | Energia do sinal da forma de onda transmitida. |
| $N_0/2$ | Densidade espectral de potência. |
| SNR_{GANHO} | Ganho teórico na SNR devido ao filtro casado (MF) |
| $x_{TAP}(t)$ | Sinal de eco detectado na recepção, resultante da transmissão de $s_{TAP}(t)$. |
| $w(t)$ | Função-janela de escolha arbitrária aplicada modificar o sinal na recepção. |
| $h_{MMF}(t)$ | Filtro linear que realiza o deslocamento do filtro casado (MF) para a condição de descasado (MMF). |
| $H_{MMF}(f)$ | Função transferência do filtro $h_{MMF}(t)$. |
| $y_{MMF}(t)$ | Saída do filtro descasado (MMF). |
| $h_{REAL}(t)$ | Resposta impulsiva real do sistema (transdutor). |
| u | Frequência angular na direção axial. |
| $G(u)$ | Espectro do sinal de RF. |
| $P(u)$ | Transformada de Fourier de um pulso ultrassônico $p(x)$. |
| $H(u)$ | Transformada de Fourier de uma estrutura de espalhadores $h(x)$. |
| $H^*(u)$ | Função que define a criação de uma estrutura de espalhadores equivalentes. |
| β | Define a largura de banda de um pulso convencional gaussiano. |
| $p_{CHIRP}(t)$ | Pulso codificado <i>chirp</i> obtido pela operação matemática de convolução entre $s_{CHIRP}(t)$ e $p_{CONV}(t)$. |

| | |
|----------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $s_{CHIRP}(t)$ | Representa o sinal criado por $s_{LFM}(t)$. |
| $s_{TAP}(t)$ | Representa o sinal de $s_{CHIRP}(t)$ modificado por um <i>tapering</i> de amplitude. |
| $p_{CONV}(t)$ | Pulso ultrassônico convencional com característica gaussiana. |
| $B_{OPTIMAL}$ | Largura de banda otimizada para varredura <i>chirp</i> . |
| r_{BW} | Razão de varredura entre as larguras de banda <i>chirp</i> /transdutor. |
| B_{TRANSD} | Largura de banda de um transdutor, em Hertz (Hz). |
| $W_{WIN}(t)$ | Função que sinaliza a utilização da W_{TUKEY} ou $W_{LANCZOS}$. |
| $W(n)$ | Função matemática que rege a construção da janela Dolph-Chebyshev. |
| θ_m | Parâmetro de configuração da função-janela $W(n)$. |
| α | Parâmetro de configuração da função-janela $W(n)$ dependente dos polinômios de Chebyshev. |
| $T_n(x)$ | Função matemática dos polinômios de Chebyshev. |
| T_{GOLAY} | Tempo de duração total da excitação, por sequências binárias complementares de Golay, em microssegundos (μs). |
| $n_{f_0}^{bit}$ | Representa o número de bits por ciclo em função da frequência central de operação do transdutor. |
| N_{ORDER} | Representa a ordem binária (tamanho da palavra em <i>bits</i>) da sequência. |
| $s_{GOLAY}(t)$ | Sinal de excitação obtido por sequências binárias complementares de Golay. |
| $\Delta_{CEL RESOL}$ | Tamanho da célula de resolução, em metros (m). |
| $\Delta\tau_{PULSO}$ | Tempo de duração do pulso, em segundos, calculado a -6 dB, de seu valor de pico de amplitude máximo. |
| σ_{ECO}^2 | Representa a variância do sinal de eco detectado. |
| $\sigma_{RUÍDO}^2$ | Representa a variância do ruído de fundo do sistema |
| SNR_x | Representa o cálculo da <i>SNR</i> através da energia dos ecos ultrassônicos pela integração no tempo da pressão acústica quadrática recebida. |
| T_{ECO} | Representa o tempo total de recepção dos ecos ultrassônicos. |
| $P_{RUÍDO}$ | Representa a potência de ruído térmico Johnson simulada do sistema. |
| R_{AXIAL} | Representa a resolução axial do sistema, em metros (m). |
| t_C | Comprimento temporal de um pulso ultrassônico. |
| BW | Largura de banda de um sinal ou pulso. |
| I_{LL} | Intensidade de pico do lóbulo lateral mais intenso. |
| I_{LP} | Intensidade de pico do lóbulo principal. |
| ΔS_{dB} | Expressa a perda na <i>SNR</i> do filtro descasado (MMF) sobre o filtro casado (MF). |
| $I_{OUT-MMF}$ | Intensidade máxima (envelope) de pico na saída do MMF, em decibéis (<i>dB</i>). |
| I_{OUT-MF} | Intensidade máxima (envelope) de pico na saída do MF, em decibéis (<i>dB</i>). |

| | |
|------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| SS_B | Soma dos quadrados entre grupos (teste ANOVA de 1-via). |
| SS_W | Soma dos quadrados dentro dos grupos (teste ANOVA de 1-via). |
| SS_T | Soma total dos quadrados entre SS_B e SS_W . |
| MS_B | Média dos quadrados entre grupos (teste ANOVA de 1-via). |
| MS_W | Média dos quadrados dentro dos grupos (teste ANOVA de 1-via). |
| $R - 1$ | Grau de liberdade estatístico entre grupos (teste ANOVA de 1-via). |
| $O - R$ | Grau de liberdade estatístico dentro dos grupos (teste ANOVA de 1-via). |
| R | Número de grupos (teste ANOVA de 1-via). |
| O | Número de observações (teste ANOVA de 1-via). |
| \bar{X}_j | Média aritmética da amostra do grupo (teste ANOVA de 1-via). |
| \bar{X} | Média geral ou grande média (teste ANOVA de 1-via). |
| F | Estatística F (teste ANOVA de 1-via). |
| \bar{x} | Média dos valores mensurados de uma grandeza. |
| σ_x^2 | Incerteza associada às medições de uma grandeza |
| $\Delta x(\%)$ | Representa o erro relativo percentual entre o erro absoluto e o valor de referência, da grandeza de interesse. |
| x_{REF} | Valor de referência da grandeza de interesse |
| x_{ATUAL} | Valor atual da medida realizada da grandeza. |
| Δ_{ABS} | Representa o erro absoluto entre x_{ATUAL} e x_{REF} . |
| $h_{DESEJADA}(t)$ | Resposta impulsiva pulso-eco desejada (técnica REC). |
| $v_{PRE-CHIRP}(t)$ | Sinal de pré-excitação <i>chirp</i> via convolução equivalente (técnica REC). |
| $v_{TAP-CHIRP}(t)$ | Sinal <i>chirp</i> linear com <i>tapering</i> de amplitude (técnica REC). |
| $p_{TAP-CHIRP}(t)$ | Pulso codificado <i>chirp</i> com <i>tapering</i> de amplitude obtido pela convolução entre $s_{TAP-CHIRP}(t)$ e $p_{CONV}(t)$ (técnica REC). |
| $s_{TAP-CHIRP}(t)$ | Mesmo de $s_{TAP}(t)$ (técnica REC). |
| $W_{TUKEY}(k)$ | Função matemática que rege a criação da janela Tukey. |
| $W_{LANCZOS}(k)$ | Função matemática que rege a criação da janela Lanczos. |
| $GSNR_{CHIRP}$ | Ganho esperado (teórico) na <i>SNR</i> devido às excitações codificadas. |
| $GSNR_{GOLAY}$ | Ganho esperado (teórico) na <i>SNR</i> devido às codificações Golay. |
| $rect_{BW}(u - u_0)$ | Largura de banda efetiva devido a uma função-janela com a mesma faixa de passagem do pulso ultrassônico. |
| $saída\ da\ compressão_{CHIRP}(t)$ | Saída do filtro de compressão de pulso, cujo perfil de onda se assemelha a uma função do tipo seno cardinal, obtido a partir de um sinal <i>chirp</i> linear tradicional. |

SUMÁRIO

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------|
| <i>Dedicatória</i> ----- | v |
| <i>Agradecimentos</i> ----- | vi |
| <i>Resumo</i> ----- | xi |
| <i>Abstract</i> ----- | xii |
| <i>Lista de figuras</i> ----- | xiii |
| <i>Lista de tabelas</i> ----- | xix |
| <i>Lista de abreviaturas e siglas</i> ----- | xx |
| <i>Lista de símbolos</i> ----- | xxi |
| <i>CAPÍTULO 1</i> ----- | 27 |
| Introdução ----- | 27 |
| 1.1. Objetivos e motivações----- | 29 |
| 1.2. Organização do texto da dissertação----- | 30 |
| <i>CAPÍTULO 2</i> ----- | 31 |
| Revisão Bibliográfica ----- | 31 |
| 2.1. Introdução e aspectos básicos da física do ultrassom----- | 31 |
| 2.2. Sistema de excitação convencional/formação de linhas-A----- | 36 |
| 2.3. <i>Speckle</i> em sinais ultrassônicos----- | 39 |
| 2.4. Simulação computacional de sistemas ultrassônicos----- | 42 |
| 2.5. Sistemas de excitação e transmissão codificada----- | 46 |
| 2.6. Espalhadores equivalentes----- | 69 |
| <i>CAPÍTULO 3</i> ----- | 73 |
| Materiais e Métodos ----- | 73 |
| 3.1. Introdução----- | 73 |
| 3.2. Pulsos ultrassônicos simulados----- | 74 |
| 3.3. <i>Phantoms</i> computacionais unidimensionais----- | 80 |
| 3.4. Métricas para análise e de avaliação dos resultados----- | 85 |
| 3.5. Metodologia de estudo e avaliação de esquemas de excitação/compressão de pulso----- | 90 |
| 3.6. Metodologia para avaliação comparativa da SNR entre pulsos codificados e convencionais----- | 94 |
| 3.7. Metodologia de estudo dos espalhadores equivalentes no contexto das excitações codificadas----- | 95 |

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <i>CAPÍTULO 4</i> | 97 |
| Resultados e Discussões | 97 |
| 4.1. Recepção de ecos ultrassônicos e o processo de compressão de pulso | 97 |
| 4.2. Análises e avaliações comparativas na formulação de esquemas excitação/compressão de pulso | 104 |
| 4.3. Comparação da SNR entre sinais codificados e convencionais | 122 |
| 4.4. Espalhadores equivalentes no contexto de excitações codificadas | 128 |
| <i>CAPÍTULO 5</i> | 140 |
| Conclusão | 140 |
| <i>Referências Bibliográficas</i> | 142 |
| <i>Apêndice A</i> | 148 |
| Resultados das Simulações Numéricas | 148 |

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Imagem por ultrassom é uma das modalidades mais difundidas em várias aplicações e exames clínicos na área médica. Sua grande aceitação no ecossistema de saúde é suportada pela portabilidade e habilidade dos Sistemas de Aquisição de Imagens por Ultrassom em gerar imagens em tempo real, usar métodos não invasivos, não fazer uso de radiação ionizante e serem equipamentos de baixo custo quando comparada a outras categorias de imagem, a exemplo da ressonância magnética, tomografia computadorizada e raios-x (YORK & KIM, 1999).

Entretanto, um dos principais problemas que o ultrassom enfrenta é o *tradeoff* existente entre profundidade de penetração e resolução espacial, uma vez que a energia do sinal ultrassônico sofre atenuação à medida que se propaga, tanto na transmissão quanto na recepção, pelo meio biológico. A atenuação, fortemente dependente da frequência, impõe limitações na capacidade de penetração, especialmente quando o transdutor opera em alta frequência (e.g., ≥ 10 MHz), ocasião na qual, contudo, a resolução é potencialmente melhor. Em contrapartida, a depender da aplicação desejada, a necessidade de maior penetração no tecido requer a diminuição da frequência de operação, sacrificando, não de outro modo, a capacidade de resolução do sistema como um todo (COBBOLD, 2007, AZHARI, 2010).

Uma das formas de se contornar esses obstáculos é aumentar a potência da energia transmitida ao meio. Isto pode ser feito aumentando a amplitude e/ou a duração do pulso de excitação. Simplesmente aumentar a amplitude (ou o pico de pressão acústica) do sinal transmitido não é viável, pois esbarra em limitações de segurança impostas por órgãos reguladores sobre a máxima energia que pode ser entregue ao paciente sem causar nenhum efeito deletério (KWAN H. NG, 2002). Nessa perspectiva, aumentar o tempo de duração do pulso de excitação tem se configurado como a

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

alternativa mais factível. Nesse cenário, o uso de excitações codificadas, utilizadas com sucesso em várias disciplinas de engenharia, para melhorar a coerência do sinal recebido, tais como radares e sistemas de comunicações móveis (NATHANSON *et al*, 1999, STERGIOPOULOS, 2000), é introduzida, de forma mais contundente em pesquisa e aplicações por ultrassom, somente nos últimos 25 anos (O'DONNELL, 1992). A maior diferença entre o ultrassom e o radar está no meio de propagação considerado, uma vez que a primeira, além da questão da atenuação dependente da frequência, sofre ainda com a propagação não-linear em tecidos biológicos, causando distorções na forma de onda empregada.

Não obstante, excitação codificada é a habilidade de alongar temporalmente o pulso transmitido por meio de modulações e comprimir a saída, na recepção, através da utilização de filtros. A técnica de compressão de pulso por filtro casado (MF, do inglês *Matched Filter*) é a mais difundida para esse fim, pois permite maximizar a relação sinal-ruído (SNR, do inglês *Signal-to-noise Ratio*) na presença de ruído branco gaussiano. Aumentar a SNR é um dos fatores mais importantes para se conseguir melhorar a qualidade de imagens ultrassônicas. A grande desvantagem do mecanismo de compressão é o surgimento de lóbulos laterais temporais, adjacentes ao lóbulo central – no qual está contida toda a informação de interesse sobre o meio investigado – que, sob certas circunstâncias, invariavelmente degradam a qualidade do sinal ultrassônico detectado posteriormente na recepção (MISARIDIS & JENSEN, 2005a, 2005b).

Uma consequência indesejada do alongamento do pulso, e daí o motivo da necessidade de se comprimi-lo, vem com o prejuízo da diminuição da largura de banda (BW, do inglês *Bandwidth*), e, portanto, da resolução axial do sistema. A resolução axial possui relação direta com produto tempo-largura de banda (TBP, do inglês *Time-bandwidth Product*) do sinal de excitação (MISARIDIS, 2001). A BW, como se sabe, é inversamente proporcional ao tempo de duração do pulso (FISH, 1990, COBBOLD, 2007). Em um sistema convencional de excitação (*short-pulse*), o TBP é próximo de um valor unitário. Para se conseguir uma alta SNR e ao mesmo tempo manter ou até melhorar a resolução espacial, o TBP precisa ser aumentado, e as excitações codificadas se destinam a esse fim (CHANGHAN YOON, *et al.*, 2013).

Assim, o que o MF proporciona é restaurar as condições de resolução do sistema, confinando o TBP novamente para valores na vizinhança da unidade. Em outras palavras, a compressão de sinais permite que toda a energia distribuída anteriormente

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

no tempo, em suas várias componentes espectrais, seja alinhada em fase novamente e concentrada em torno de um único instante, como é o que acontece com as técnicas convencionais (*short-pulse*) que, embora possuam várias componentes em frequência, na prática se assemelha a um *tone burst* (disparo de um único tom).

Investigações anteriores mostram que o uso de excitações codificadas possibilita aumentar o ganho na SNR dentro de uma faixa de valores entre 10 e 25 dB, aproximadamente (O'DONNELL, 1992, BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005b, SHIN-YUAN SU & PAI-CHI LI, 2010). Subsequentemente, como resultado, muitas técnicas de excitação codificada têm sido pesquisadas e desenvolvidas, podendo ser categorizadas basicamente em três tipos: modulação em amplitude, modulação em fase e modulação em frequência. Geralmente, formas de ondas codificadas usam apenas um dos tipos de funções de modulação mencionadas. Assim, por exemplo, sinais *chirp* tradicionais empregam uma modulação em frequência linear, ao passo que sequências binárias complementares de Golay usam modulação em fase (JUAN FU, GANG WEI, & QINGHUA HUANG, 2013).

Não menos importante, a incursão da aplicabilidade de codificações está presente em outra gama variada de aplicações. Entre elas se incluem, por exemplo, o aumento da taxa de quadros (*frame rate*) (MISARIDIS & JENSEN, 2005c), o potencial aumento da resolução axial (OELZE, 2007) e o aumento da qualidade de imagem e penetração em avaliações clínicas (PEDERSEN, MISARIDIS, & JENSEN, 2003).

1.1. Objetivos e motivações

A proposta deste trabalho foi a de realizar uma investigação comparativa em caráter de ciência básica entre o uso de excitações codificada e convencional (*short-pulse*) na formação de sinais ultrassônicos a partir de modelos unidimensionais (linhas-A ou inspeção por Modo-A), empregando simulações numéricas e computacionais, buscando destacar as principais vantagens e desvantagens do emprego de cada técnica. Especial interesse tivemos nos seguintes aspectos:

- i. Compreensão dos fundamentos e mecanismos básicos essenciais envolvidos na formulação de esquemas excitação/compressão de pulso quando da aplicação de dois tipos de técnicas de sinais modulados em frequência linear (ou *chirp*) para excitar um transdutor: **(1)** construção de um sinal *chirp* tradicional conforme trabalhos de BEHAR & ADAM (2004) e MISARIDIS & JENSEN (2005a,

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

- 2005b) e de **(2)** uma pré-excitação *chirp* baseada no trabalho de OELZE (2007);
- ii. Adição de uma excitação modulada em fase por sequências binárias complementares de Golay para posterior avaliações comparativas desta com aquelas citadas no item (i), com respeito ao ganho na SNR e na resolução axial, levando em conta a influência dos filtros casado (MF) e descasado (MMF, do inglês *Mismatched Filter*), comparando-as também com os pulsos convencionais;
 - iii. Investigação, como estudo complementar, dos limites que tornam válido o conceito de espalhadores equivalentes, desenvolvido originalmente por DANTAS *et al* (2005), dentro do contexto de emprego de excitações codificadas, considerando também apenas o caso unidimensional.

1.2. Organização do texto da dissertação

No **Capítulo 2** oferecemos uma revisão bibliográfica básica dos fundamentos envolvidos na propagação linear da onda ultrassônica no meio biológico, os princípios básicos de geração de sinais *chirp* e sequências de Golay na construção de pulsos ultrassônicos codificados. Também apresentamos os conceitos básicos de compressão de pulsos por MF. Por fim, apresentamos o conceito teórico de espalhadores equivalentes.

No **Capítulo 3** descrevemos os aspectos relevantes da metodologia seguida no decorrer de desenvolvimento do trabalho, juntamente com as métricas adotadas para avaliação, e as principais considerações e critérios adotados para análise dos resultados.

No **Capítulo 4**, por sua vez, exibimos os resultados numéricos das simulações computacionais empregadas e discutimos os principais pontos que devem ser considerados na construção de um esquema excitação/compressão de pulso. Em adição, apresentamos também a comparação entre as resoluções axiais e os ganhos na SNR devido às codificações comparativamente às excitações convencionais (*short-pulse*), envolvendo algumas das vantagens e desvantagens, bem como algumas das limitações com as quais nos deparamos. Ao fim, analisamos o comportamento das codificações dentro do contexto de espalhadores equivalentes.

No **Capítulo 5**, por fim, apresentamos as principais conclusões obtidas a partir dos estudos desenvolvidos.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. Introdução e aspectos básicos da física do ultrassom

Em verdade, não é possível entender os mecanismos de interação da onda ultrassônica no tecido biológico sem uma compreensão dos fundamentos da física de propagação acústica. O interesse pelo estudo e aplicabilidade do ultrassom em várias disciplinas remonta desde a Grécia antiga e no caso específico de sua aplicação à medicina, sua história é riquíssima e tem mais de meio século de pesquisa e desenvolvimento (KLEIN, 1948, O'BRIEN JR., 1998).

Nessa perspectiva, existe uma vasta quantidade de livros e publicações sobre a natureza física de propagação do ultrassom, detecção de sinais (ecos), princípios de formação de imagens médicas e sua evolução histórica dentro do contexto de uso em medicina (FISH, 1990, SZABO, 2004, COBBOLD, 2007, AZHARI, 2010). No entanto, com a simples finalidade de familiarizar e uniformizar termos e conceitos pertinentes para a melhor compreensão do trabalho desenvolvido nos capítulos subsequentes, é suficiente que se compreenda que o som é um fenômeno físico natural que se apresenta na forma de ondas.

As ondas são perturbações oscilantes no espaço e periódicas (ou não) no tempo que transferem energia de um ponto a outro, sem jamais transportar matéria. Dos princípios de física elementar, é sabido que todo corpo é constituído por partículas unidas por forças de coesão, estando em estado sólido, líquido ou gasoso, dependendo da temperatura. As ondas sonoras necessitam de um meio elástico (ou material) para se propagar e surgem, portanto, devido ao movimento vibratório das moléculas que oscilam em torno de sua posição de equilíbrio e deformam o meio elástico no qual ocorre a propagação, sendo por isso classificada como ondas mecânicas. O deslocamento

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

das moléculas no meio elástico realiza-se em certa velocidade, característica de cada material. O movimento repetitivo cria uma variação de pressão local, surgindo daí zonas de compressão (pico) e rarefação (vale) que são transmitidas ao longo do tempo, vindo daí o caráter ondulatório da onda, conforme ilustração mostrada na Figura 2.1.

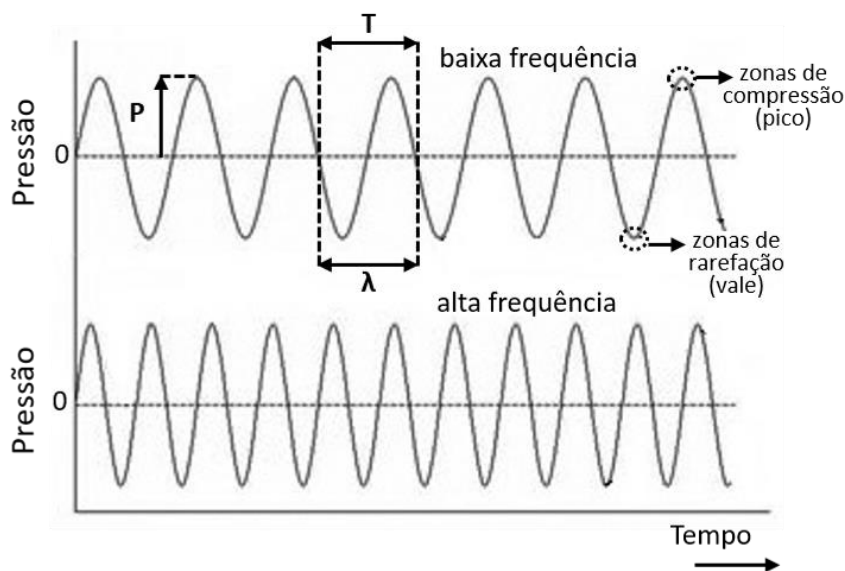


Figura 2.1 - Ilustração do fenômeno de propagação de ondas sonoras através de uma forma de onda senoidal oscilante no tempo, com características de pressão (P), comprimento de onda (λ), período (T), frequência ($f=1/T$) e velocidade (c).

Os fenômenos ondulatórios são regidos pelas mesmas equações da física para transmissão, reflexão, refração e difração, absorção e atenuação que ocorrem na óptica. Sem perda de generalidade, funções harmônicas do tipo senoidal podem ser empregadas a fim de tornar mais simples a compreensão dos mecanismos básicos da física de propagação sonora, uma vez que aquelas possuem uma característica periódica e, portanto, repetem-se em certo intervalo de tempo.

O som pode propagar-se em diferentes frequências e desse modo são subdivididas em três tipos de classe, de acordo com o interesse de estudo. O sistema auditivo humano é capaz de detectar sons com frequências entre 20 Hz e 20000 Hz (ou 20 kHz). Abaixo da frequência de 20 Hz temos o que se denomina infrassom e acima de 20 kHz temos o ultrassom, esta última, nossa classe de interesse neste trabalho.

No contexto médico, a faixa de frequências de aplicações do ultrassom costuma situar entre 1 e 15 MHz, encontrando-se aplicações de altas frequências, entre 30 e 80 MHz, nas áreas cardiovascular (imagens baseadas em cateter), dermatológica, entre outras (LOCKWOOD, G. R., *et al*, 1996). Aplicações terapêuticas operam em torno de 1 MHz, embora se possam ter aplicações em litotripsia com frequências bem mais baixas, em torno de 50 kHz. Para a maioria das aplicações em abdômen, obstetrícia e

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

ginecologia, e ecocardiografia, a faixa de frequências está entre 2,5 e 7,5 MHz. Partes superficiais, tais como tireoide, olhos e sistemas vasculares periféricos, locais onde o ultrassom não necessita penetrar profundamente no corpo, a faixa de frequências fica entre 7,5 e 15 MHz (O'BRIEN JR., 2007). Nas Figuras 2.2.a e 2.2.b são resumidas, respectivamente, os espectros acústicos e o de aplicações do ultrassom em medicina.

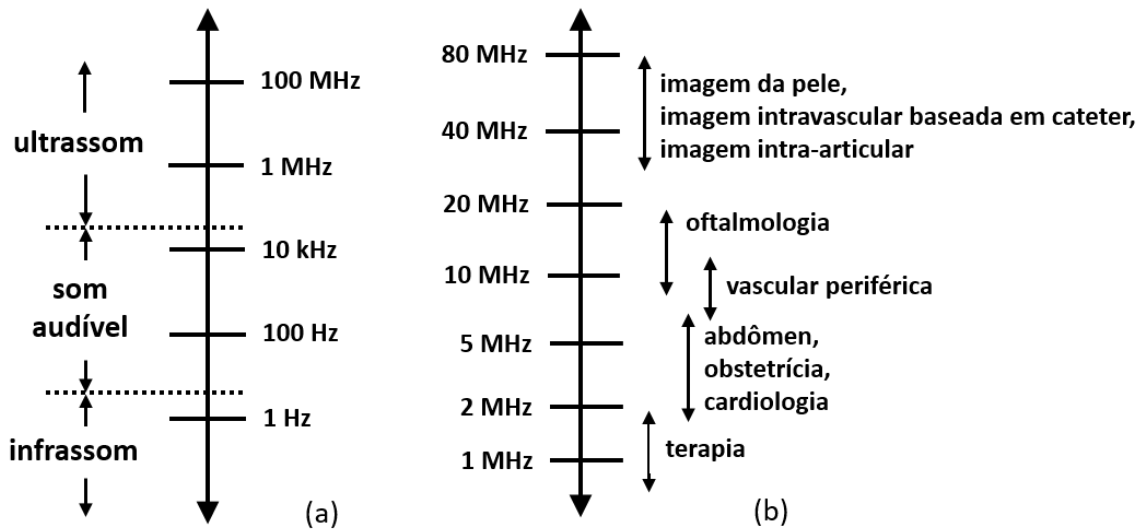


Figura 2.2 - Ilustração esquemática do (a) Ampla espectro acústico e (b) Espectro de aplicações típicas do ultrassom em medicina (modificado de O'BRIEN JR., 2007).

2.1.1. Propagação sonora como um processo linear

As ondas sonoras são caracterizadas pela frequência e comprimento de onda (Figura 2.1). Na dinâmica de propagação da onda ultrassônica pelos diversos tecidos que compõem o corpo humano, a onda encontra pelo caminho estruturas com diferentes densidades, no entanto, a frequência da onda permanece constante, mesmo quando existe uma mudança do meio de propagação, tal como de um tecido mole para um osso. Por isso, o comprimento de onda será determinado pela velocidade do som viajando no meio.

Os parâmetros básicos de propagação, comprimento de onda (λ), período de vibração (T_V), velocidade do som (c) e frequência (f) estão relacionados através da Equação 2.1:

$$\frac{c}{\lambda} = \frac{1}{T_V} = f \quad (2.1)$$

Um dos princípios empregados mais difundidos na geração de sinais e formação de imagens médicas por ultrassom é a partir de um sistema conhecido como

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

pulso-eco, em que uma onda – que pode ser considerada planar – é transmitida ao meio através de um pulso muito curto (*short pulse*) no tempo, idealmente podendo ser descrita por uma função impulso (ou função delta de Dirac). As únicas fontes de atenuação na amplitude da onda propagante são os coeficientes do meio considerado, e os alvos que as mesmas encontram podem ser aproximados por um conjunto de fios refletores paralelos. Os alvos são posicionados normais à direção de propagação, de tal modo que apenas as transmissões e reflexões axiais ocorrem (AZHARI, 2010).

Esses sistemas usam o fato de que a velocidade do som em tecidos moles é aproximadamente constante em 1540 m/s. Isso significa que o tempo de voo de um pulso da face do transdutor até o refletor e de volta ao transdutor pode ser usado como uma medida da profundidade (ou localização) desses refletores no meio (FISH, 1990).

O propósito primário da ultrassonografia médica é reter as informações do tecido no caminho do pulso ultrassônico a partir da recepção dos ecos do meio. Teoricamente, as ondas de eco são soluções da equação de onda, dado um mapa de impedância do meio (MU, PLEMMONS, & SANTAGO, 2005).

Pode-se descrever e analisar sistemas ultrassônicos no contexto de acústica linear, assumindo que as ondas de pressão consideradas representam soluções da equação de onda linear, expressa pela Equação 2.2, na sua forma unidimensional:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \rho_0 \kappa \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (2.2)$$

na qual, p representa a pressão da onda, ρ_0 e κ são, respectivamente, a densidade média e a compressibilidade do meio, t é a variável temporal e x a posição.

O modelamento de um sistema ultrassônico como linear é possível utilizando-se a aproximação de Fraunhofer, implicando que o sistema ultrassônico pode ser caracterizado no espaço- k (domínio das frequências espaciais), que corresponde à estimação do comportamento espacial do feixe acústico pela transformada de Fourier de sua resposta impulsiva (ANDERSON & TRAHEY, 2000).

Desse modo, uma das soluções da Equação 2.2, na sua forma analítica, corresponde a uma onda de pressão acústica plana e contínua se propagando no espaço unidimensional ao longo da direção axial, x , como expressa pela Equação 2.3:

$$p(x, t) = P_0 \cos(2\pi f t + k_n x) \quad (2.3)$$

na qual, P_0 , f , $k_n = 2\pi f / c$ representam, respectivamente, a amplitude, frequência e

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

número de onda de uma onda plana viajando ao longo do eixo x em um meio de velocidade c .

De acordo com DANTAS (2004), ao modelar o sistema ultrassônico como um processo linear, descrito pela Equação 2.3, pode-se representar qualquer onda de pressão pela sobreposição de diferentes ondas planas, permitindo a decomposição de um pulso de banda larga em um conjunto de fontes acústicas monocromáticas individuais. Ainda, segundo a terminologia de sistemas lineares, o pulso acústico pode ser definido como a resposta impulsiva de um sistema ultrassônico, também conhecido como função de espalhamento de ponto (PSF, do inglês *Point Spread Function*).

2.1.2. O fenômeno de atenuação da onda ultrassônica

Considerando um meio homogêneo, a partir de observações experimentais, pode-se verificar que à medida que as ondas planares acústicas se propagam, o meio considerado vai absorvendo parte da energia dessas ondas, ocasionando uma redução da amplitude do pulso com a distância, em um decaimento naturalmente exponencial. No caso específico do ultrassom, esse fenômeno de atenuação é também dependente da frequência do pulso transmitido (COBBOLD, 2007, AZHARI, 2010). Matematicamente, esse comportamento pode ser aproximado pela Equação 2.4:

$$p(x) = p_0 \cdot \exp(-\alpha x) \quad (2.4)$$

na qual, p_0 representa a pressão acústica de saída do pulso na face do transdutor, α representa o coeficiente de atenuação do meio e x a distância percorrida pelo pulso.

Para muitos tecidos biológicos, a relação entre o coeficiente de atenuação α e frequência do transdutor f , pode ser descrita pela Equação 2.5:

$$\alpha(f) = a f^b \quad (2.5)$$

na qual, a e b são constantes empíricas cujos valores diferem de um tipo de tecido para outro.

Com o fim de cobrir uma faixa larga de frequências, uma boa aproximação é assumir $b \approx 1$, tornando a relação linear, de modo que a Equação 2.5 pode ser simplificada pela Equação 2.6:

$$\alpha(f) = a \cdot f \quad (2.6)$$

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Em muitas aplicações o interesse está na medida da atenuação da onda ultrassônica em termos de sua potência, em decibéis (dB):

$$M_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{I_2}{I_1} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right)^2 \quad (2.7)$$

na qual os pares, I_2 , I_1 e P_2 , P_1 representam, respectivamente, valores de, intensidade e pressão sonora, medidos em dois pontos definidos. É importante lembrar que para uma atenuação de 50% da amplitude da onda, o valor correspondente medido, em dB, é calculado a -6 dB do pico de amplitude do sinal, enquanto que uma atenuação de 50% da intensidade (I) – recordando que $I = P^2/2Z$ (com Z sendo a impedância acústica do meio, dada por $Z = \rho_0 c$, sendo ρ_0 e c , a densidade e a velocidade do som no meio, respectivamente) – o valor medido, em dB, é calculado a -3 dB.

A substituição da Equação 2.6 na Equação 2.4 assinala que em sistemas ultrassônicos, o nível de atenuação depende da frequência de emissão do transdutor. Assim, quanto maior a frequência do pulso, maior será o efeito da atenuação e, portanto, maior a degradação que o sinal transmitido sofrerá no meio (e, também válida para o caso de sistemas pulso-eco, dos ecos que retornam para o transdutor), sendo essa, senão de outra forma, uma séria limitação imposta ao desenvolvimento de tecnologias por ultrassom.

2.2. Sistema de excitação convencional/formação de linhas-A

O sistema convencional de excitação de um sistema ultrassônico compreende a emissão de um pulso curto (ou *short pulse*) de menor duração temporal possível. A largura de banda de um transdutor está relacionada inversamente à duração do pulso e ao número de ciclos em cada pulso. Logo, para uma mesma frequência, quanto menor for o pulso, maior será a região da faixa de frequências que o transdutor poderá responder, tendo como consequência imediata para o sistema, uma melhor capacidade de resolução espacial.

A Figura 2.3 apresenta um diagrama esquemático do princípio básico de funcionamento de um sistema pulso-eco convencional, a partir de um transdutor monoelemento, no processo de formação de linhas-A (ou inspeção por Modo-A). A fim de obter informação diagnóstica sobre a localização ou profundidade das estruturas anatômicas do meio biológico de interesse, envia-se um pulso ultrassônico e mede-se o intervalo de tempo entre a transmissão do pulso e a recepção do eco.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

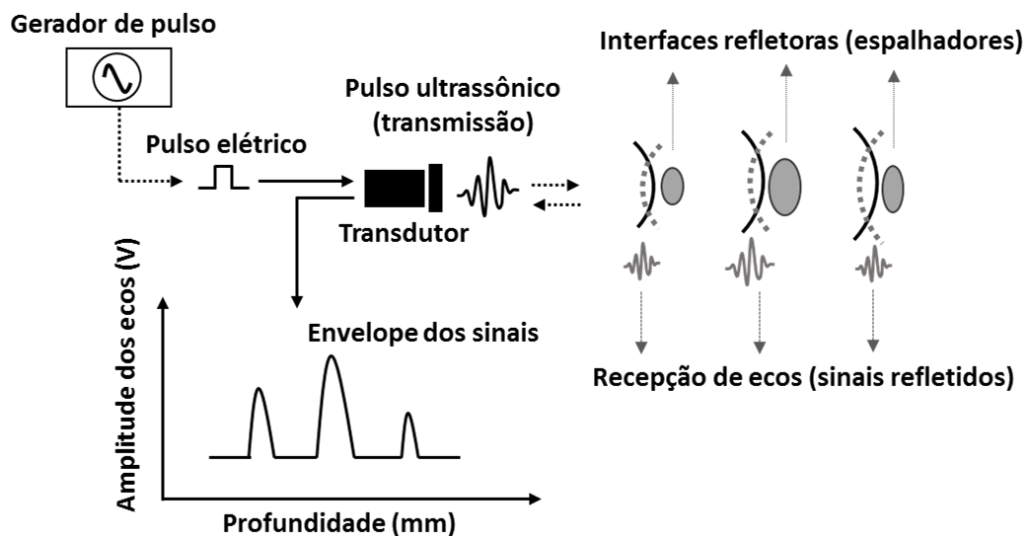


Figura 2.3 – Diagrama esquemático de um sistema pulso-eco convencional unidimensional na formação de linhas-A (ou inspeção Modo-A), considerando um transdutor monoelemento.

Um pulso elétrico (Figura 2.3) excita um transdutor (geralmente composto de cerâmica piezelétrica), fazendo o cristal entrar em modo de vibração, gerando um pulso ultrassônico que é transmitido ao meio de interesse. Ao penetrar no meio, o pulso perde parte de sua energia na propagação (sofre atenuação) e adicionalmente percebe todos aqueles efeitos conhecidos da óptica, a saber: reflexão, refração, difração, entre outros.

Desse modo, ao encontrar interfaces refletoras com diferentes impedâncias acústicas, parte da energia será refletida e retornará na forma de ecos e outra parte continuará a se propagar, até que encontre uma nova diferença de impedância, em um processo que se repete até o momento em que o pulso perde toda sua energia e nenhum eco é mais detectado. Por sua vez, aqueles sinais de ecos capturados, passam por estágios de processamento de sinais, para determinação de suas envoltórias (ou envelope), sendo comumente representados, em sua forma gráfica mais simples, como a amplitude do eco em função da profundidade (Figura 2.3).

A inspeção por Modo-A em exames clínicos nos dias atuais praticamente se restringe ao campo da oftalmologia. Geralmente para detecção de tumores, verificação de deslocamento de retina, para se determinar a espessura da córnea, entre outras (COIADO, 2008).

A obtenção de imagem ultrassônica bidimensional, dita imagem Modo-B, é a técnica ou modalidade mais difundida nos equipamentos de aquisições por ultrassom, e sua formação se dá simplificada pela combinação de um conjunto de linhas-A, mostrado pela Figura 2.4, produzindo, após certo processamento de sinais, uma tradicional imagem em tons de cinza Modo-B (Figura 2.5).

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

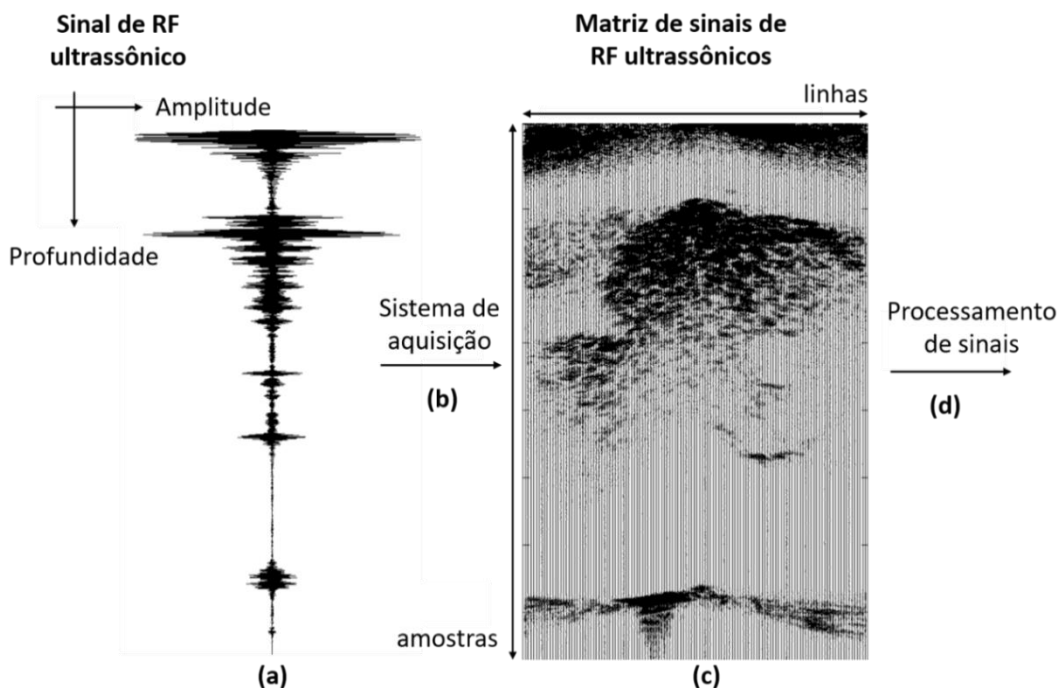


Figura 2.4 – Ilustração esquemática simplificada do mecanismo de obtenção de imagens Modo-B, obtida a partir do desenvolvimento da primeira Plataforma Brasileira de Aquisição de Imagens Médicas por Ultrassom (ONISTO, H. J., MACHADO, T. M., FERNANDES, R. C., et al., 2014): **(a)** Captura do sinal de RF ultrassônico (linha-A ou *scanline*); **(b)** Sistema de aquisição de múltiplas linhas-A (varredura) no tempo; **(c)** Conjunto de linhas-A (sinal composto) formando a matriz de sinais de RF; **(d)** Estágio complementar de processamento de sinais (detecção de envelope, compressão logarítmica, entre outras) que dará origem às imagens Modo-B, mostrada na Figura 2.5.



Figura 2.5 – Exemplo de uma imagem bidimensional em tons de cinza, popularmente conhecida como imagem Modo-B, obtida através da primeira Plataforma Brasileira de Aquisição de Imagens Médicas por Ultrassom com finalidade de pesquisa na área médica (ONISTO, H. J., MACHADO, T. M., FERNANDES, R. C., et al., 2014).

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Aspectos detalhados sobre o processo de geração desse tipo de imagem podem ser encontrados facilmente na literatura especializada (FISH, 1990, SZABO, 2004, COBBOLD, 2007, AZHARI, 2010).

2.3. *Speckle* em sinais ultrassônicos

O artefato de *speckle*, também conhecido como “artefato de interferências coerentes”, apresenta-se em sinais e imagens por ultrassom, basicamente, como um padrão determinístico, modelado em termos estatísticos (BURCKHARDT, 1978, DANTAS *et al*, 2005). A natureza determinística do *speckle* surge a partir de interferências construtivas ou destrutivas entre ondas refletidas de alvos em um dado meio e depende basicamente do comprimento de onda e da velocidade do som nesse meio.

Consequentemente, o padrão de *speckle* pode ser repetido desde que sob as mesmas exatas condições características, isto é, se dois sinais ou imagens forem adquiridas sob as mesmas circunstâncias (tais como: largura do pulso, posição do transdutor, do órgão e aspectos fisiológicos do paciente), o padrão de brilho provocado por ele na imagem será o mesmo. Em suma, o artefato de *speckle* não pode ser evitado, uma vez que é um aspecto inerente à formação de imagens por sistemas de que fazem uso de fontes coerentes: sistemas de radar e sistemas ópticos (lasers), além do próprio sistema ultrassônico. O conceito de coerência diz respeito à estabilidade da fase de uma onda que se propaga. Ondas coerentes têm, além de mesma frequência, uma relação fixa de fase entre as frentes de onda (BURCKHARDT, 1978, DANTAS *et al*, 2005).

O *speckle* impõe um aspecto granuloso e responde por uma degradação substancial da imagem ultrassônica, reduzindo principalmente o contraste e a definição de bordas, dificultando a detecção e identificação de estruturas de interesse. As Figuras 2.6 e 2.7 ilustram, de forma similar aos trabalhos de DANTAS (2004) e VIVAS (2006), a simulação da ocorrência de *speckle* em sinais ultrassônicos. É importante ressaltar, entretanto, que o padrão determinístico de *speckle* se dá especialmente em sistemas simulados, não podendo ser generalizado para casos reais envolvendo organismos vivos, dado que a presença de líquidos e partículas, músculos e vasos, movimentos, entre outros artefatos, impedirá a repetição do mesmo padrão de eco.

Na Figura 2.6.a é mostrado um conjunto de espalhadores, representando interfaces acústicas, de mesma amplitude e fase iguais a zero, distribuídos por toda a estrutura com diferentes distribuições espaciais. Na profundidade de 10 mm encontra-se

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

um único espalhador e a partir da profundidade de 20 mm, pares de espalhadores foram posicionados com uma distância entre eles de 3,0 mm, 0,5 mm, 4,0 mm, 1,0 mm e 2,0 mm, respectivamente. Nessas condições, os espalhadores são capazes de refletir sempre a mesma parcela de energia sem alteração de fase.

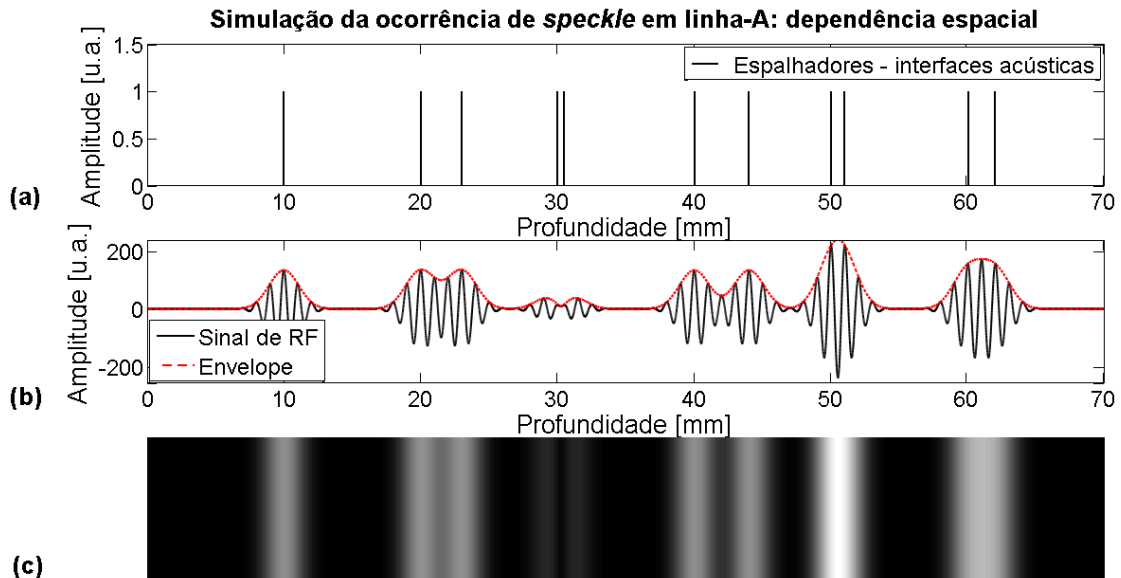


Figura 2.6 – Relação de dependência do *speckle* com a distância de separação entre espalhadores: **(a)** Espalhadores acústicos; **(b)** Sinal de eco e seu envelope; **(c)** Envelope de (b) em escala de cinza.

Na Figura 2.6.b, é representado o sinal de eco capturado pelo transdutor na recepção, proveniente da interação do pulso ultrassônico com os espalhadores. Como pode ser observado, o espalhador que se encontra posicionado a 10 mm da face do transdutor encontra-se isolado dos demais e, portanto, sua reflexão é detectada sozinha e sem interferências. Todavia, em situações nas quais a distância entre os espalhadores seja tal que o sistema não consiga resolver, uma interferência construtiva ou destrutiva pode acontecer em virtude da sobreposição das reflexões. O par de espalhadores localizados nas posições 50 e 51 mm estão bem próximos um do outro e, como pode ser observado, há a detecção de apenas um único sinal de grande amplitude, como mostrado na Figura 2.6.c. Uma vez que os sinais detectados estavam em fase, houve uma interferência do tipo construtiva.

Diferentemente, o oposto acontece com o par de espalhadores que se encontram nas posições 30 e 30,5 mm. Embora possam ter sido detectados (o que é algo desejável), os mesmos apresentam sinais cuja posição de pico detectada (Figura 2.6.b) não corresponde exatamente à posição original dos espalhadores (Figura 2.6.a), revelando que os sinais refletidos estavam fora de fase, causando drástica redução da amplitude resultante do envelope do sinal (Figura 2.6.c). A consequência imediata desse

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

fenômeno é o surgimento de um padrão de interferência destrutiva entre as reflexões capturadas. O par de espalhadores nas posições 60 e 62 mm também apresentam um padrão de interferência que não permite a detecção de cada um separadamente, enquanto os demais pares de espalhadores apresentam certa correspondência entre o pico de amplitude (Figura 2.6.b) detectado individualmente e a posição original no *phantom* (Figura 2.6.a), e observado na Figura 2.6.c.

Assim, fica claro que a distância entre os espalhadores precisa ser igual ou maior do que metade do tamanho do pulso interrogante, para que sejam detectados sem interferências entre os ecos de cada espalhador. Se isto não ocorrer, o padrão de interferência poderá levar o operador do sistema a identificar estruturas não existentes nas posições em que aparecem, ou mesmo não visualizar nenhuma estrutura onde deveria existir, devido à interferência destrutiva entre os ecos de duas interfaces próximas e não resolvidas adequadamente pelo sistema.

Na Figura 2.7 é apresentada uma situação semelhante à da Figura 2.6. Contudo, as interfaces acústicas estão distribuídas com diferentes fases relativas entre elas – 0° , 90° , 180° , 120° e 45° – em pares equidistantes de 1,0 mm. Como o pulso interrogante é maior do que 1,0 mm, certamente os ecos de cada par de espalhadores vão interferir uns com os outros, gerando padrões de interferência distintos devido às diferenças de fase.

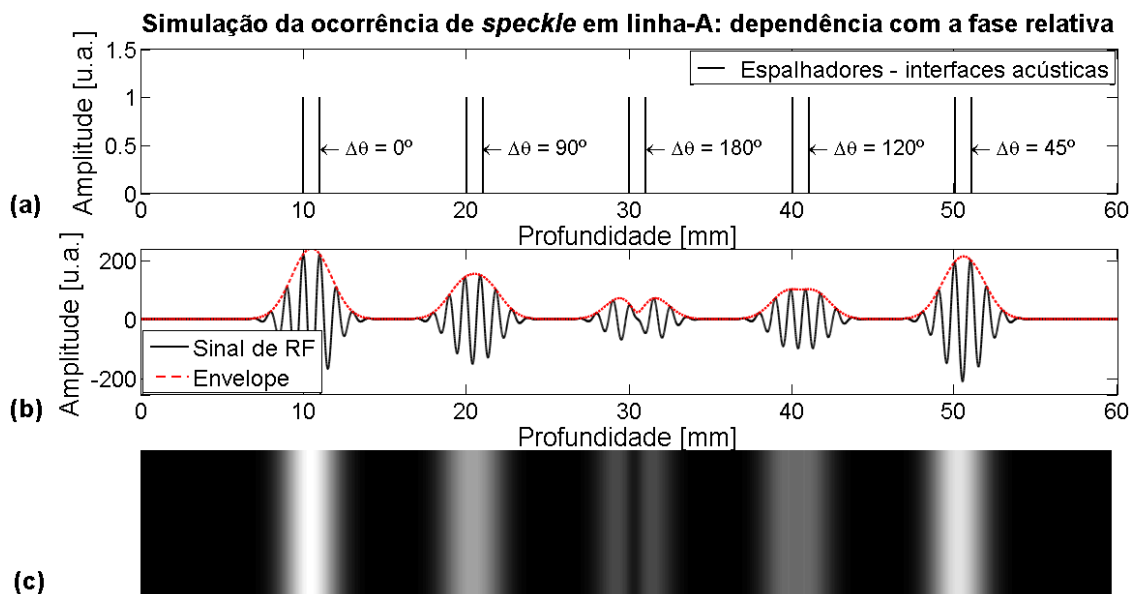


Figura 2.7 – Relação de dependência do *speckle* com a fase relativa entre espalhadores: (a) Pares de espalhadores acústicos com mesma amplitude e fases relativas iguais a 0° , 90° , 180° , 120° e 45° ; (b) Sinal de eco e seu envelope; (c) Envelope de (b) em escala de cinza.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

É notório observar que a simples mudança de fase pode fazer com que o sinal refletido pelas estruturas pode passar de uma interferência construtiva, como indicam os pares nas posições iniciadas por 10, 20 e 50 milímetros para uma completamente destrutiva como aquelas indicadas pelos pares posicionados em 30 e 40 milímetros.

Assim, as Figuras 2.6 e 2.7 mostram de maneira clara que um padrão de interferência construtivo ou destrutivo ocasionará o surgimento de *speckle* nos sinais e imagens por ultrassom, como exemplificada no caso unidimensional apresentado. Esse efeito possui uma relação intrínseca entre o comprimento do pulso em relação à distância entre os espalhadores, sendo, portanto, como já dito, um fenômeno inerente ao sistema ultrassônico.

2.4. Simulação computacional de sistemas ultrassônicos

A utilização de modelamento matemático e simulação numérica no estudo de disciplinas de engenharia biomédica, nesse caso, de sistemas por ultrassom, são de grande importância e possui relevância para o estudo de comportamentos de diferentes técnicas usadas para a análise de sinais e formação de imagens.

O uso desse tipo de ferramenta computacional permite modelar e avaliar o emprego de diferentes pulsos ultrassônicos, bem como de diferentes *phantoms* e estruturas de órgãos de interesse. A modelagem permite ainda a possibilidade de predição de resultados ainda não obtidos experimentalmente. Outra vantagem refere-se à possibilidade de obter um controle mais apropriado de testes experimentais, bem como uma maior repetitividade dos resultados.

Em engenharia de comunicações, a terminologia “sinais de RF” é uma abreviação para sinais de radiofrequências (RF, do inglês *Radio Frequency*), sendo empregada para designar os sinais que contêm informações na faixa de frequências usadas para comunicações de rádio (e.g., valores entre 3 kHz e 300 GHz). O termo RF também foi adotado pela comunidade científica e de indústria do ultrassom em um contexto diferente, onde é utilizado como uma notação padrão para sinais de dados não processados (*ultrasound raw data*), em que a informação em frequência ainda está intacta e contida no sinal elétrico representativo do sinal ultrassônico que foi detectado pelo transdutor, cuja frequência, na faixa de MHz, se encontra a faixa de sinais de rádio.

Assim, é importante dizer que termos como “sinais de RF” ou “sinais de eco” ou “sinais retroespalhados” e/ou qualquer variação similar aplicado no decorrer desse

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

trabalho, referem-se ao mesmo tipo de sinal (ou informação) e, portanto, são termos intercambiáveis entre si, a menos que se diga o contrário.

2.4.1. Modelamento de espalhadores (interfaces acústicas)

O processo de modelamento e criação de estruturas, ditos espalhadores, tem a finalidade de representar interfaces refletoras com diferentes impedâncias acústicas em posições conhecidas e, portanto, não representam sob nenhuma hipótese qualquer tipo de estrutura anatômica real.

Os espalhadores acústicos podem ser modelados como variáveis complexas, de sorte que a magnitude corresponde ao coeficiente de reflexão (i.e., define a parcela da onda incidente que será refletida) e a fase, θ , o atraso introduzido ao sinal refletido, caracterizando a deformação mecânica das interfaces. Em outras palavras, se a interface entre duas regiões fosse completamente rígida, o pulso ultrassônico refletido devido à sua interação com o espalhador teria uma defasagem de 180° , tendo ainda uma parcela de sua energia transmitida.

2.4.2. Modelamento do retroespalhamento acústico : sinal de RF (eco)

É bem aceito pela comunidade científica que os sinais de RF, que correspondem à detecção de eco na recepção, podem ser modelados pela operação de convolução entre um pulso ultrassônico e uma estrutura de espalhadores acústicos pontuais contendo magnitude e fase (JENSEN & LEEMAN, 1994, GEORGIU & COHEN, 1998, DANTAS, 2004, VIVAS, 2006). Da teoria de sistemas lineares e considerando o caso unidimensional, pode-se compreender o modelamento matemático e computacional do retroespalhamento acústico com o auxílio da Figura 2.8 que apresenta simplificadaamente o processo para um sistema pulso-eco convencional.

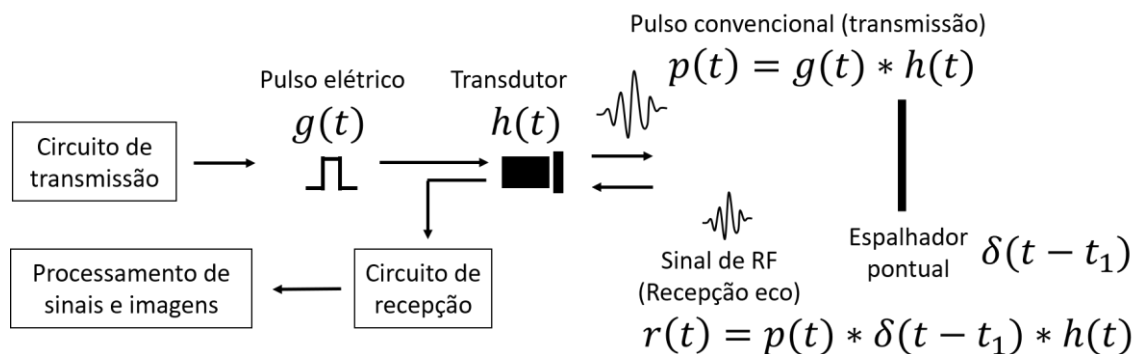


Figura 2.8 – Diagrama ilustrativo exemplificando o modelo de retroespalhamento acústico.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O pulsador do sistema de ultrassom gera um pulso elétrico $g(t)$. Esse pulso é usado para excitar um transdutor com resposta impulsiva eletromecânica $h(t)$. Então, o pulso de pressão gerado por convolução, $p(t) = g(t) * h(t)$, é enviado para o meio e encontra um espalhador pontual, cuja resposta espacial impulsiva pode ser assumida aproximadamente como uma resposta impulso e, portanto, representada por uma função delta de Dirac (Figura 2.8).

Dessa forma, o retroespalhamento é dado por $p(t) * \delta(t - t_1)$, na qual t_1 é o atraso temporal de ida e volta do sinal. O sinal retroespalhado que retorna ao transdutor é convertido novamente em um sinal elétrico, daí a nova convolução com $h(t)$, obtendo o sinal de RF desejado, $r(t)$:

$$r(t) = p(t) * \delta(t - t_1) * h(t) = g(t) * h(t) * \delta(t - t_1) * h(t) \quad (2.8)$$

Assumindo um transdutor ideal com resposta impulsiva $h(t) = \delta(t)$, tem-se que o sinal recebido por um único espalhador é a réplica do próprio pulso transmitido atrasado no tempo. Logo, substituindo $h(t)$ por $\delta(t)$ na Equação 2.8, temos a representação matemática do sinal de RF (eco) detectado pelo transdutor (emulando o circuito de recepção):

$$r(t) = p(t - t_1) \quad (2.9)$$

Como o resultado da convolução é um sinal complexo, admite-se que o sinal de RF é dado pela parte real do mesmo. Por sua vez, o envelope (ou envoltória do sinal) é determinado pela transformada de Hilbert, que calcula o sinal de RF em sua forma analítica, isto é, o sinal é decomposto em duas componentes, a saber, em fase (parte real do sinal) e quadratura (parte imaginária, que corresponde ao sinal real defasado de 90°) (DANTAS, 2004).

A Figura 2.9 mostra a simulação computacional de um retroespalhamento acústico unidimensional. Na Figura 2.9.a exibe-se um pulso ultrassônico convencional de 2,25 MHz com 50% de largura de banda fracionada (medida a -6 dB de seu valor de pico de amplitude máxima) e na Figura 2.9.b é possível notar o seu espectro de frequências. Em adição, na Figura 2.9.c encontra-se, respectivamente, um conjunto de espalhadores com amplitudes (0,5; 1,0; 0,7; 0,3 e 1,0) e fase (0° , 180° , 90° , 60° e 45°) variadas, enquanto a Figura 2.9.d mostra o espectro de frequência de sua totalidade. A Figura 2.9.e, por sua vez, apresenta o sinal retroespalhado resultante da interação do pulso

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

(Figura 2.9.a) com os espalhadores (Figura 2.9.c), e a Figura 2.9.f, por fim, mostra o espectro de frequências do sinal da Figura 2.9.e.

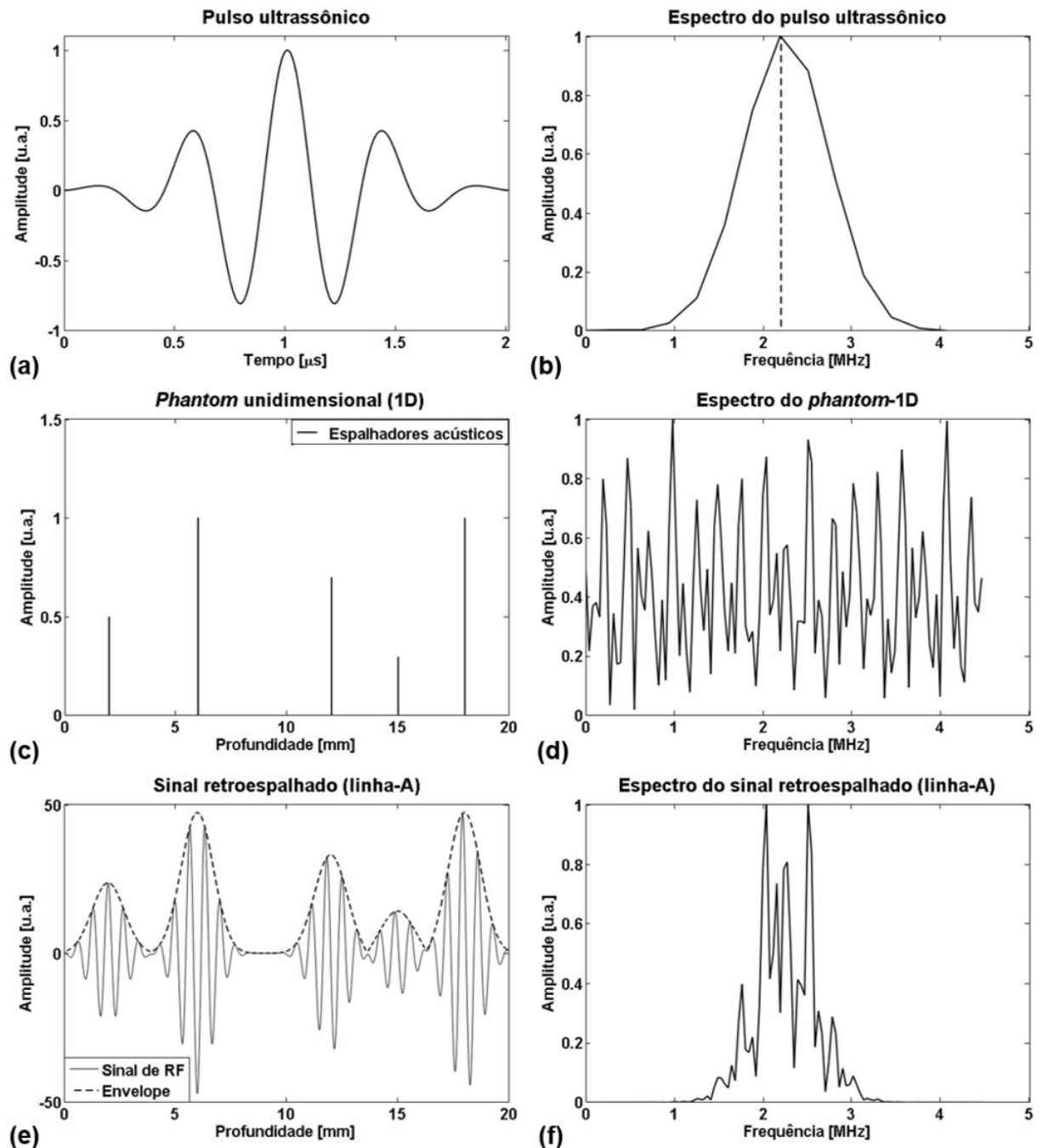


Figura 2.9 – Modelamento e simulação computacional do fenômeno de retroespalhamento acústico, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência: **(a)** Pulso ultrassônico; **(b)** Espectro de frequências de (a); **(c)** Espalhadores; **(d)** Espectro de (c); **(e)** Sinal de RF + envelope; **(f)** Espectro de frequências de (e).

2.5. Sistemas de excitação e transmissão codificada

2.5.1. Introdução e revisão da literatura

A aplicação de sinais de excitação codificada e compressão de pulso são bastante consolidadas na área de engenharia de radares e sonares. Os primeiros desenvolvimentos datam do início da década de 50 do século XX, quando pesquisadores da *Sperry Gyroscope Company* e do *MIT Lincoln Laboratory* buscaram por uma solução que pudesse melhorar a relação eco sinal-ruído (SNR) sobre técnicas de excitação convencional, contudo, sem comprometer a resolução espacial do pulso. Usaram um sinal *chirp* modulado em frequência linear como excitação e trabalharam por anos no desenvolvimento de técnicas de processamento de sinais que permitissem comprimir no tempo o longo pulso codificado. O objetivo principal, na ocasião, era obter um aumento tanto da potência média do sinal quanto da faixa de detecção, em 10 dB e 78%, respectivamente (COOK & SEIBERT, 1988).

No âmbito de pesquisa e desenvolvimento de novas tecnologias por ultrassom na área médica, o primeiro pesquisador a considerar o uso de sinais codificados foi TAKEUCHI (1979). Em seu trabalho, propôs um método de propagação de energia por espalhamento espectral (*spread energy method*) como uma alternativa para suplantiar limitações impostas pela elevada atenuação, dependente da frequência, da onda ultrassônica no tecido biológico, na qual excitações convencionais (que em geral possuem pouca potência) não geram boa SNR em regiões mais profundas.

Não obstante, TAKEUCHI (1979) estabeleceu as diferenças básicas entre sistemas codificados por radar e ultrassom (supressão de ruído vs. detecção de objetos); discutiu algumas das vantagens e desvantagens do uso de codificações em frequência ou em fase como sinal de excitação, constatando em suas aplicações práticas, que sinais codificados em fase por meio de sequências binárias de Golay eram os mais apropriados para aplicações em tecido biológico naquela oportunidade.

Todavia, no final daquela década, sistemas ultrassônicos, devido à sua complexidade, sofriam de certas limitações tecnológicas impostas ao desenvolvimento de hardware, o que levava a um problema de implementações de novas técnicas de processamento de sinais. Além disso, limitações de tecnologia de materiais, impediam o desenvolvimento de transdutores com maior largura de banda possível. Somente no início dos anos 90 houve um renovado interesse no uso de excitações codificadas dentro

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

da comunidade científica e da indústria do ultrassom (WAAG *et al*, 1976, CHOW *et al*, 1979, CARSON, 1979).

No início da década de 90, estudos realizados com excitações codificadas em frequência linear, denominadas *pseudo-chirp*, levaram em consideração os níveis de pressão acústica que garantem a segurança do paciente. Comparados às técnicas convencionais (*short-pulse*), concluiu-se que a utilização de sinais codificados apresentava um potencial de ganho de 15 a 20 dB na SNR. O esquema de excitação/compressão empregado, mostrou que a amplitude máxima que os lóbulos laterais – produto do mecanismo de decodificação para a recuperação da resolução do sistema – não poderiam passar de -45 dB, sendo esse o valor mínimo (ou crítico) para o desenvolvimento de aplicações por ultrassom em medicina, devido a esta ser a faixa dinâmica típica de funcionamento destes sistemas (O'DONNELL, 1992).

Em uma abordagem sobre redução de *speckle* e caracterização de estruturas usando excitações *chirp* linear, a aplicação de pulsos de longa duração, de 20 *us*, se mostrou como uma forma de sobrepor as limitações da resposta em frequência de transdutores (RAO & ABURY, 1993). Já POLLAKOWSKI & ERMERT (1994) avaliaram o uso de codificação não-linear para casamento com o espectro de frequências de resposta de um transdutor.

Em outro momento, RAO (1994) estendeu o trabalho realizado por TAKEUCHI (1979) e avaliou a degradação da SNR quando da atenuação de um *chirp* linear. Tanto nesse trabalho quanto no anterior citado, realizou a compressão de pulso pela correlação cruzada entre o sinal de eco e a excitação codificada empregada.

Dois anos depois, um esquema de codificação e compressão de pulso baseado na aplicação de um operador pseudo-inverso, implementado usando um banco de filtros transversais, conseguiu resolução espacial comparada àquelas de sistemas pulso-eco convencionais (SHEN & EBBINI, 1996). No mesmo ano, um sistema para melhorar imagens oftalmológicas e dermatológicas foi desenvolvido através do uso de excitação *chirp* não-linear (PASSMANN & ERMERT, 1996).

No final dos anos 90, um esquema de alongação de pulso na transmissão e uma compressão por deconvolução do sinal de retorno, implementado por um filtro inverso estabilizado, no domínio da frequência, mostrou que lóbulos laterais poderiam ser minimizados quando comparados às decodificações no domínio do tempo (HAIDER, LEWIN, & THOMENIUS, 1998).

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Contudo, MISARIDIS & JENSEN (2005a, 2005b, 2005c) foram aqueles que realizaram estudos compreensivos sobre o tema e estabeleceram os princípios básicos de formulação dos mecanismos de excitação/compressão da classe de sinais modulados em frequência (e.g. linear, não-linear, exponencial), e compararam com os codificados em fase (e.g. Barker e sequências binárias de Golay), discutindo sobre as limitações que cada uma delas ofereciam. Discutiram ainda, as vantagens e desvantagens do uso de filtros casado (MF) e descasado (MMF) na compressão de pulsos, além de estudos adicionais sobre métodos para se aumentar a taxa de quadros (*frame rate*) de sistemas ultrassônicos. Concluíram que as excitações codificadas em frequência linear possuem as características mais robustas para aplicações em ultrassom médico, conseguindo níveis de redução de lóbulos laterais de -60 a -100 dB, concomitante a um aumento na SNR de 10 a 20 dB, e mostraram a possibilidade de aumento do *frame rate* do sistema de 2 ou até 5 vezes usando essa mesma codificação.

A fim de avaliar o potencial de excitações codificadas em exames clínicos, pesquisadores fizeram imagens de nove voluntários por intermédio de um equipamento comercial modificado e as imagens foram, posteriormente, examinadas por três experientes ultrassonografistas. Os resultados mostraram que os efeitos da codificação foram perceptíveis pelos ultrassonografistas e concluíram que o aumento da SNR oferecido pela excitação codificada melhorou a capacidade de penetração do pulso aplicado e a qualidade das imagens obtidas. (PEDERSEN, MISARIDIS, & JENSEN, 2003).

Outros pesquisadores propuseram um estudo teórico acompanhado de simulações numéricas com relação a uma série de considerações que devem ser observadas na formulação de um esquema de excitação/compressão de pulso. O objetivo foi determinar parâmetros que minimizassem os efeitos de lóbulos laterais e maximizassem a SNR na saída de um MMF, a saber: escolha da função-janela de *tapering* da amplitude do *chirp*, fator de otimização da relação da largura de banda (BW) entre o *chirp* e o transdutor, entre outras. Os resultados sugeriram a utilização de um filtro-janela Dolph-Chebyshev em conjunto com uma função-janela Lanczos para *tapering* de amplitude, e um fator de otimização *chirp*/transdutor de 2,5. Usando esse esquema, conseguiram uma supressão da ordem de -80 e -94 dB, bem como um ganho na SNR de 18 e 21 dB, respectivamente, para transdutores operando em 4 e 6 MHz (BEHAR & ADAM, 2004).

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Por sua vez, as vantagens de excitações codificadas em equipamentos comerciais que permitem o uso desse tipo de tecnologia foram também consideradas. Resultados mostraram uma melhor sensibilidade na obtenção de imagens, mais perceptíveis do que aquelas feitas através de excitações convencionais, em testes com *phantoms* (FORSBERG, 2004).

Em um estudo comparado entre o desempenho de codificações bifásicas e *chirp*, pesquisadores quantificaram o *tradeoff* entre penetração e resolução sob atenuação dependente da frequência, focalização dinâmica e propagação não-linear. Também compararam o desempenho das duas formas de excitação no que diz respeito à qualidade de imagem e de requisitos de sistema. Concluíram que ambos os códigos atingem níveis de lóbulos laterais semelhantes, e que a atenuação dependente da frequência na verdade ajuda a melhorar o nível de redução de lóbulos laterais. Encontraram ainda que imagens obtidas com códigos de Golay foram mais afetadas pela focalização dinâmica e movimento do que as obtidas com os *chirps*, e sugeriram meios pelos quais a degradação pelo movimento pode ser reduzida (CHIAO & HAO, 2005).

No início da segunda metade dos anos 2000, OELZE (2007), desenvolveu uma nova técnica de excitação/compressão de pulso, chamada *Resolution Enhancement Compression* (REC), com o objetivo de melhorar a resolução axial de um sistema ultrassônico sem introduzir níveis elevados de lóbulos laterais. O esquema proposto emprega a teoria de convolução equivalente para determinar uma pré-excitação *chirp* apropriada para excitar um transdutor real, tomando as características modeladas de um transdutor ideal e de uma excitação *chirp* linear tradicional. Na recepção, a compressão do sinal foi feita por meio de um filtro de Wiener. Os resultados obtidos, tanto por simulação quanto por medição experimental, mostraram a possibilidade de ganhos consideráveis na resolução axial e na largura de banda do sistema.

Como é possível notar, a partir da segunda metade dos anos 2000, a literatura relata uma vasta e crescente série de artigos tratando da aplicação de excitações codificadas e compressão de pulso, nas mais variadas técnicas e campos de aplicação do ultrassom. Em virtude desse movimento, em 2005, a *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, publicou um compêndio especial tratando do uso de formas de ondas codificadas em ultrassom, devido ao grande interesse despertado por esse tema na comunidade científica. Tendo isso em vista, alguns outros trabalhos a

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

seguir são relacionados a título de mostrar a abrangência de estudos e aplicações que esse tema alcança.

NOWICKI, *et al.* (2003) investigaram a utilização de códigos binários modulados em fase para a compressão de sinais em sistemas de imagem de diagnóstico por ultrassom, conseguindo uma melhora na SNR por um fator de três. Conseguiram também obter imagens a 15 cm de profundidade sem sacrificar a resolução axial ou o contraste.

BENNETT, *et al.* (2006) consideraram a utilização da transformada de Fourier fracionada para compressão de pulso. A vantagem dessa técnica é que não há necessidade de um conhecimento *a priori* do sinal codificado transmitido. Entretanto, embora semelhante ao filtro MF, os resultados não são tão benéficos quanto o deste último.

LIU & INSANA (2004), apresentaram estudos comparativos entre dois tipos de códigos de fase modulada, chamadas sequências-M e *Optimal*, aplicando dois tipos de processamento na recepção, a saber, filtro MF e filtro inverso, visando aplicações em elastografia. Concluíram que uma combinação entre códigos *Optimal* e filtro inverso é a mais adaptável. PENG & LIU (2010), propuseram dois esquemas de excitação/compressão usando um sinal *chirp* linear em ambientes simulado e experimental operando em tempo real, mostrando que a performance (ganho na SNR) de excitação codificada é muito melhor do que o simples uso de pulsos convencionais.

Em metrologia por ultrassom voltada para aplicação em engenharia biomédica e medição da atenuação ultrassônica, pesquisadores propuseram a utilização de uma excitação codificada gerada em função da resposta espectral do sistema. Sua técnica difere das demais relatadas, no que tange à geração de pulsos de excitação codificada, por utilizar o inverso da transformada de Fourier da resposta em frequência do sistema pulso-eco, para então determinar a codificação da excitação. Os resultados obtidos mostram que se feito dessa forma, o sinal de eco tem a largura de banda aumentada quando comparada com as excitações tradicionais (COSTA-FÉLIX, 2005).

Em simulações de sistemas de imagem por fotoacústica, pesquisadores apresentaram um estudo da utilização de códigos complementares de Golay, mostrando a possibilidade de se obter ganhos na SNR da ordem de 5 a 27 dB, dependendo do comprimento da sequência implementada (MIENKINA, *et al.*, 2008). Em outro trabalho

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

foi feita uma discussão sobre a influência da largura de banda do transdutor sobre os ecos codificados usando as mesmas sequências binárias de Golay (TROTS, *et al.*, 2007).

Quando dois métodos de excitação *chirp*, simples e sequencial, foram aplicados, em situações que envolvem o uso de agentes de contraste em ultrassom, pesquisadores avaliaram a relação contraste-tecido, conseguindo um aumento desse valor na faixa entre 4 e 8 dB quando comparado com excitações convencionais. Concluíram que a codificação possui um bom potencial de segurança, com boa resolução espacial, podendo trazer melhorias à detecção de fluxo em veias menores e profundas por todo o corpo (SUN, KRUSE, & FERRARA, 2007). Outros autores mostraram a viabilidade do uso de excitações codificadas em imagens por ultrassom Doppler transcraniano, e relataram o potencial dessa abordagem para uma melhor localização de veias e do rastreamento da posição da embolia na circulação cerebral (COWE, GITTINS, & EVANS, 2007).

HUANG & LI, 2007, fizeram uma abordagem para desenhar códigos binários adequados para aplicações em sistemas de ultrassom médico de alta frequência (transdutor operando em 25 MHz). Já ZHAO, MO, & GAO (2007) e LAMBOUL, *et. al.* (2009), apresentaram, respectivamente, considerações teóricas e práticas do uso de códigos de Barker e *chirp* linear em imagens de sistemas de *Color Doppler*. Outros trabalhos abordaram ainda a utilização de *chirps* modulados na amplitude ao invés de na frequência em sistemas ultrassônicos por efeito Doppler (COWE, GITTINS, & EVANS, 2008) e em detecção de contraste por ultrassom de alta frequência (LI, KUO, & YEH, 2010).

TANABE, *et al.* (2011), propuseram o uso de sinais *multi-chirps* com o objetivo de conseguir uma alta SNR e alta resolução axial em imagens obtidas pela técnica conhecida como *Tissue Harmonic Imaging* (THI). A ideia era remover o tempo e as sobreposições espectrais existentes no THI codificada. Assim, cada tempo de duração dos sinais *chirp* transmitidos é projetado para não sobrepor os sinais transmitidos e tampouco o eco de retorno da região de interesse.

Pesquisadores efetuaram também investigações com o intuito de se determinar a melhor localização do estágio de filtro de compressão de pulso na recepção, considerando a posição deste em relação ao conversor analógico-digital (ADC, do inglês *Analog-Digital Conversor*), *beamformer* (BF), demodulação em quadratura (QD, do inglês *Quadrature Demodulation*), entre outros, a fim de encontrar um *tradeoff* entre

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

complexidades computacionais e de hardware. O estudo foi conduzido a partir do exame de excitações baseadas em códigos de Barker, Golay e *chirp* linear. Resultados mostraram que a qualidade das imagens com respeito a todas as codificações fica melhor quando o filtro de compressão fica posicionado logo após o ADC. Porém, isso acarreta a uma alta complexidade de hardware. Logo, a escolha deve levar em conta os requisitos de qualidade de imagem desejada. Codificações do tipo Barker e Golay sofreram alguma degradação na resolução axial quando localizados atrás do BF e QD, mas a complexidade de hardware se mostrou menor. Para o *chirp* não houve mudança na resolução axial com respeito ao posicionamento do filtro de compressão, daí concluíram que a localização ótima para a realização do filtro é logo depois do BF (KIM, *et al.*, 2012).

JEONG, CHANG, & SHUNG (2012), produziram um estudo sobre o uso de *chirp* combinado com um filtro rejeita-faixa para minimizar interferências de ultrassom focalizado de alta intensidade (HIFU, do inglês *High Intensity Focused Ultrasound*) recebido na recepção pelo transdutor, em sistemas simultâneos de terapia e imagem que usam HIFU.

No âmbito de técnicas digitais, pesquisadores propuseram um novo processamento e detecção de sinais em alta velocidade por meio de uma FPGA (*Field-programmable Gate Array*), através do uso combinado de códigos Golay com técnicas de imagens oftálmicas por ultrassom de alta frequência (15 MHz) (ZHOU, *et al.*, 2012). O mesmo grupo (ZHOU, *et al.* 2014), dois anos mais tarde, relatou o uso de códigos binários de Golay como excitação em biometria oftalmológica por ultrassom, conseguindo diminuir a tensão de excitação aplicada de 60V (pulsos convencionais) para $\pm 15V$ (pulso codificado), consequentemente reduzindo de forma considerável a potência do sinal de excitação, além de melhorar a SNR.

Outros autores propuseram o uso de um uso de codificações híbridas pela combinação de códigos de Barker e modulação em frequência linear (LFM, do inglês *Linear Frequency Modulation*), comprimidos por MF e MMF, para melhoramento da resolução axial. Embora aleguem terem conseguido dobrar a resolução, os níveis de lóbulos laterais observados foram da ordem de -35 dB, e portanto, insatisfatórios para uso em ultrassom médico (FU, WEI, & HUANG, 2013).

Houveram ainda a proposição de duas novas métricas – FWHDR (do inglês, *Full Width at Half Dynamic Range*), uma variação da FWHM (do inglês, *Full Width at Half Maximum*), também comumente usada para medir a resolução, e a DML (do inglês,

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Doubled Mainlobe Level) que reflete a combinação entre alargamento do lóbulo principal e o comportamento de lóbulos laterais, medindo o nível na qual, a área de projeção da função de espalhamento de ponto, na metade da faixa dinâmica é dobrada – para avaliação da performance de sistemas de compressão de pulsos ultrassônicos (HARPUT, *et al*, 2014). Esse mesmo grupo, no ano seguinte, realizou estudos sobre o uso de sinais *chirp* em imagens ultrassônicas de contraste por microbolhas, cujo principal objetivo é diferenciar tecido perfundido de não-perfundido. Resultados de simulação e medidas experimentais realizadas mostraram que embora o relação de contraste/tecido tenha aumentado, houve por outro lado, uma redução da qualidade da imagem, devido a um aumento nos níveis de lóbulos laterais observados nas frequências fundamentais e de segunda harmônica (HARPUT, *et al.*, 2015).

A fim de melhorar os métodos de imagem por abertura sintética (SAT, do inglês *Synthetic Aperture Transmission*), técnicas de correção de padrão do feixe ultrassônico foram realizadas em um esquema de transmissão/recepção, baseadas na emissão de diferentes pares de códigos binários ortogonais de Golay por subaberturas de transmissões adjacentes, com o objetivo de diminuir o tempo de reconstrução de imagens. Os resultados obtidos mostraram que a aplicação da correção do padrão de feixe leva à melhoria da qualidade da imagem na proximidade da face do transdutor, com redução do nível de ruído, avaliado entre os refletores na profundidade de 4 mm, diminuído de -14 para -38 dB aproximadamente (TROTS, TASINKEVYCH, & NOWICKI, 2015).

Em outro cenário, a fim de contornar as limitações impostas que codificações de Barker e Golay exigem na seleção de sequências para aplicação em sistemas ultrassônicos, pesquisadores propuseram uma nova técnica de codificação Golay, modificada por sequências de Barker, aplicada às imagens por ultrassom. O objetivo foi trazer aprimoramento adicional na intensidade do sinal para melhoria de contraste, e flexibilidade na seleção do tamanho do comprimento de códigos binários. Nos estudos realizados com *phantom*, a intensidade da técnica proposta atingiu valores superiores em torno de 29 dB quando comparada as técnicas short-pulse convencionais (KIM, JUNG, BAE, *et al*, 2016).

Novos estudos sobre alternativas de modulação têm surgido também no cenário das excitações codificadas. Em um deles empregou-se o uso de sequências de Huffman em imagens de segunda harmônica com a finalidade de melhorar a energia

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

transmitida ao meio. Através de técnicas apropriadas para compressão e separação das componentes de segunda harmônica, os autores obtiveram melhorias de 50% na resolução axial e de até 50 vezes na energia do sinal da segunda harmônica após estágio de compressão realizado com o uso desse tipo de codificação em relação à *chirp* (MARDI & MAHLOOJIFAR, 2016).

Complexidades de *hardware/software* no emprego de excitações codificadas em sistemas de *array* com vários elementos também tem sido endereçada nos estudos sobre o tema. A fim de diminuir a carga computacional envolvida na construção de filtros de compressão para cada elemento ativo de transdutores no domínio temporal, os autores LAHAV *et al* (2016) propuseram a integração do mecanismo de compressão de pulso em uma variante de *beamforming* desenvolvida no domínio da frequência. Em seus resultados alcançaram uma redução de 26 vezes na carga computacional, sem comprometer a qualidade da imagem. Em adição, o referido método foi expandido como alternativa viável de aplicação para aprimoramento da profundidade da imagem, SNR e aumento do frame rate.

Em outro tipo de abordagem, um grupo de pesquisadores propôs o uso de algoritmos de aprendizagem de máquina (*machine learning*) como uma forma de estimar as características do pulso codificado enviado ao meio, analisando os ecos recebidos, a fim de contornar as distorções que o tecido biológico confere aos sinais de RF, produzido pelo uso de excitações *chirp*, que tornam o perfil de eco ultrassônico desconhecido, podendo causar uma degradação da qualidade das imagens reconstruídas após aplicação de MF. Desse modo, desenvolveram um método que cria um dicionário de dados e o usaram como conjuntos de treinamento sobre sinais *chirp*. Um filtro inverso foi proposto para ser utilizado no lugar do tradicional filtro MF. Tal filtro foi construído a partir do pulso estimado e, então, usado para criar imagens ultrassonográficas. De acordo com os autores, o método desenvolvido pode resultar no aprimoramento do uso de codificações, contribuindo para realçar imagens ultrassônicas (DANIAL, PORAT, & FRIEDMAN, 2016).

Por fim, uma típica complexidade em sistemas pulso-eco que almejam utilizar excitações codificadas está no fato de que seu longo código coloca limitações na distância máxima entre o refletor (objeto) mais próximo e o sistema de transmissão/recepção. Pesquisadores têm estudado meios de se intervalar ou pausar a aquisição de sinais, discutindo os tempos ideais para esse tipo de abordagem, buscando reduzir a duração

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

total da resposta do sistema às mudanças do meio. Nos resultados, apresentaram um caso de uso em ultrassom industrial, e de maneira geral indicaram a viabilidade de se atingir valores de ganho na SNR superiores a 20 dB com a codificação proposta (ISLA & CEGLA, 2017).

2.5.2. Produto tempo-largura de banda (TBP)

Essencialmente, formas de ondas codificadas são sinais que possibilitam o aumento do TBP, um parâmetro que relaciona o tempo de duração do sinal (T) e a largura de banda (B) da excitação. Os benefícios de tais formas de onda podem ser entendidos comparando-se as características destes com aqueles pulsos convencionais com envelope Gaussiano (MISARIDIS & JENSEN, 2005a).

A largura de banda de um sistema ultrassônico é grandemente limitada pela natureza passa-banda do transdutor. Em outras palavras, um pulso curto (convencional) de duração T , com uma frequência portadora f_0 , é um sinal de banda larga contendo todas as frequências em uma largura de banda $B = 1/T$ em torno de f_0 . Por conseguinte, decorre que o TBP assumirá, aproximadamente, um valor unitário:

$$TBP = T \cdot B = T \cdot \frac{1}{T} \cong 1,0 \quad (2.10)$$

Diferentemente, pulsos codificados de longa duração incluem uma ampla classe de sinais com TBP bem além da unidade, o que faz deste um parâmetro utilizado para caracterizar a qualidade de um sinal modulado, dado que este quantifica a diferença de ganho de sinais modulados em relação a sinais de portadora única. A consequência imediata disso é que qualquer modulação aumentará o valor do TBP, tornando-o um critério chave para avaliação de um esquema excitação/compressão de pulso (PEDERSEN *et al*, 2003, BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005).

2.5.3. Codificação em frequência : construção de sinais *chirp* tradicionais

Uma maneira de aumentar o TBP de uma forma de onda é introduzir um sinal LFM ou também, como já vimos, chamado *chirp*, com envelope constante, de forma a excitar um transdutor na transmissão. Matematicamente, pode-se expressar um sinal LFM conforme a Equação 2.11:

$$s_{LFM}(t) = a(t) \cdot \text{sen}(2\pi f_0 t + \varphi(t)), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.11)$$

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

na qual, $a(t)$ é a função de modulação da amplitude, f_0 é a frequência central, $\varphi(t) = \pi kt^2$ é uma função de modulação de fase quadrática, com $k = B/T = (f_2 - f_1)/T$, o parâmetro que determina a taxa com a qual a frequência é varrida, B é a largura de banda de varredura determinada pelo intervalo de frequências entre f_2 (final) e f_1 (inicial), e T representa o tempo de duração total da excitação.

Tomando a derivada do argumento da Equação 2.11, $\Phi(t) = 2\pi f_0 t + \varphi(t)$, dividida por 2π , com relação ao tempo, obtemos sua frequência instantânea:

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\Phi(t))}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d(2\pi f_0 t + \pi kt^2)}{dt} = f_0 + k \cdot t = f_0 + \frac{B}{T} t \quad (2.12)$$

A função da modulação é distribuir a energia do sinal em cada uma de suas componentes espectrais, logo a frequência instantânea indica a banda espectral na qual a energia do sinal está concentrada no instante de tempo t . Assim, o *chirp* é um sinal que realiza uma varredura de uma baixa até uma alta frequência, varrendo linearmente frequências no intervalo $\left[f_0 - \frac{B}{2}, f_0 + \frac{B}{2} \right]$.

A Figura 2.10 exhibe graficamente como são as relações entre a varredura linear da frequência e o tempo na construção de um *chirp*.

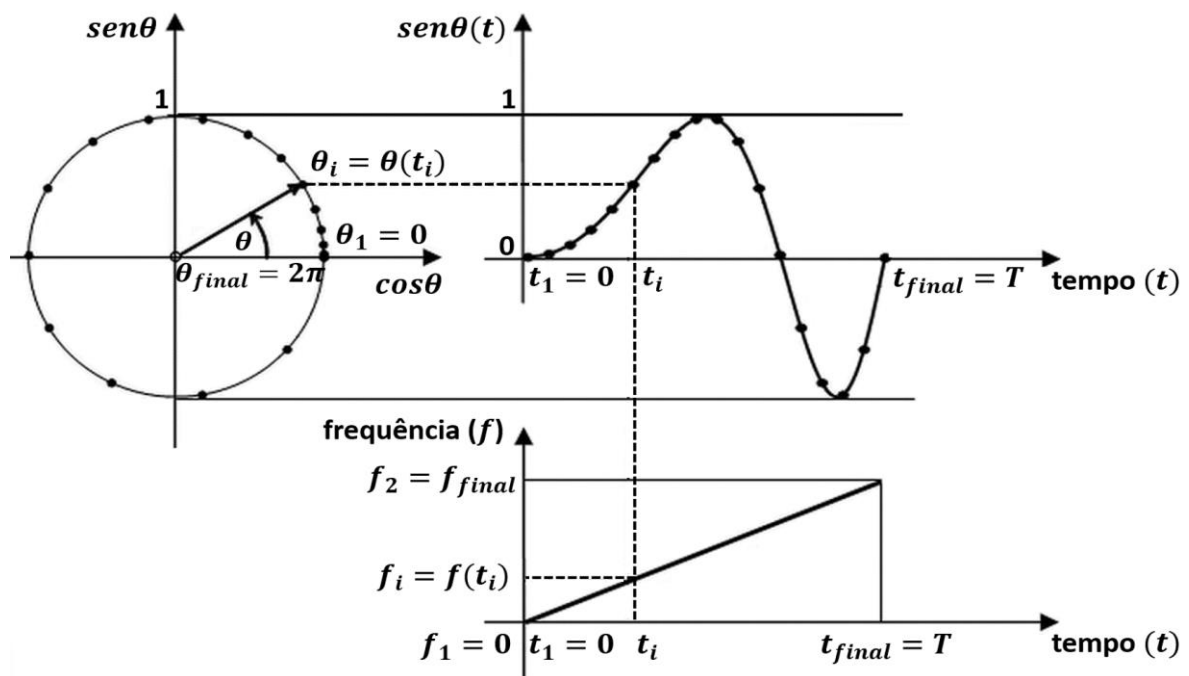


Figura 2.10 - Ilustração esquemática mostrando a relação de dependência entre as variáveis envolvidas na geração de um sinal *chirp* modulado em frequência linear (modificado de PAAVLE, 2011).

Já a Figura 2.11 apresenta um sinal LFM com duração de $10 \mu s$, sua frequência instantânea (em um intervalo arbitrário $B = f_2 - f_1$) em função do tempo (T)

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

e o respectivo espectro de frequências resultante do sinal (obtida pela aplicação da transformada de Fourier). A compressão desse tipo de pulso no momento de restaurar a capacidade de resolução de sistema, como se verá adiante, resulta na produção de artefatos indesejados chamados de lóbulos laterais.

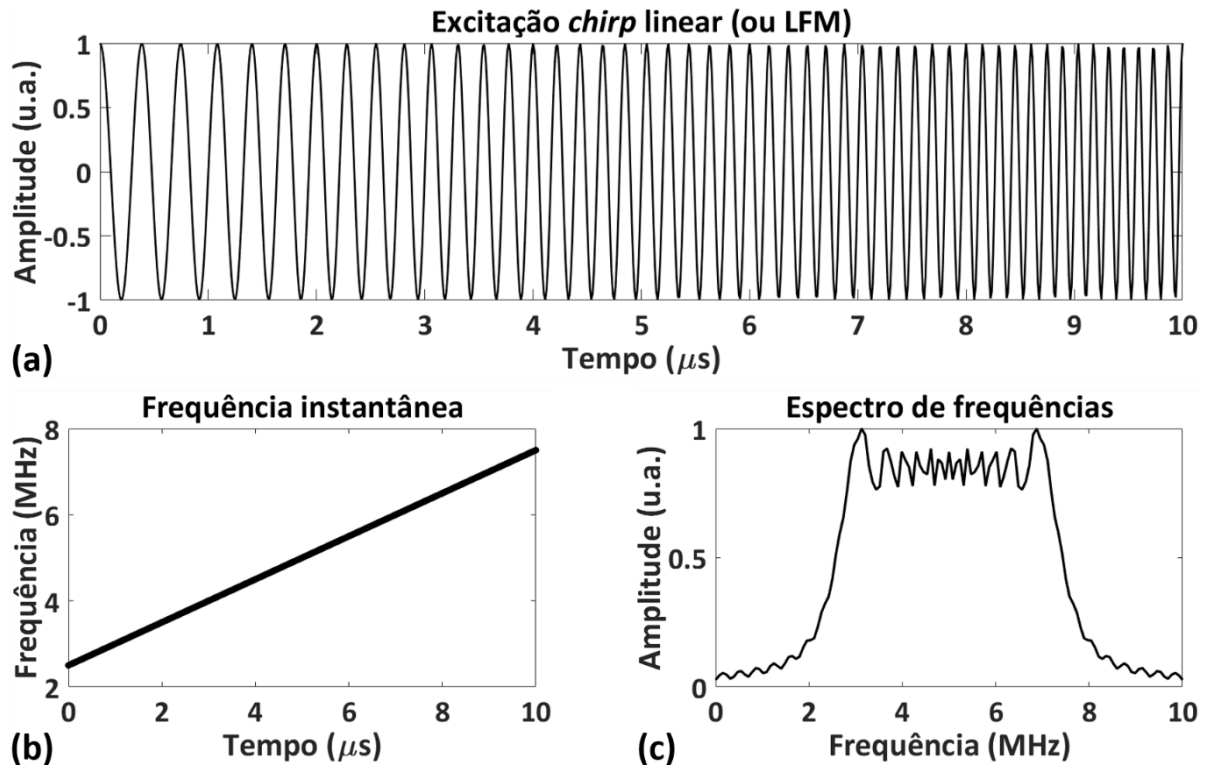


Figura 2.11 – (a) Forma de onda de um sinal modulado em frequência linear (*chirp* ou LFM); (b) Variação linear da frequência instantânea do sinal de (a) em função do tempo; (c) Espectro de frequências do sinal de (a).

2.5.4. Compressão de pulso : filtro casado (MF) e descasado (MMF)

O uso de sinais codificados alonga o tempo de duração do pulso transmitido, possibilitando a distribuição da energia do sinal em suas várias componentes espectrais, mas em contrapartida, ocasiona uma degradação da largura de banda do sistema, acarretando na incapacidade de detecção das estruturas, comprometendo a resolução. Devolver a capacidade de resolver espacialmente as estruturas é tarefa desempenhada pela compressão de pulso, uma técnica de processamento de sinais, que permite desacoplar a dependência da resolução axial com respeito ao comprimento do pulso.

Nesse contexto, embora existam autores que façam essa compressão por filtros inversos e de Wiener (RAMAN & RAO, 1994, OELZE, 2007, COWE, GITTINS, & EVANS, 2008), apenas para ficar em alguns autores, o filtro MF é a técnica mais difundida e encontrada à exaustão na literatura para esse fim, pois sua grande vantagem é a maximização da SNR na presença de um ruído branco gaussiano.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Em contrapartida, sua desvantagem é o surgimento, como subproduto, de lóbulos laterais temporais na saída do filtro, degradando a qualidade dos sinais e imagens ultrassônicas, uma vez que esse tipo de artefato costuma atuar dentro da faixa dinâmica de funcionamento de sistemas ultrassônicos, que se situa em torno de 40 dB (O'DONNELL, 1992, HAIDER, LEWIN, & THOMENIUS, 1998).

Invariavelmente, portanto, há a necessidade de se empregar métodos que possibilitem minimizar os efeitos desses artefatos. Uma maneira de atingir essa condição, geralmente, é deslocar o MF para a condição de filtro descasado (MMF), conforme (BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005). Considere a ilustração da Figura 2.12.

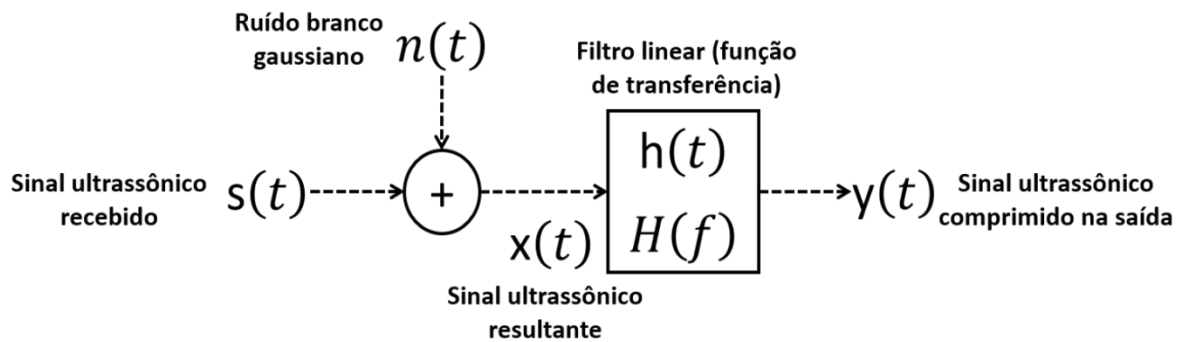


Figura 2.12 – Diagrama simplificado do processo de compressão de pulso por filtro casado (MF).

Primeiramente descrito por Dwight O. North em 1942, reimpresso pela IEEE (NORTH, 1963), o MF corresponde à solução ao problema de se encontrar um filtro linear invariante no tempo que maximize a SNR de um sinal na presença de um ruído branco gaussiano. No esquema da Figura 2.12, o sinal recebido, $s(t)$, é contaminado por um ruído aditivo, $n(t)$, tal que:

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (2.13)$$

O sinal resultante, $x(t)$, ao passar por um filtro linear, com resposta impulso, $h(t)$, retorna na saída, $y(t)$, a versão transformada de $x(t)$. Matematicamente, a implementação do filtro (causal para realização física) é realizada pela convolução do sinal recebido pelo sinal transmitido reverso no tempo:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (2.14)$$

na qual, τ representa a variável de integração e t é a variável de deslocamento no tempo.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A resposta em frequência, $H(f)$, do MF corresponde à transformada de Fourier de $h(t)$, isto é:

$$H(f) = \mathcal{F}\{h(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.15)$$

No contexto de aplicação em ultrassom, $h(t)$ representa a forma de onda usada na transmissão reversa no tempo, e $H(f)$, que representa a função de transferência do filtro, é o complexo conjugado do espectro do sinal de excitação no domínio da frequência.

A SNR é definida como a razão entre a potência do sinal de retorno (P_{ECO}) e a potência média do ruído de fundo ($|P|_{RUÍDO}$):

$$SNR = \frac{P_{ECO}}{|P|_{RUÍDO}} \quad (2.16)$$

De acordo com TURIN (1960) e MISARIDIS & JENSEN (2005a), a máxima SNR é igual a:

$$SNR_{MAX} = \frac{2 \times (\text{energia do sinal recebido})}{\text{densidade espectral de ruído (W/Hz)}} = \frac{2E}{N_0} \quad (2.17)$$

na qual, E é a energia do sinal da forma de onda transmitida e $N_0/2$ é a densidade espectral de potência (PSD, do inglês *Power Spectral Density*) do ruído.

Os pesquisadores MISARIDIS & JENSEN (2005a) mostram ainda que o ganho teórico na SNR obtido pelo MF será igual ao TBP da forma de onda transmitida:

$$SNR_{GANHO} = T \cdot B \quad (2.18)$$

Enquanto OELZE (2007) apresenta uma formulação matemática por desenvolvimento logarítmico para se avaliar o ganho na SNR, conforme mostra a Equação 2.19:

$$GSNR = 10 \cdot \log_{10}(TBP) \quad (2.19)$$

na qual, TBP é o valor do produto tempo-largura de banda.

O objetivo do filtro é remover a modulação e alinhar em fase todas as componentes espectrais, de modo a concentrar toda a energia do pulso, distribuída na transmissão, em torno de um único instante – sem prejuízo na largura de banda do sinal – na recepção.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A compressão de pulso, desse modo, traz o TBP novamente para um valor próximo ao unitário e permite um aumento no ganho da SNR do sistema.

Todavia, como já mencionado, a principal desvantagem do MF é o surgimento dos chamados lóbulos laterais adjacentes ao lóbulo principal na saída do filtro de compressão, comprometendo a resolução e o contraste das imagens de ultrassom (BEHAR & ADAM, 2004) (MISARIDIS & JENSEN, 2005b).

De acordo com HAIDER, LEWIN, & THOMENIUS (1998), o nível de redução de lóbulos laterais requer valores inferiores a -45 dB, devido à faixa dinâmica típica de sistemas ultrassônicos.

Em codificações por frequência, a minimização dos lóbulos laterais envolve uma modificação do *chirp* na transmissão, e posteriormente na recepção, com o deslocamento do MF para a condição de um MMF. Tal deslocamento é realizado através da aplicação de uma função janela (e.g., Dolph-Chebyshev) sobre a função de transferência do MF.

Seja $x_{TAP}(t)$ o sinal de eco detectado na recepção, resultante da transmissão do *chirp* modificado, $s_{TAP}(t)$, e $w(t)$ uma função janela escolhida sob determinado critério. Matematicamente o MMF é obtido da seguinte forma:

$$h_{MMF}(t) = w(t) \cdot s_{TAP}(t) \quad (2.20)$$

na qual, $H_{MMF}(f) = \mathcal{F}\{h_{MMF}(t)\}$ é a nova função de transferência do filtro.

Logo, a saída $y_{MMF}(t)$ do MMF é obtida pela seguinte operação de convolução:

$$y_{MMF}(t) = x_{TAP}(t) * h_{MMF}(t) \quad (2.21)$$

A Figura 2.13 apresenta um desenho esquemático do processo de compressão descrito acima para o caso de um sinal *chirp* (sem a presença do transdutor).

Nela, uma excitação modulada *chirp* com banda larga é transmitida (Figura 2.13.a) e recebida posteriormente na recepção, passa por um filtro MF, com função inversa da transmissão (Figura 2.13.b), a fim de comprimir o pulso e torná-lo bastante estreito e com grande amplitude. Pode-se provar que a saída do filtro de compressão para uma excitação *chirp* linear tem como resposta uma forma de onda do tipo seno cardinal (Figuras 2.13.b e 2.14.c), expressa por:

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

$$\text{saída da compressão}_{CHIRP}(t) = \sqrt{T \cdot B} \times \frac{\text{sen}(\pi Bt)}{(\pi Bt)} = \sqrt{T \cdot B} \times \text{sinc}(\pi Bt) \quad (2.22)$$

O aumento da frequência f na transmissão, faz a amplitude do sinal resultante após compressão se tornar $\sqrt{T \cdot B}$ vezes maior, e a largura de pulso $1/B$ mais estreito.

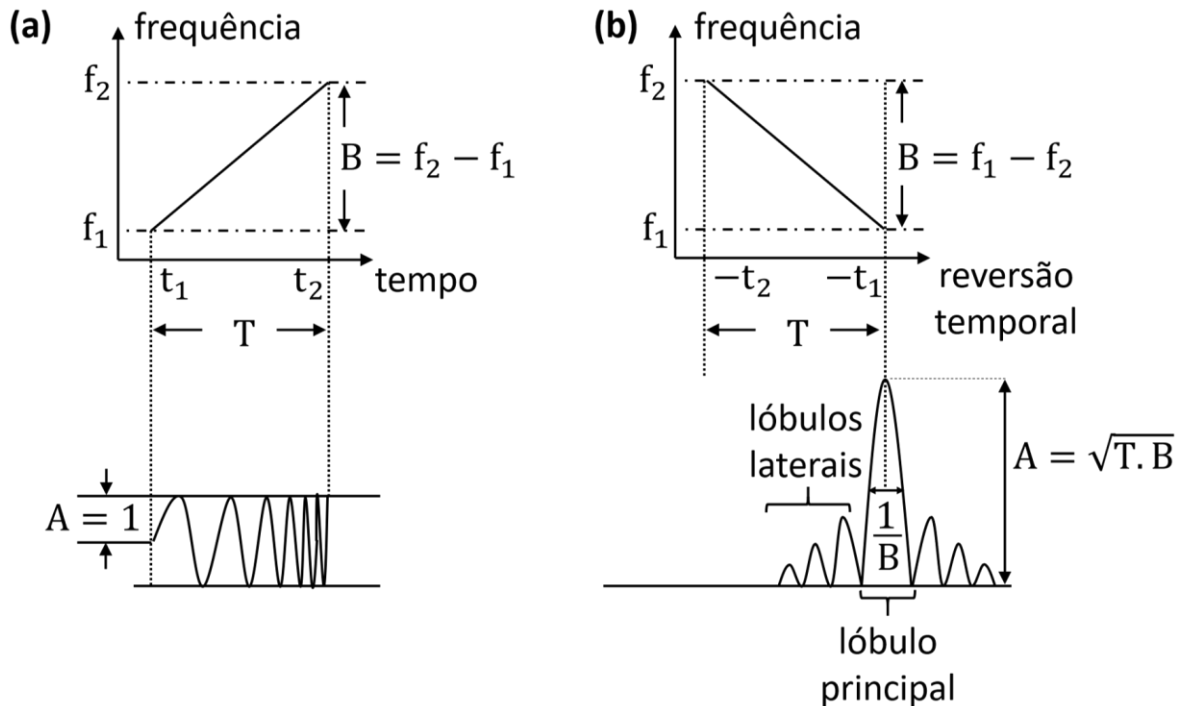


Figura 2.13 – Ilustração do mecanismo de compressão de pulso por filtro casado (MF): **(a)** Transmissão do sinal de excitação; **(b)** Compressão do sinal transmitido em (a) por MF por função temporal inversa.

2.5.5. Efeitos do transdutor sobre a compressão de pulso

No processo de compressão de pulso via MF, a presença de lóbulos laterais é um aspecto inerente dessa técnica e mesmo sua mudança para a condição de um MMF, embora diminua esse efeito, não o elimina por completo. A Figura 2.14 mostra as características mencionadas da compressão por MF e MMF de um sinal *chirp* (LFM), desconsiderando inicialmente a presença do transdutor.

Na Figura 2.14.a tem-se uma excitação *chirp* após a mesma passar por um janelamento de *tapering* de amplitude que suaviza as bordas do sinal. O objetivo do *tapering* de amplitude é reduzir os efeitos das ondas de Fresnel presentes no espectro do sinal (Figura 2.14.b) e que são responsáveis pelo surgimento dos lóbulos laterais. A Figura 2.14.c apresenta a saída temporal da compressão por MF e MMF dos respectivos sinais da Figura 2.11.a (*chirp* tradicional) e Figura 2.14.a (*chirp* com *tapering* de amplitude). Observa-se que a simples compressão de um sinal LFM gera lóbulos laterais

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

de grande amplitude, com o primeiro desses lóbulos em torno de -12 dB abaixo do pico de amplitude do lóbulo principal, como mostra a Figura 2.14.d.

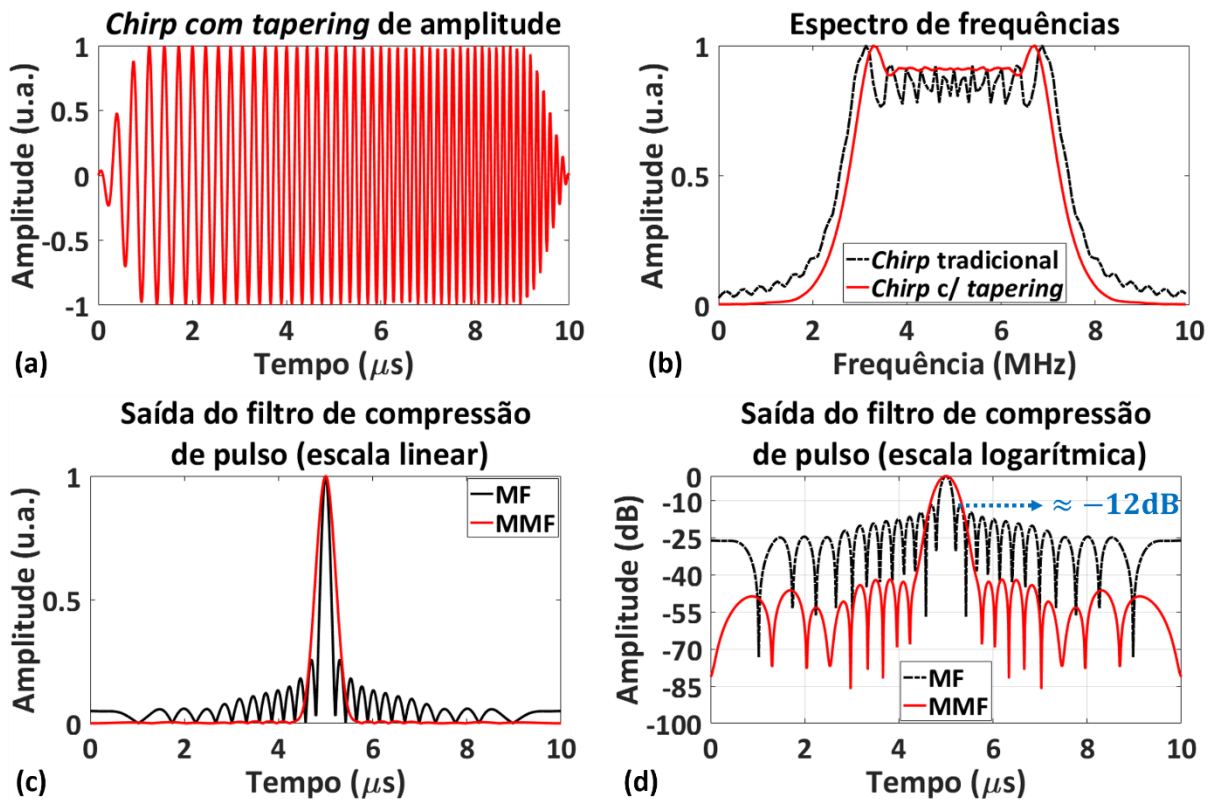


Figura 2.14 – (a) Sinal *chirp* linear com *tapering* de amplitude; (b) Espectro de frequências de (a) na cor vermelha e da Figura 2.11.a (cor preta) (c) Saída temporal dos filtros de compressão de pulso MF (cor preta) e MMF (cor vermelha), sem a influência do transdutor; (d) Saída de (c) em escala logarítmica.

Quando se aplica um *tapering* de amplitude na transmissão e se passa esse mesmo sinal por um MMF, é possível conseguir alguma redução dos indesejados lóbulos laterais vistos na Figura 2.14.c e 2.14.d (esta última é a representação da Figura 2.14.c em escala logarítmica) ao custo do alargamento do lóbulo central. Esse tipo de artefato se estende por ambos os lados na saída do filtro e se postam como uma espécie de ruído na direção axial, podendo mascarar a presença de ecos mais fracos, levando a uma degradação da qualidade do sinal (e imagem).

Todavia, quando se considera a presença do transdutor, é fato conhecido que em ultrassom, o mesmo se comporta inerentemente como um filtro passa banda. Nessa perspectiva, quando a largura de banda do *chirp* casa com a largura de banda do transdutor, isso acarreta em uma redução da faixa de lóbulos laterais que estavam ao redor de -12 dB para regiões limites inferiores a -30 dB, quando da aplicação apenas do MF, como fica evidente na Figura 2.15.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Embora subótimo, o efeito do transdutor é benéfico para a diminuição dos efeitos dos lóbulos laterais mais próximos ao lóbulo central. Entretanto, o custo do deslocamento do filtro MF para MMF traz como principal desvantagem o alargamento do lóbulo principal do pulso comprimido (Figura 2.15), principal responsável pela resolução do sistema. Logo, existe esse *tradeoff* entre aplicar o MMF, que inevitavelmente sacrifica a resolução axial, mas que por outro lado, realiza o papel fundamental de redutor dos lóbulos laterais para regiões inferiores à faixa dinâmica do ultrassom.

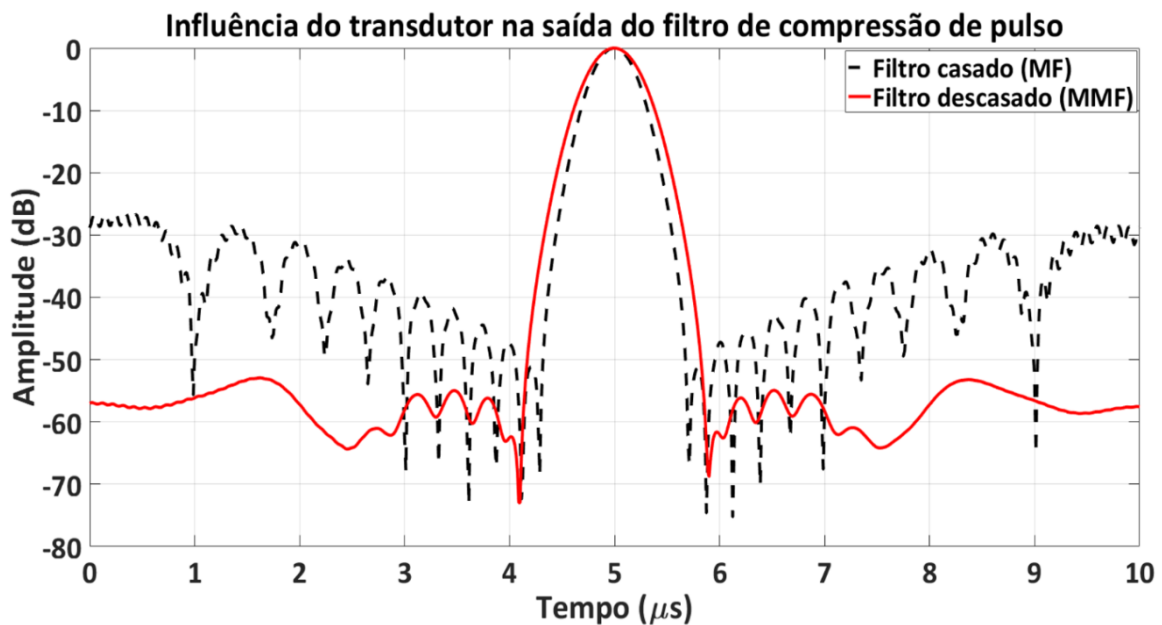


Figura 2.15 – Efeito do transdutor sobre a saída de compressão de pulso por filtros MF e MMF.

2.5.6. Formulação da técnica *Resolution Enhancement Compression*

Como brevemente já comentado na Seção 2.5.1, Oelze (2007) desenvolveu uma forma alternativa de excitação/compressão, chamada *Resolution Enhancement Compression* (REC), e propõe a construção de uma pré-excitação *chirp* com características apropriadas, através da aplicação da teoria de convolução equivalente, que leva em conta as respostas impulsivas, real e ideal, de um transdutor, com a finalidade única de aumentar a resolução axial e melhorar a largura de banda de um sistema ultrassônico.

Na REC, uma desejada resposta impulsiva pulso-eco, $h_{DESEJADA}(t)$, é sinteticamente gerada de tal forma que seu tempo de duração seja menor do que a resposta impulsiva verdadeira, $h_{REAL}(t)$, do sistema. O resultado fará com que a correspondente largura de banda de $h_{DESEJADA}(t)$ seja maior que de $h_{REAL}(t)$. O objetivo

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

é permitir que o transdutor real possa ter as mesmas qualidades daquele transdutor virtual.

Desse modo, excitar o transdutor com uma pré-excitação *chirp* adequada, possibilita melhorar a resposta em frequência (e por consequência a largura de banda) do sistema real devido ao aumento de energia nas bandas de frequências que normalmente seriam filtradas, em certa medida, pela própria natureza passa banda do transdutor. Assim, a pré-excitação *chirp* pode ser modelada, mediante a resolução do seguinte sistema (considere também a Figura 2.16 nesse ínterim):

$$\begin{bmatrix} h_{REAL}(t) & 0 \\ 0 & h_{DESEJADA}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{PRE-CHIRP}(t) \\ v_{TAP-CHIRP}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Tomando $y_1(t) = y_2(t)$, pode-se calcular $v_{PRE-CHIRP}(t)$ aplicando a teoria de convolução equivalente:

$$v_{PRE-CHIRP}(t) * h_{REAL}(t) = v_{TAP-CHIRP}(t) * h_{DESEJADA}(t) \quad (2.24)$$

na qual, $v_{TAP-CHIRP}(t)$ representa uma excitação *chirp* linear tradicional com um *tapering* de amplitude que cobre toda a largura de banda de $h_{DESEJADA}(t)$.

Logo, a fim de isolar $v_{PRE-CHIRP}(t)$, a complexidade dos cálculos pode ser diminuída, no domínio da frequência, tomando a transformada de Fourier (i.e., $H_{REAL}(f) = \mathcal{F}\{h_{REAL}(t)\}$; $H_{DESEJADA}(f) = \mathcal{F}\{h_{DESEJADA}(t)\}$; $V_{TAP-CHIRP}(f) = \mathcal{F}\{v_{TAP-CHIRP}(t)\}$), de forma que a obtenção da pré-excitação *chirp* se resume a operações de multiplicação dos espectros. Pode-se então reescrever a Equação 2.24:

$$V_{PRE-CHIRP}(f) = V_{TAP-CHIRP}(f) \times \left(\frac{H_{DESEJADA}(f)}{H_{REAL}(f)} \right) \quad (2.25)$$

na qual, $V_{PRE-CHIRP}(f)$ é a pré-excitação resultante procurada.

Uma vez que o transdutor é excitado com a $v_{PRE-CHIRP}(t)$, o sinal de eco recebido é comprimido através de um filtro de Wiener, conforme (OELZE, 2007).

Nas Figuras 2.16.a e 2.16.b exibe-se, respectivamente, os sinais $v_{TAP-CHIRP}(t)$ e $h_{DESEJADA}(t)$. Já nas Figuras 2.16.d e 2.16.e mostra-se também os sinais $v_{PRE-CHIRP}(t)$, obtida por convolução equivalente descrita pela Equação 2.25, e $h_{REAL}(t)$.

De posse da pré-excitação *chirp*, pode-se convolvê-la com a resposta impulsiva real do transdutor e daí gerar o pulso ultrassônico da Figura 2.16.f, cujas características são idênticas àquela do pulso sintético da Figura 2.16.c.

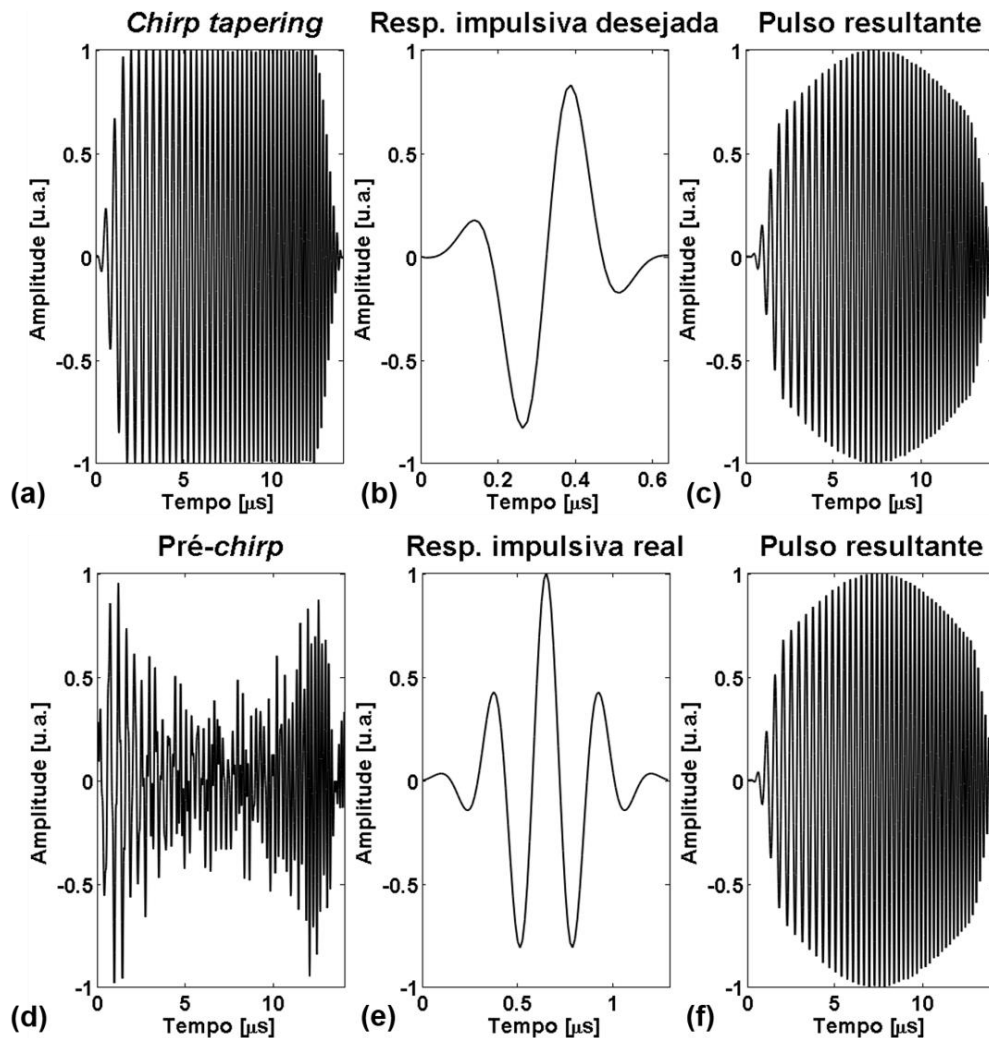


Figura 2.16 - Princípio da REC: **(a)** *Chirp* linear com *tapering* de amplitude; **(b)** Resposta impulsiva pulso-eco desejada com 100% de largura de banda fracionada; **(c)** Convolação de (a) com (b); **(d)** Pré-excitação *chirp*; **(e)** Resposta impulsiva pulso-eco real com 50% de largura de banda fracionada; **(f)** Convolação de (d) com (e).

2.5.7. Codificação em fase : códigos binários complementares de Golay

Outra forma de aumentar o TBP é através da aplicação de modulação em fase. Sequências binárias complementares de Golay recebem esse nome em homenagem ao físico e matemático Marcel J. E. Golay, seu desenvolvedor, que em trabalho publicado em 1961, mostrou como obter pares de sequências binárias de comprimento n , cujas funções de autocorrelação possuem lóbulos laterais de mesma magnitude, porém em oposição de fase (GOLAY, 1961). Quando somadas, as duas funções fornecem uma única função de autocorrelação com pico de amplitude igual a $2n$. Essa característica, como não presente em nenhum outro sinal, permite idealmente o cancelamento total (supressão a zero) da amplitude dos lóbulos laterais contidos em um sinal.

A literatura relata muitas maneiras de se obter códigos binários de Golay (BUDISIN, 1990, KOUNIAS, KOUKOUVINOS, & SOTIRAKOGLU, 1991, DOKOVIC, 1998,

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

CHIAO & THOMAS, 2000, NOWICKI, *et al.*, 2003). Desse modo, uma formulação matemática pode ser assim expressa: sejam as variáveis a_k e b_k (com $k = 1, 2, 3, \dots, n$) os elementos de duas séries complementares de comprimento n , de amplitude unitária e fase positiva (+1) ou negativa (-1), tal que:

$$\begin{aligned} A &= a_1, a_2, a_3, \dots, a_n \\ B &= b_1, b_2, b_3, \dots, b_n \end{aligned} \quad (2.26)$$

O par ordenado (A, B) representará sequências complementares de Golay de comprimento n , se e somente se, seus polinômios associados:

$$\begin{aligned} A(w) &= a_1 + a_2w + a_3w^2 + \dots + a_nw^{n-1}, \\ B(w) &= b_1 + b_2w + b_3w^2 + \dots + b_nw^{n-1} \end{aligned} \quad (2.27)$$

satisfizerem a identidade:

$$A(w)A(w^{-1}) + B(w)B(w^{-1}) = 2n \quad (2.28)$$

dentro do anel polinomial de Laurent $[w, w^{-1}]$.

Sejam, ainda, as respectivas funções de autocorrelação N_A e N_B das sequências A e B , definidas por:

$$\begin{aligned} N_A(m) &= \sum_{k=1}^m a_k a_{k+m} \\ N_B(m) &= \sum_{k=1}^m b_k b_{k+m} \end{aligned} \quad (2.29)$$

na qual, $a_m = 0$ se $m \notin (1, \dots, n)$. Assim, a identidade expressa pela Equação 2.28 pode ser substituída pela soma de N_A com N_B (i.e., soma das correlações de A e B):

$$N_A(m) + N_B(m) = \begin{cases} 2n, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

De onde se pode concluir que a soma de ambas funções de autocorrelação retorna $2n$ quando $m = 0$, e zero caso o contrário.

Um algoritmo recursivo, proposto por BUDISIN (1990) pode ser empregado na geração de sequências de Golay, tomando as variáveis a_k e b_k , dentro do intervalo $0 < k < 2^n - 1$ (a_k e b_k são zero fora do intervalo), representando duas sequências complementares com fase positiva (+1) ou negativa (-1) de comprimento 2^n , tal que:

$$\begin{aligned} a_0(k) &= \delta(k), \\ b_0(k) &= \delta(k), \end{aligned} \quad (2.31)$$

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

e,

$$\begin{aligned} a_n(k) &= a_{n-1}(k) + a_{n-1}(k - 2^{n-1}), \\ b_n(k) &= b_{n-1}(k) - b_{n-1}(k - 2^{n-1}), \end{aligned} \quad (2.32)$$

na qual, $\delta(k)$ representa a função delta de Kronecker.

As Equações 2.32 mostram que as sequências são produzidas pela concatenação de sequências $a_n(k)$ e $b_n(k)$ de comprimento n (Equação 2.26). Assim, por exemplo, tomando $n = 1$ (com $k = 0, 1$), duas sequências complementares são obtidas:

$$\begin{aligned} a_1 &= \{1, 1\}, \\ b_1 &= \{1, -1\} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Operando-se recursivamente para $n = 2, 3$, e assim por diante, obtemos os seguintes pares:

$$\begin{aligned} a_2 &= \{1, 1, 1, -1\}, \\ b_2 &= \{1, 1, -1, 1\}, \\ a_3 &= \{1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1\}, \\ b_3 &= \{1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1\} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Nas Figuras 2.17.a e 2.17.b são mostrados os códigos binários de pares complementares de Golay de 6-bits com duração de 5 μ s. Como pode ser notada pela área quadriculada em azul, a segunda metade de ambas as sequências são geradas em oposição de fase, daí o caráter complementar delas.

A Figura 2.18, por sua vez, apresenta o princípio de cancelamento de lóbulos laterais quando do uso de pares de Golay mostrados na Figura 2.17. Na Figura 2.18.a é exibida as saídas da autocorrelação da sequência A e de sua complementar B, na qual é possível notar que com exceção do lóbulo principal, os lóbulos laterais temporais adjacentes estão em oposição de fase.

Por fim, a Figura 2.18.b mostra a soma das saídas das autocorrelações (Figura 2.18.a), evidenciando o cancelamento dos indesejados lóbulos laterais. Repare que a saída final dessa última figura possui amplitude de $2n$, como se esperava, vide Equação 2.30.

Similarmente as codificações em frequência, o ganho teórico na SNR devido as codificações de Golay, pode ser escrita na forma logarítmica conforme a Equação 2.35:

$$GSNR_{GOLAY} = 10 \cdot \log_{10}(N) \quad (2.35)$$

na qual, N é o comprimento da sequência binária que dá origem ao sinal codificado.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

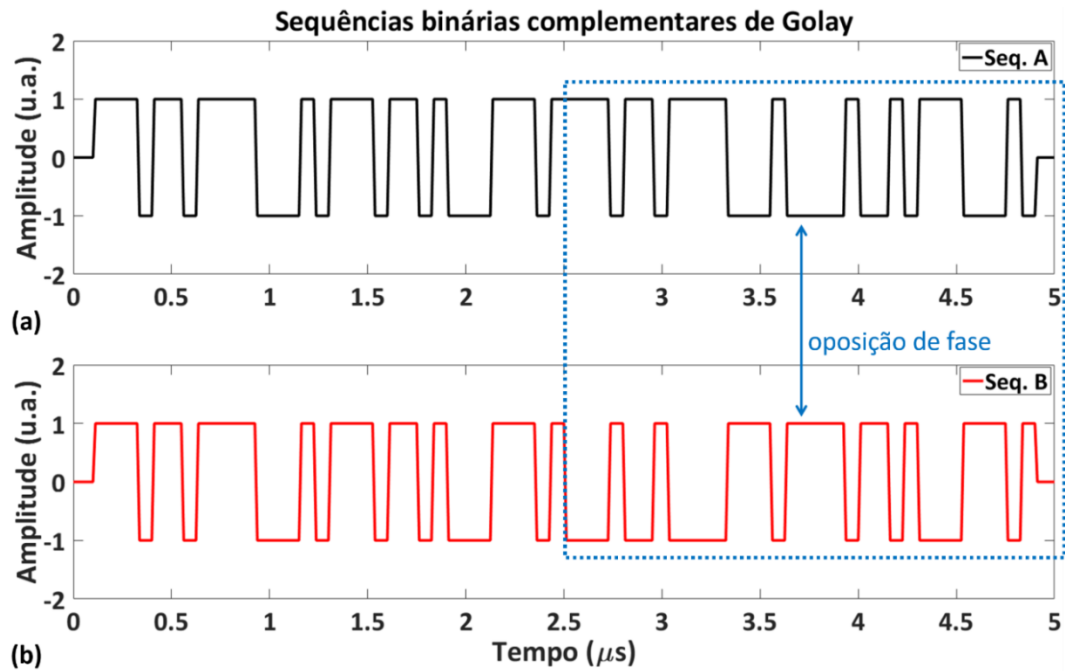


Figura 2.17 – Códigos binários de Golay: (a) Sequência A; (b) Sequência complementar B.

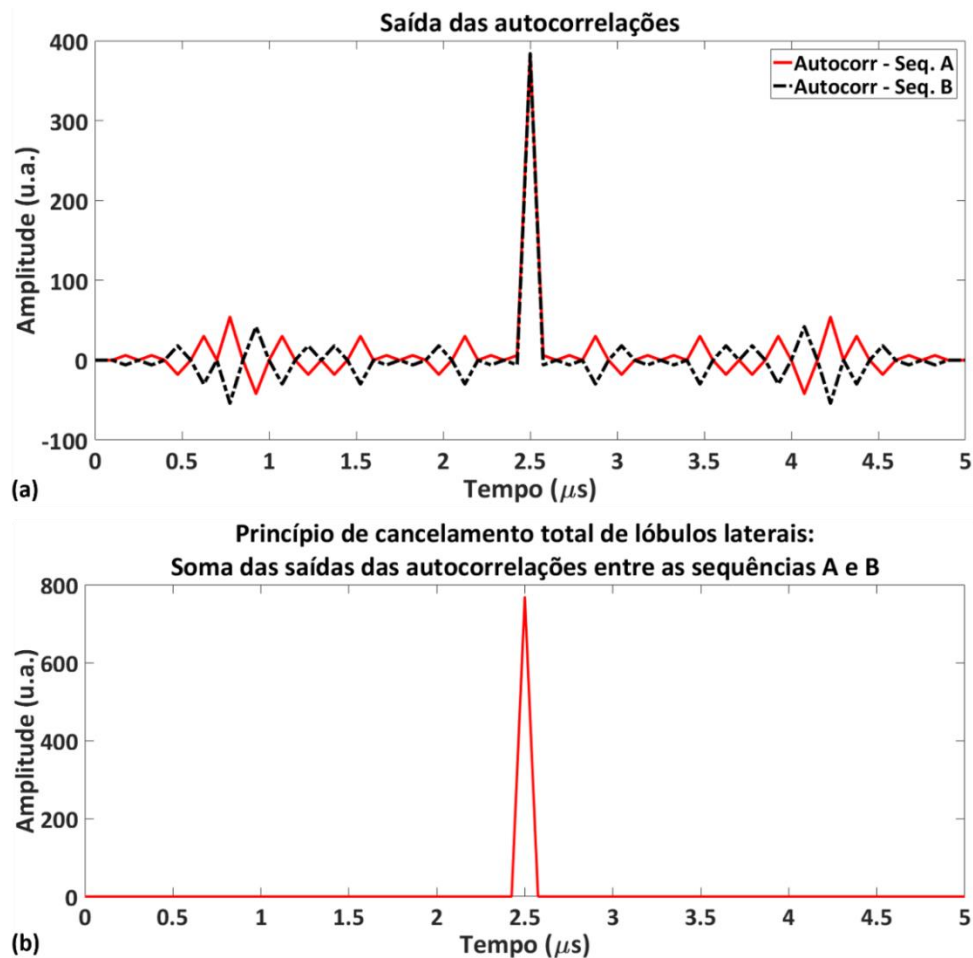


Figura 2.18 – Princípio de cancelamento de lóbulos laterais pela utilização de sequências complementares de Golay: (a) Autocorrelação das sequências binárias A e B, mostrando a oposição de fases na região dos lóbulos laterais entre os códigos gerados; (b) Efeito do cancelamento total dos lóbulos laterais pela soma de A com B.

2.6. Espalhadores equivalentes

O conceito de espalhadores equivalentes surgiu em um contexto de diminuir a redundância de informações espectrais de *phantoms* (DANTAS, COSTA, & LEEMAN, 2005). É sabido que em um dado instante de tempo, certo volume englobado por um pulso ultrassônico define uma célula de resolução e entende-se que esta determina a resolução do sistema, uma vez que corresponde ao tamanho da menor estrutura detectável (WELLS & HALLIWELL, 1981). O objetivo principal dessa abordagem é reduzir a complexidade de *phantoms* pela criação de estruturas equivalentes formadas por grupos muito menores de espalhadores, porém, capazes de dar origem aos mesmos sinais e/ou imagens ultrassônicas (DANTAS, COSTA, & LEEMAN, 2005).

A aplicação dessa técnica basicamente permite a substituição de um conjunto de espalhadores com baixa variação de amplitudes (i.e. relativamente homogêneos), distribuídos aleatoriamente e com alta densidade por toda a estrutura do *phantom* por um outro conjunto de espalhadores com grande variação de amplitude, regularmente espaçados e com uma densidade muito menor (VIVAS, 2006).

Como já discutido, da teoria de sistemas lineares, a simulação de sinais e/ou imagens ultrassônicas pode ser realizada pela operação de convolução do pulso ultrassônico com os espalhadores que representam a estrutura (ou órgão) de interesse. No domínio da frequência essa operação pode ser interpretada como a multiplicação dos espectros de ambos.

Embora o espectro de frequências dos espalhadores seja bastante amplo e possua componentes em todas as faixas de frequências, o comportamento passa banda do transdutor limita a faixa de frequências contidas no espectro do pulso ultrassônico emitido. Dessa forma o espectro de frequências final dos sinais que dão origem às imagens ultrassônicas é limitado e restrito à faixa de frequências à qual o transdutor responde.

Logo, quaisquer informações que estejam fora dos limites do espectro do pulso no *phantom* são naturalmente descartadas. A consequência imediata dessa afirmação é que para um dado pulso ultrassônico, existem infinitas estruturas capazes de resultar no mesmo sinal de eco capturado na recepção se, e somente se, as componentes espectrais dentro da faixa de frequências do pulso permaneçam idênticas (DANTAS, COSTA, & LEEMAN, 2005).

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Matematicamente, trazendo todo o desenvolvimento para o domínio da frequência, pode-se representar o espectro do sinal de RF, $G(u)$, da seguinte forma:

$$G(u) = P(u) \cdot H(u) \quad (2.36)$$

na qual, u denota a frequência angular ($u = 2\pi f$) na direção axial e, $G(u)$, $P(u)$, $H(u)$ correspondem às transformadas de Fourier de $g(x)$, $p(x)$ e $h(x)$, respectivamente.

Assumindo que para um dado pulso com frequência angular (u_0) a informação relevante do espectro de frequências corresponde à largura de banda do transdutor (BW), pode-se definir a largura de banda efetiva através de uma função janela (*rect*) centralizada em u_0 e com a mesma faixa de passagem do pulso:

$$rect_{BW}(u - u_0) = \begin{cases} 1 & (u_0 - BW/2) \leq u \leq (u_0 + BW/2) \\ 0 & \text{demais casos} \end{cases} \quad (2.37)$$

Como a função janela da Equação 2.37 preserva as componentes espectrais do pulso, podemos reescrever a Equação 2.36 da seguinte maneira:

$$G(u) = P(u) \cdot H(u) \cdot rect_{BW}(u - u_0) \quad (2.38)$$

e definindo uma estrutura equivalente $H^*(u)$ como:

$$H^*(u) = H(u) \cdot rect_{BW}(u - u_0) \quad (2.39)$$

Substituindo a Equação 2.39 na Equação 2.38, obtém-se o modelo final que representa a interação do pulso com os espalhadores que efetivamente contribuem para o sinal de RF (i.e., aquelas componentes espectrais da estrutura que estão situadas dentro da faixa de frequências de passagem do pulso):

$$G(u) = P(u) \cdot H^*(u) \quad (2.40)$$

As Figuras 2.19, 2.20 e 2.21 ilustram o conceito apresentado. Na Figura 2.19.a, é apresentado um conjunto de espalhadores pontuais com alta densidade, distribuídos aleatoriamente em um *phantom* unidimensional, com pouca variação de amplitude.

A Figura 2.19.b por sua vez mostra o espectro de frequências desses espalhadores e sobreposto a ele, a região do espectro de um determinado pulso ultrassônico, na qual se torna evidente o quanto este é limitado (destacados pela linha tracejada) a uma pequena faixa de frequências quando comparado com o espectro dos espalhadores, que cobre uma faixa muito mais ampla.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Espalhadores acústicos originais

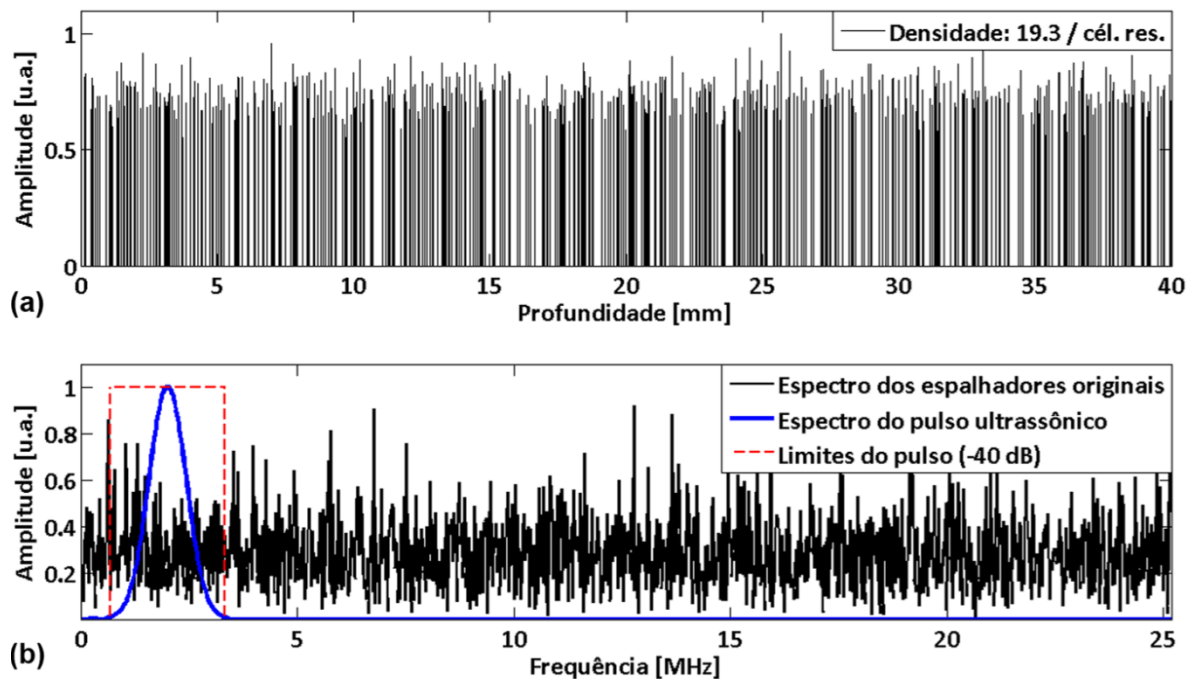


Figura 2.19 – Espalhadores originais: (a) Conjunto de espalhadores de alta densidade, distribuídos aleatoriamente e com baixa variação de amplitude; (b) Espectro de frequências de (a), destacando-se também os limites correspondentes ao espectro do pulso ultrassônico.

Espalhadores acústicos equivalentes

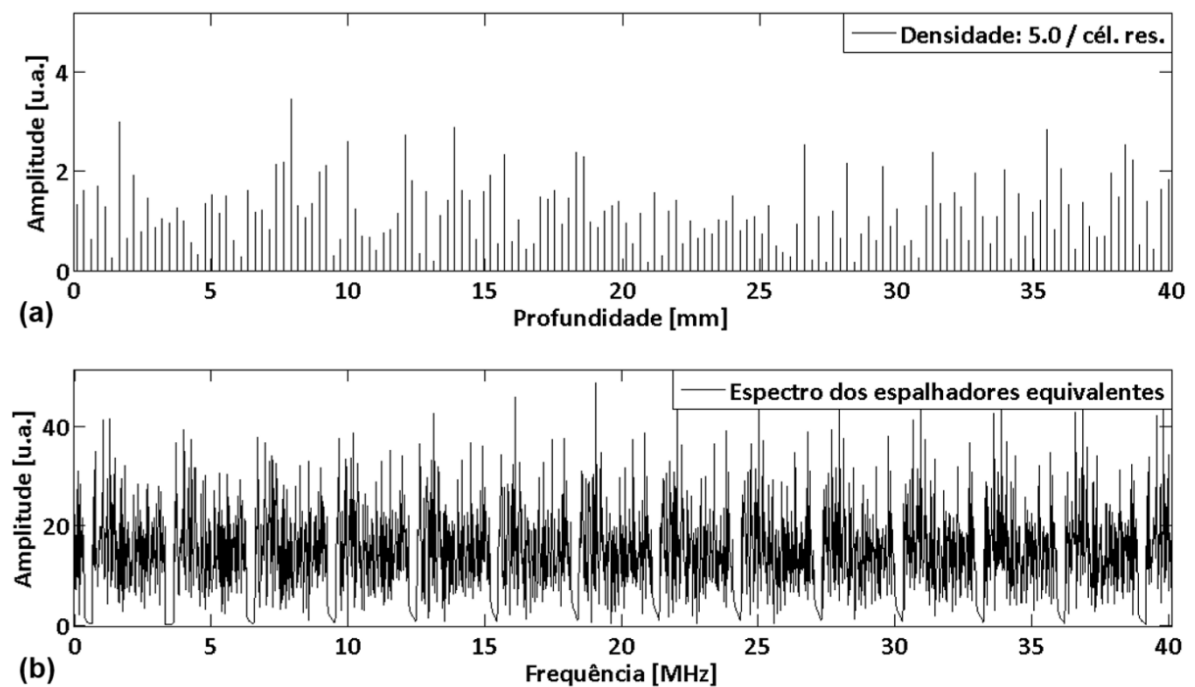


Figura 2.20 – Espalhadores equivalentes: (a) Conjunto de espalhadores equivalentes ao da Figura 2.20.a, com baixa densidade, grande variação de amplitude e regularmente espaçados; (b) Replicação do espectro de frequências limitados pela largura do pulso ultrassônico (Figura 2.20.b).

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Como o espectro dos espalhadores é limitado pelo comportamento passa banda do transdutor, conforme indicado pela Equação 2.38 e mostrado pela Figura 2.19.b, é possível obter um conjunto de espalhadores equivalentes a partir da replicação da região espectral contida dentro da faixa de passagem do pulso ultrassônico, como pode ser observado na Figura 2.20.b.

Ainda na Figura 2.20, é possível notar que o novo conjunto de espalhadores se mostra regularmente espaçados, possuindo grande variação de amplitude e densidade reduzida (Figura 2.20.a), quando comparado com o conjunto original (Figura 2.19.a).

Por fim, a Figura 2.21.a apresenta a sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes, resultantes da interação do pulso ultrassônico com as estruturas das Figuras 2.19.a e 2.20.a. Pode-se observar que ambos os sinais são muito semelhantes (ou praticamente idênticos), visto que os erros, a não ser pelas bordas, são visualmente imperceptíveis, como claramente mostrado na Figura 2.21.b.

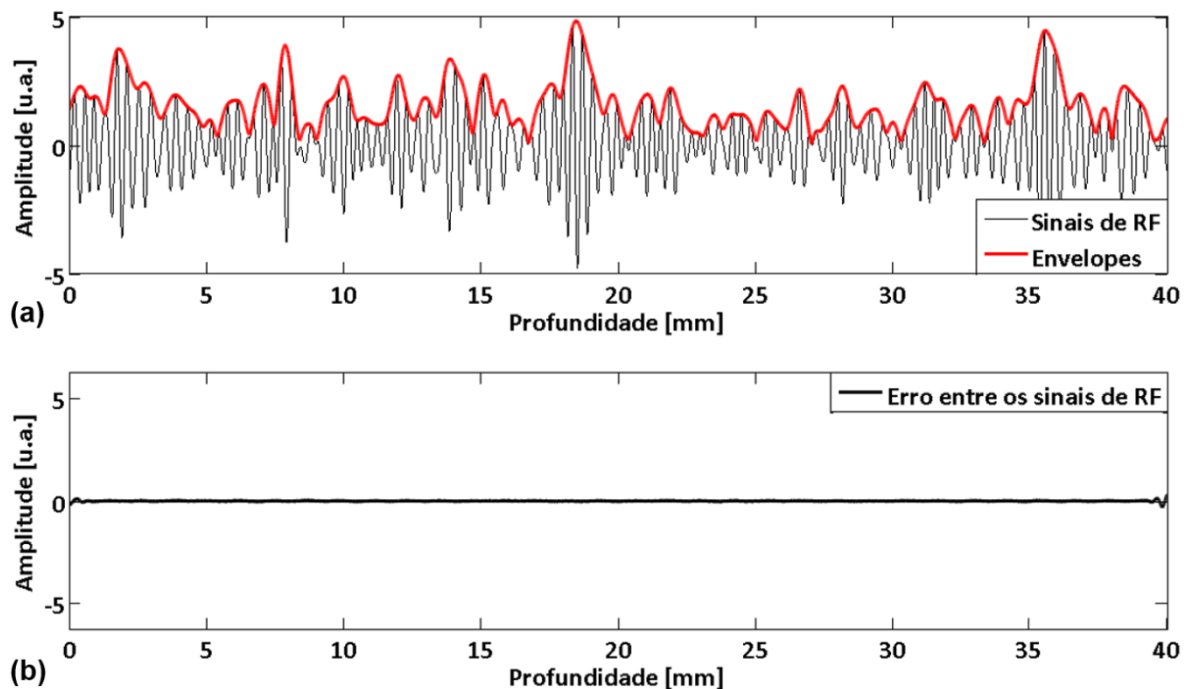


Figura 2.21 – (a) Sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes obtidos através da interação do pulso ultrassônico com as estruturas das Figuras 2.20.a (originais) e 2.21.a (equivalentes); **(b)** Diferença entre os sinais de RF original e equivalente.

CAPÍTULO 3

MATERIAIS E MÉTODOS

Este Capítulo expõe a metodologia utilizada no desenvolvimento de modelos matemáticos e algoritmos de processamento de sinais empregados nas simulações numéricas. As ferramentas computacionais utilizadas foram o software MATLAB® Release 2014a (MathWorks® Inc., USA) em conjunto com a *toolbox* de código aberto k-Wave (TREEBY & COX, 2010, TREEBY, JAROS, RENDELL, & COX, 2012), designada para simulações no domínio do tempo de propagações de ondas acústicas (lineares e não-lineares) em 1D, 2D ou 3D.

3.1. Introdução

Dividimos o desenvolvimento do trabalho em três etapas. Na primeira fase realizamos um estudo e avaliação de esquemas excitação/compressão de pulso considerando apenas pulsos codificados em frequência linear, e para tal, empregamos o uso de sinais modulados por *chirp* linear tradicional e pela construção de pré-excitação *chirp* linear baseada na técnica REC. Na segunda fase, adicionamos um pulso codificado em fase, por sequências binárias complementares de Golay, e realizamos então uma avaliação comparativa de ganhos na SNR entre os pulsos codificados e os pulsos convencionais, considerando meios sem e com atenuação. Por sua vez, na terceira fase, finalizamos o trabalho através de um estudo complementar sobre espalhadores equivalentes dentro do contexto das excitações codificadas.

Nas seções 3.2, 3.3 e 3.4 abordamos, respectivamente, os principais aspectos envolvidos na construção de pulsos convencionais e codificados, de *phantoms* computacionais unidimensionais, e as métricas utilizadas ao longo do trabalho. Posteriormente, nas seções 3.5, 3.6 e 3.7 discorreremos em detalhes a metodologia seguida para execução de cada uma das três etapas descritas no parágrafo anterior.

3.2. Pulsos ultrassônicos simulados

3.2.1. Transdutor : pulso convencional gaussiano (resposta impulsiva)

No Capítulo 2, Seção 2.1.1, vimos que ao modelar a propagação acústica como um processo linear, o pulso ultrassônico convencional transmitido pode ser idealmente descrito como uma função impulso (ou função delta de Dirac). Entretanto, uma vez que pulsos dessa natureza são impraticáveis, uma simples e útil abordagem é substituí-los por um pulso com um perfil mais realístico. Dessa maneira, uma boa aproximação para um pulso ultrassônico é modelar o comportamento de sua resposta impulsiva com as características de um pulso gaussiano (AZHARI, 2010), expressada pela Equação 3.1:

$$p(t) = e^{(-\beta t^2)}. \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.1)$$

na qual, β define a largura de banda e f_0 representa a frequência central do pulso transmitido e t é a variável temporal.

A escolha desse tipo de pulso deve-se principalmente ao fato de que transdutores ultrassônicos reais são basicamente dispositivos ressonantes, feitos de cerâmicas piezelétricas, cuja resposta eletromecânica pode gerar ondas em uma faixa particular de frequências, assemelhando-se à um *tone burst* (disparo de tom), mesmo quando excitado por um impulso. Desse modo, um pulso gaussiano, gerado por uma onda senoidal modulada por uma envoltória gaussiana é um tipo de sinal que se aproxima das características desejadas de um sinal emitido por um transdutor real. Considere a Figura 3.1.

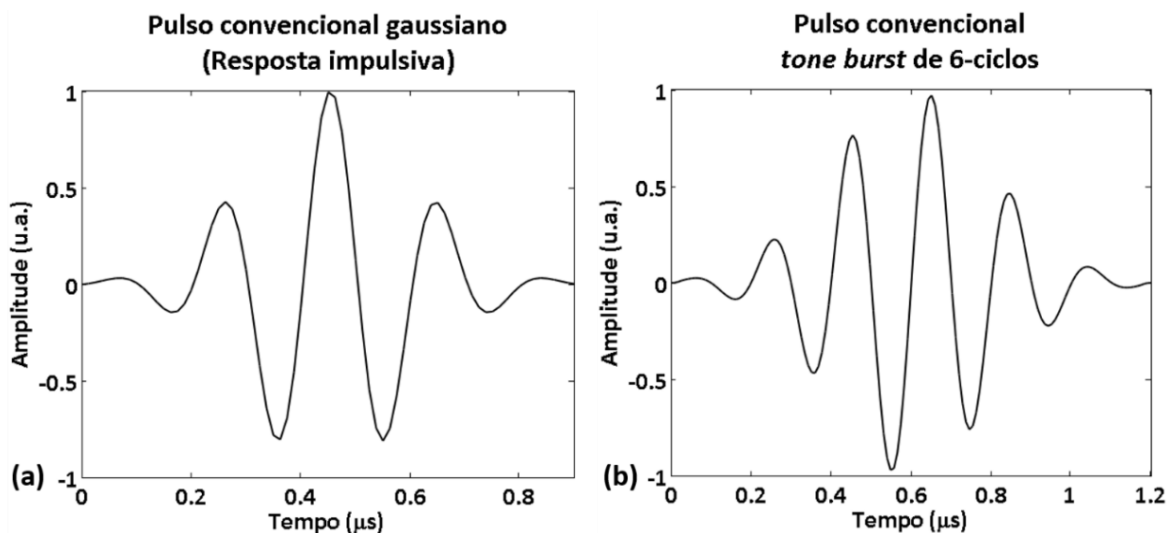


Figura 3.1 – (a) Pulso convencional gaussiano (resposta impulsiva do transdutor); (b) *Tone burst* de 6-ciclos.

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

Assim, modelamos um transdutor monoelemento sem focalização com frequência central de operação de 5 MHz e largura de banda fracionada de 50% a -6 dB, restringindo-se à região do pulso na qual a envoltória é maior que -40 dB de seu valor de pico máximo. A partir daí, criamos dois pulsos convencionais: o primeiro composto por uma cossenóide modulada por uma envoltória gaussiana fazendo o papel da resposta impulsiva do transdutor, regida pela Equação 3.1, e mostrada na Figura 3.1.a. O segundo, construído por uma senóide de 6-ciclos convolvido com a resposta impulsiva do transdutor (Figura 3.1.a), resultando em um *tone burst* mostrado na Figura 3.1.b.

3.2.2. Pulsos codificados em frequência: *chirp* linear

O pulso codificado *chirp* foi gerado pela operação de convolução entre uma forma de onda modulada em frequência linear com a resposta impulsiva do transdutor, conforme a Equação 3.2:

$$p_{CHIRP}(t) = s_{CHIRP}(t) * p_{CONV}(t) \quad (3.2)$$

na qual, $s_{CHIRP}(t)$ e $p_{CONV}(t)$ representam, respectivamente, um sinal de excitação *chirp* tradicional e a resposta impulsiva do transdutor.

Na criação da forma de onda *chirp*, além do tempo de duração T e da frequência central de ressonância, precisamos discriminar sua largura de banda. Além disso, a varredura da largura de banda do sinal *chirp* precisa ser maior do que a largura de banda do transdutor, sendo determinada por um parâmetro que especifica a razão (otimizada) de varredura entre as larguras de banda *chirp*/transdutor, a fim de minimizar os efeitos da convolução e melhorar a resposta do filtro de compressão de pulso. Uma maneira de se fazer isso é modificar a Equação 2.11 e trazê-la para a notação complexa, dada pela Equação 3.3:

$$s_{CHIRP}(t) = a(t) \cdot \left\{ 2\pi i \left[\left(f_0 - \frac{B_{OPTIMAL}}{2} \right) t + \left(\frac{B_{OPTIMAL}}{2T} \right) t^2 \right] \right\}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.3)$$

na qual, $a(t)$ é a função de modulação da amplitude, f_0 é a frequência central, $B_{OPTIMAL} = r_{BW} \cdot B$, tal que r_{BW} fornece a razão de varredura entre a largura de banda (BW) *chirp*/transdutor, $B = f_2 - f_1$ refere-se a BW da excitação *chirp*, $f_1 = f_0 - B_{TRANS}/2$ e $f_2 = f_0 + B_{TRANS}/2$ são as frequências de início e fim de varredura, B_{TRANS} é a BW do transdutor e T o tempo de duração total da excitação em microssegundos.

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

3.2.2.1. Funções para *tapering* de amplitude em sinais *chirp*

A fim de controlar e minimizar o indesejado artefato de lóbulos laterais, introduzidos no Capítulo 2, Seção 2.5.5, realizamos um *tapering* de amplitude através da aplicação de funções janela sobre a excitação *chirp* linear, $s_{CHIRP}(t)$. Em consequência, avaliamos duas das janelas mais comuns, consideradas as mais robustas para esse fim (BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005b, OELZE, 2007), a saber, Tukey (Equação 3.4) e Lanczos (Equação 3.5), descritas a seguir:

$$W_{TUKEY}(k) = \begin{cases} b(m+1-k), & k = 1, \dots, m+1, \\ 1, & k = m+2, \dots, M-m-1, \\ b(k-M+m), & k = M-m, \dots, M, \end{cases}$$

e, (3.4)

$$b(k) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi k}{m} \right) \right], k = 0, \dots, m.$$

$$W_{LANCZOS}(k) = \begin{cases} b(m+3-k), & k = 2, \dots, m+2, \\ 1, & k = m+3, \dots, M-m-2, \\ b(k-M+m+2), & k = M-m-1, \dots, M-1, \end{cases}$$

e, (3.5)

$$b(k) = \text{sen} \left[\frac{\pi k}{(m+2)} \right] \cdot \frac{(m+2)}{\pi k}, k = 1, \dots, m+1.$$

Dessa forma, a Equação 3.3 recebe apenas a aplicação de uma função peso, conforme expressa pela Equação 3.6:

$$s_{TAP-CHIRP}(t) = W_{WIN}(t) \cdot s_{CHIRP}(t) \quad (3.6)$$

na qual, $W_{WIN}(t)$ indica a utilização da W_{TUKEY} ou da $W_{LANCZOS}$.

Consequentemente, a geração do pulso codificado *chirp* com *tapering* de amplitude, aplicado na transmissão, torna-se a simples substituição da Equação 3.6 na Equação 3.2, reescrita aqui por conveniência na forma da Equação 3.7:

$$p_{TAP-CHIRP}(t) = s_{TAP-CHIRP}(t) * p_{CONV}(t) \quad (3.7)$$

3.2.2.2. Função para deslocamento do filtro casado para filtro descasado

Na recepção, dentre as várias opções de funções de janelamento disponíveis para descasar o filtro MF, utilizado para comprimir os ecos ultrassônicos, adotamos a

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

Dolph-Chebyshev, em função de sua maior efetividade, relativamente ao alargamento do lóbulo principal produzido, relatada nos trabalhos de BEHAR & ADAM (2004) e MISARIDIS & JENSEN, (2005b), e que pode ser expressa pela Equação 3.8:

$$W(n) = \frac{\left\{1 + 2\alpha \sum_{m=1}^M T_{2M} \left[x_0 \cos \left(\frac{\theta_m}{2} \right) \right] \cos(m\theta_n) \right\}}{(2M + 1)}, -M \leq n \leq M \quad (3.8)$$

na qual, $\theta_m = 2\pi m / (2M + 1)$, $\alpha = 1/T_{2M}(x_0)$ e $T_n(x)$ são os polinômios de Chebyshev.

3.2.3. Pulso codificado: técnica REC

Na construção do pulso codificado REC, empregamos uma adaptação em relação à técnica REC originalmente proposta por OELZE (2007), e explicada brevemente no Capítulo 2, Seção 2.5.6.

Assim, inicialmente geramos um sinal de excitação *chirp* linear tradicional com *tapering* de amplitude, para o qual foram aplicadas ambas as janelas Tukey e Lanczos (Figura 3.2.a). Em seguida, modelamos a resposta impulsiva de um transdutor ideal com BW fracionada de 100% a -6 dB (Figura 3.2.b). Feito isso, convolvemos então, via Equação 3.7, os dois sinais a fim de obter o perfil de um pulso codificado ideal (Figura 3.2.e).

Na sequência, executamos a operação de convolução equivalente, no domínio da frequência, tendo conhecimento anterior do que seria a resposta impulsiva de nosso transdutor real, modelado para responder a uma BW fracionada de 50% a -6 dB (Figura 3.2.d). A saída dessa operação matemática nos fornece como produto uma pré-excitação *chirp* (Figura 3.2.c).

De posse da pré-excitação *chirp*, convolvemos a mesma com a resposta impulsiva real, e obtivemos um pulso exatamente com o mesmo perfil do pulso codificado ideal. Tal pulso, que chamamos de REC (Figura 3.2.e), é o que utilizamos na transmissão de nossas simulações.

3.2.4. Pulsos codificados em fase: sequências binárias de Golay

Comumente, em aplicações por ultrassom, a geração de formas de ondas codificadas em fase, por sequências binárias complementares de Golay, se dá pela construção de códigos com comprimento de 1- ou 2-bits por ciclo. Em nosso desenvolvimento, optamos por sequências de 2-bits/ciclo devido a sua performance mais robusta para transdutores com BW fracionada limitada (NOWICKI, *et. al.*, 2007).

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

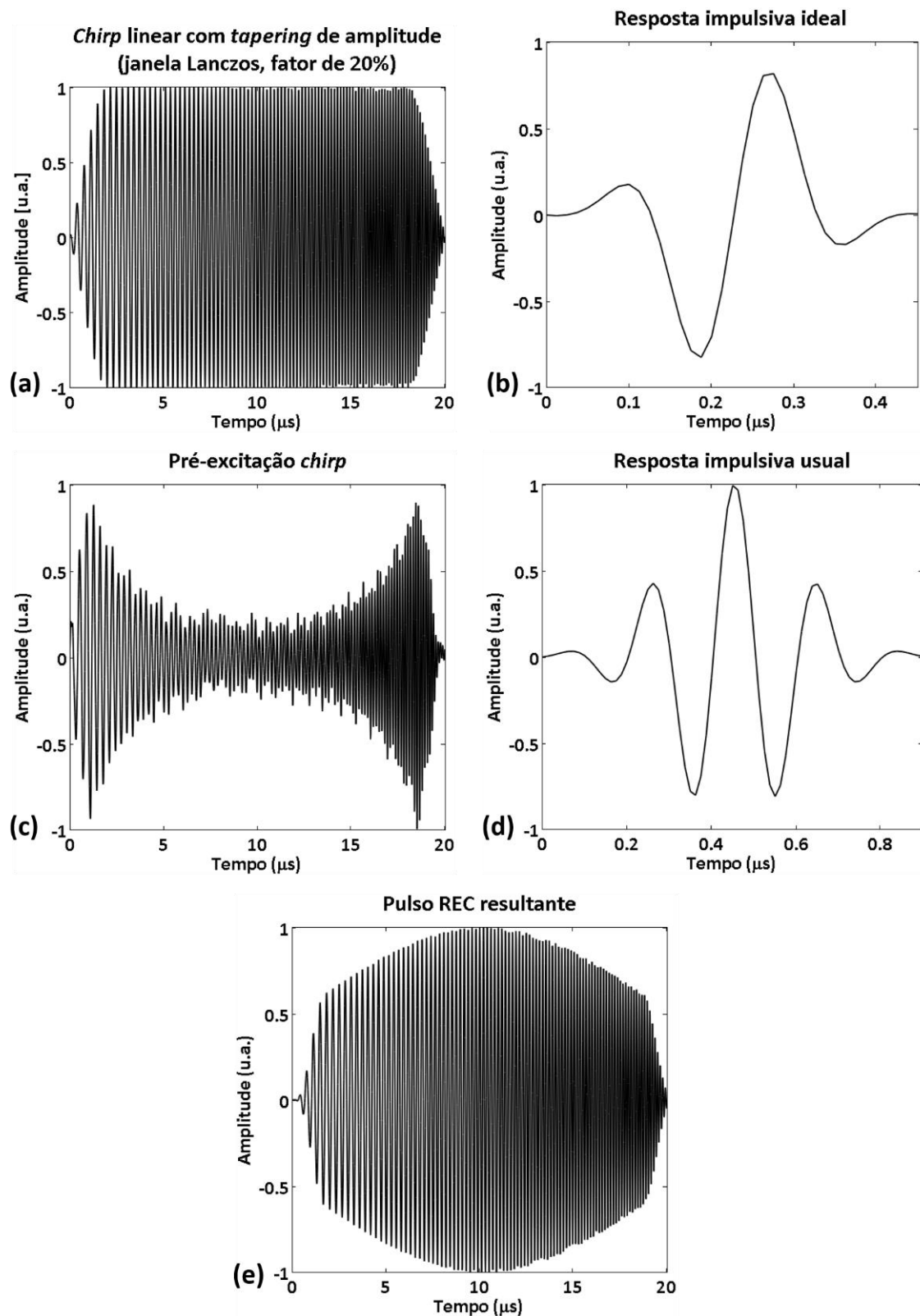


Figura 3.2 – Construção da REC: **(a)** Modulação *chirp* com *tapering* de amplitude; **(b)** Resposta impulsiva ideal (desejada) para um transdutor com largura de banda fracionada de 100% a -6 dB ; **(c)** Pré-excitação *chirp* obtida por convolução equivalente entre os sinais (a), (b) e (d); **(d)** Resposta impulsiva usual, típica de transdutores, com largura de banda fracionada de 50% a -6 dB; **(e)** Pulso ultrassônico REC resultante da convolução, tanto de (a) com (b) quanto de (c) com (d).

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

Dessa maneira, o número de bits adequado para cada tempo de duração total desejada foi obtido resolvendo o equacionamento matemático entre as Equações 3.9 e 3.12, a seguir:

$$T_{GOLAY} = n_{f_0}^{bit} \cdot 2^{N_{ORDER}} \Rightarrow \frac{T_{GOLAY}}{n_{f_0}^{bit}} = 2^{N_{ORDER}} \quad (3.9)$$

Tomando o logaritmo em ambos os lados da Equação 3.9, temos:

$$\begin{aligned} \log_{10} \left(\frac{T_{GOLAY}}{n_{f_0}^{bit}} \right) &= \log_{10} (2^{N_{ORDER}}) \Rightarrow \\ \Rightarrow \log_{10} (T_{GOLAY}) - \log_{10} (n_{f_0}^{bit}) &= N_{ORDER} \cdot \log_{10} (2) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Logo,

$$N_{ORDER} = \frac{\log_{10} (T_{GOLAY}) - \log_{10} (n_{f_0}^{bit})}{\log_{10} (2)} \quad (3.11)$$

Fazendo então uma mudança de base, a Equação 3.11 acima pode ser reescrita como:

$$N_{ORDER} = \log_2 (T_{GOLAY}) - \log_2 (n_{f_0}^{bit}) \quad (3.12)$$

na qual, T_{GOLAY} é o tempo de duração total da excitação, $n_{f_0}^{bit}$ representa o número de bits por ciclo em função da frequência central de operação do transdutor e N_{ORDER} é a ordem binária da sequência.

A partir da Equação 3.12, é possível definir o tamanho da palavra, em bits, para cada tempo de excitação que se desejar construir. Por sua vez, o pulso de excitação codificada Golay é gerado pelo mesmo processo de convolução explicitado pela Equação 3.2, apenas substituindo a função $s_{CHIRP}(t)$ pela codificação em fase $s_{GOLAY}(t)$.

É importante notar que a utilização de pulsos Golay implica na transmissão de dois pulsos, a fim de serem combinados, em estágio posterior, para realização do cancelamento de lóbulos laterais na compressão de pulso. Desse modo, a função $s_{GOLAY}(t)$, implica na geração de duas sequências distintas, porém complementares entre si, conforme explanado no Capítulo 2, Seção 2.5.7.

As Figuras 3.3.a e 3.3.b mostram, por exemplo, os perfis dos pulsos ultrassônicos *chirp* com *tapering* e Golay, na face do transdutor, para uso na transmissão durante as simulações que empregamos.

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

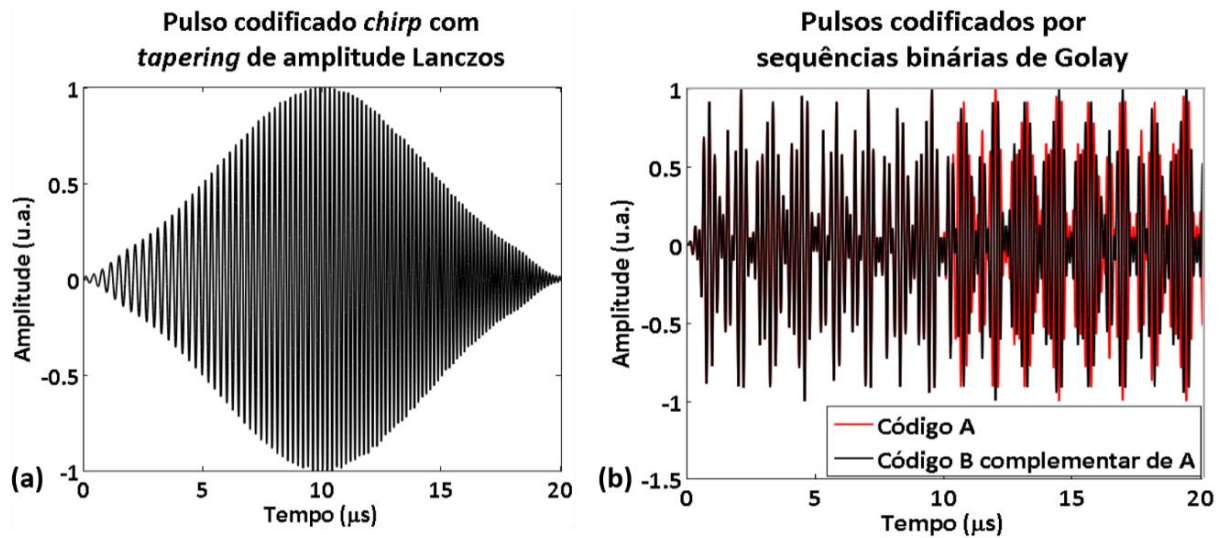


Figura 3.3 – (a) Pulso ultrassônico codificado *chirp* com *tapering* de amplitude aplicado por uma janela Lanczos; (b) Pares de pulsos ultrassônicos de Golay sobrepostos, gerados por códigos complementares entre si.

3.2.5. Processo de compressão de pulso

A compressão de sinais na recepção foi realizada por filtro MF e MMF. Aos pulsos codificados por excitações *chirp* tradicional e Golay, aplicamos o MF, enquanto que o pulso excitado por *chirp* com *tapering* de amplitude, comprimimos por MMF.

Por sua vez, em relação à técnica REC, optamos por substituir também o filtro de compressão originalmente utilizado, realizado por um filtro de Wiener, pela aplicação do MMF.

3.3. *Phantoms* computacionais unidimensionais

3.3.1. Simulação em um meio sem atenuação

Similarmente aos trabalhos de DANTAS (2004) e VIVAS (2006), construímos *phantoms* modelados por conjuntos de espalhadores complexos pontuais, permitindo controlar parâmetros como amplitude, fase, densidade e distribuição espacial.

A fase dos espalhadores pode ser arranjada de forma uniforme ou aleatória dentro do intervalo de 0 a 2π . Já a distribuição das variações de amplitude dos espalhadores, descrito e controlado em termos da relação sinal-ruído de amplitude (SNR_A), dada em dB, obedece a distribuição estatística Gama. A Figura 3.4 mostra a curva que relaciona esta variação da SNR_A em função da amplitude dos espalhadores. Quanto maior for o valor da SNR_A , maior o grau de uniformidade encontrada da distribuição de amplitude. Do mesmo modo, quanto menor o valor da SNR_A , maior será a variação na amplitude encontrada na estrutura (NARAYANAN, SHANKAR, & REID, 1994).

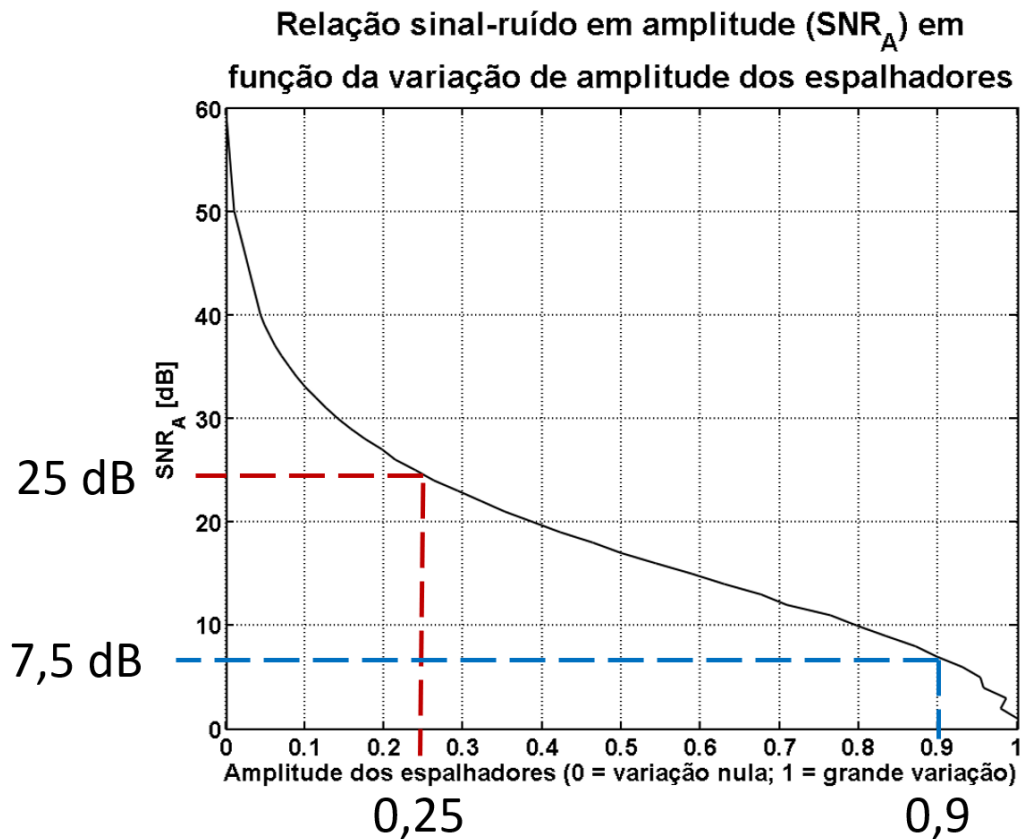


Figura 3.4 – Relação sinal-ruído de amplitude, SNR_A , dos espalhadores. Quanto maior o seu valor, menor a variação de amplitudes dos espalhadores e vice-versa. Por exemplo, em uma distribuição Gama, uma $SNR_A = 50$ dB, corresponde a um conjunto de valores com desvio padrão muito próximo de zero.

Construímos *phantoms* com profundidade máxima de 150 mm para três diferentes cenários, variando amplitude, fase e distância de separação entre os espalhadores. A célula de resolução, que corresponde ao tamanho da menor estrutura detectável, é entendida como o volume englobado pelo pulso ultrassônico em um dado instante de tempo.

Logo, o tamanho da célula pode ser calculado via Equação 3.13:

$$\Delta_{CEL\ RESOL} = c \cdot \Delta\tau_{PULSO} \quad (3.13)$$

na qual, c refere-se à velocidade de propagação do som no meio e é igual a 1540 m/s, e $\Delta\tau_{PULSO}$ é o tempo de duração do pulso, em segundos, calculado a -6 dB de seu valor de pico de amplitude máximo (VIVAS, 2006).

Além disso, a célula de resolução, relativa a cada pulso, teve 50% de sua dimensão ocupada por espalhadores. Para cada *phantom* (Figuras 3.5, 3.6 e 3.7), simulamos duas situações distintas, descritas logo a seguir:

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

- Distribuição regular de espalhadores, com espaçamento de 3λ (Figura 3.5):
 - *Situação 01*: Amplitude regida por uma $SNR_A = 7,5 \text{ dB}$, fase aleatória entre 0 e 2π .
 - *Situação 02*: $SNR_A = 25 \text{ dB}$, fase aleatória entre 0 e 2π .

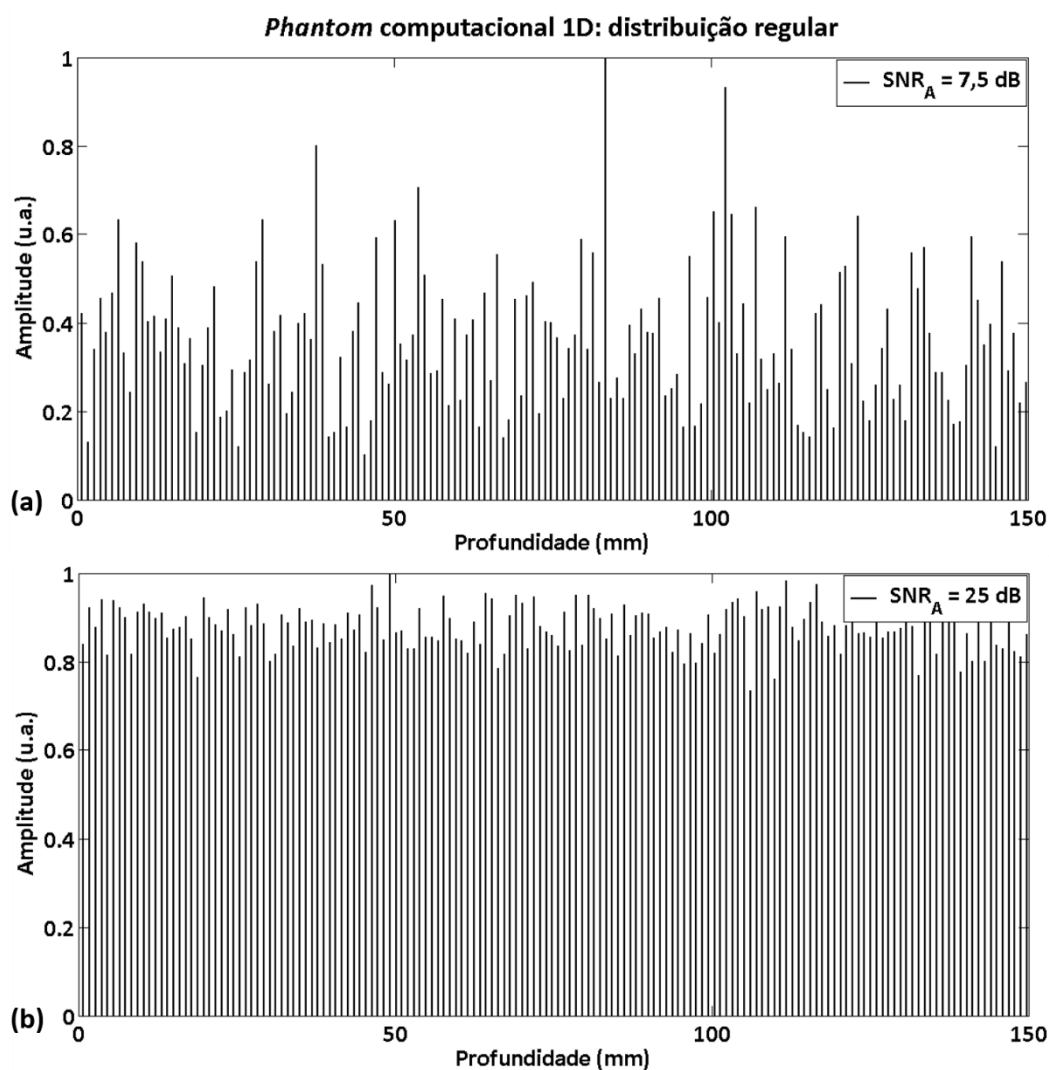


Figura 3.5 – (a) Phantom computacional unidimensional contendo espalhadores distribuídos regularmente por toda a estrutura, com espaçamento de 3λ , tendo uma $SNR_A = 7,5 \text{ dB}$; (b) mesmo de (a), porém com $SNR_A = 25 \text{ dB}$.

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

- Distribuição de espalhadores regular mais (+) aleatória, tendo a região regular espaçamento de 3λ e a região aleatória ocupação de 40% em relação ao comprimento total do *phantom* (Figura 3.6):
 - Situação 01: Amplitude regida por uma $SNR_A = 7,5 \text{ dB}$, fase aleatória entre 0 e 2π .
 - Situação 02: $SNR_A = 25 \text{ dB}$, fase aleatória entre 0 e 2π .

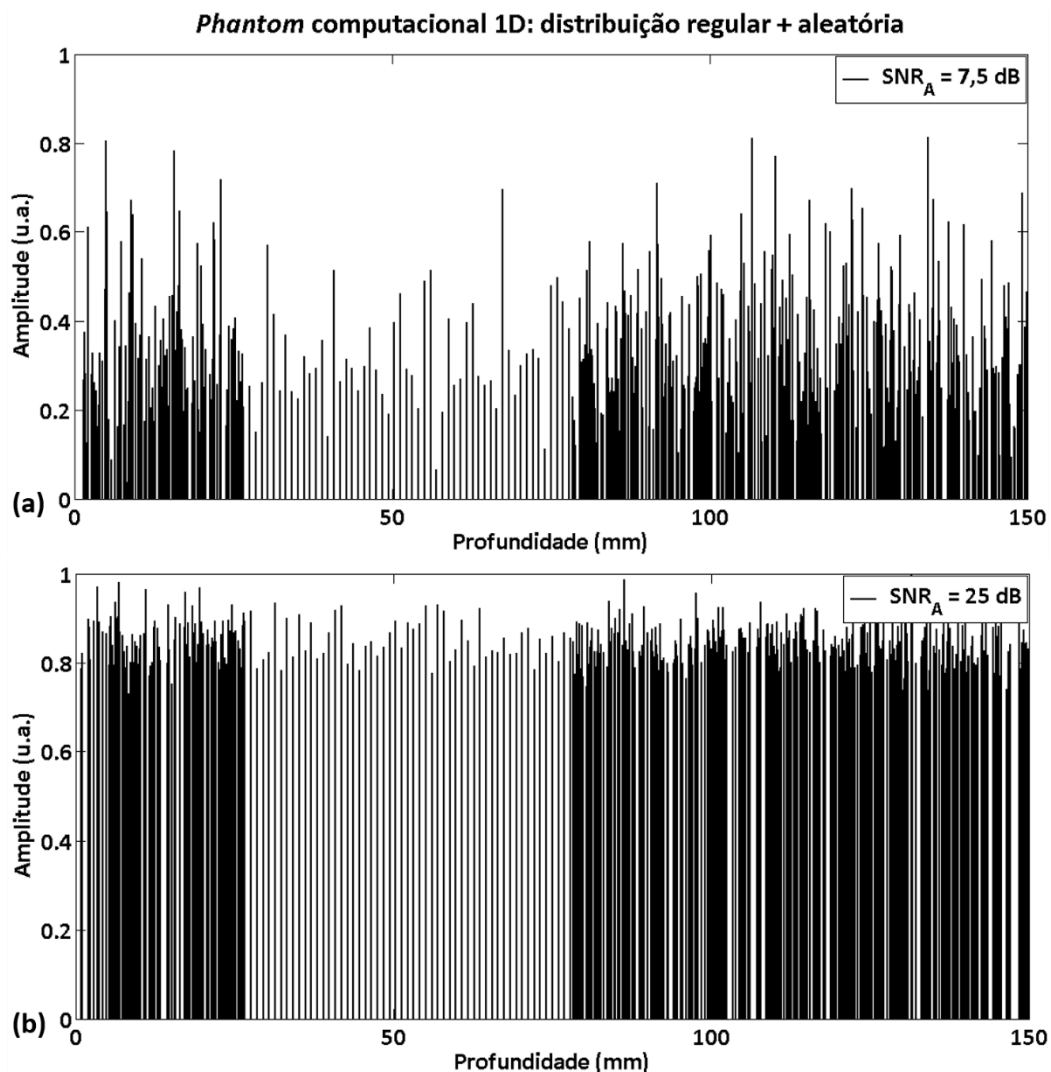


Figura 3.6 - (a) *Phantom* computacional unidimensional contendo espalhadores com distribuição regular mais aleatória na proporção de 40% e 60%, respectivamente, tendo uma $SNR_A = 7,5 \text{ dB}$; (b) mesmo de (a), porém com $SNR_A = 25 \text{ dB}$.

- Distribuição de espalhadores espacialmente aleatória (Figura 3.7):
 - Situação 01: Amplitude regida por uma $SNR_A = 7,5 \text{ dB}$, fase aleatória entre 0 e 2π .
 - Situação 02: $SNR_A = 25 \text{ dB}$, fase aleatória entre 0 e 2π .

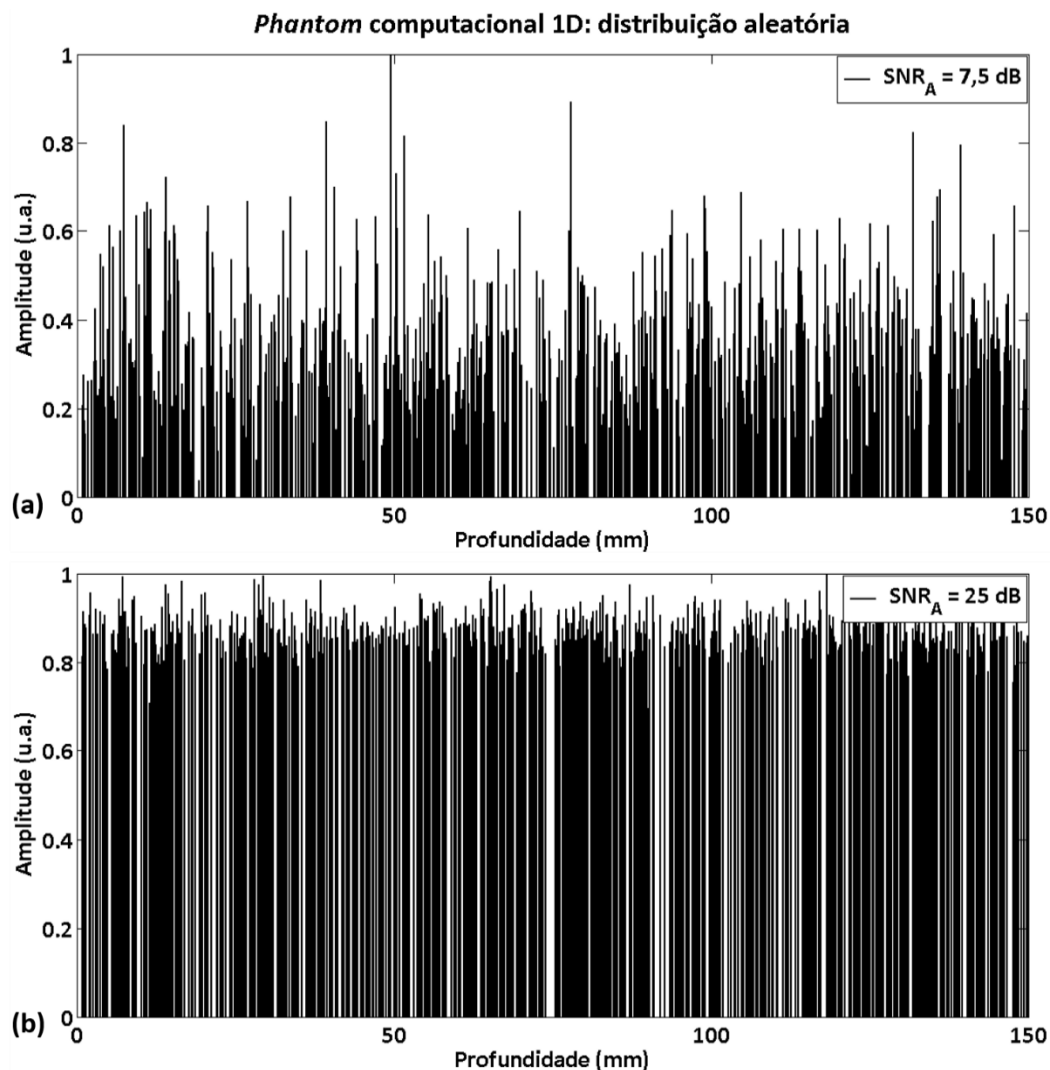


Figura 3.7 - (a) *Phantom* computacional unidimensional contendo espalhadores distribuídos aleatoriamente por toda a estrutura, tendo uma $SNR_A = 7,5 \text{ dB}$; (b) mesmo de (a), porém com $SNR_A = 25 \text{ dB}$.

3.3.2. Simulação em um meio com atenuação : kWave

Com o objetivo de simular o comportamento do sinal ultrassônico em um meio com atenuação, utilizamos a *toolbox* k-Wave acoplada ao MATLAB. Tal ferramenta permite simular de maneira fidedigna a propagação acústica de um pulso ultrassônico em ambientes 1D, 2D e 3D, tanto a partir de um meio puramente homogêneo quanto de um heterogêneo, ou uma mistura híbrida de ambos. Dentre várias configurações, é possível configurar as fontes de velocidade, pressão, atenuação do meio, entre outros parâmetros (TREEBY & COX, 2010, TREEBY *et al*, 2012).

Assim, em nossos estudos, simulamos apenas a propagação acústica em meios unidimensionais. Modelamos um meio puramente homogêneo com profundidade máxima de 150 mm, com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$. O meio possui as propriedades acústicas médias de tecidos moles: velocidade (v) de 1540 m/s e

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

densidade (ρ) de 10^3 kg/m^3 . Posteriormente, utilizamos um espalhador que mimetiza as propriedades acústicas de um fio de nylon PA66 (velocidade do som: 2600 m/s ; densidade: $1,12 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$; atenuação: $2,9 \text{ dB/cm}$), o qual foi posicionado a 130 mm de profundidade, a fim de se averiguar, em uma região mais profunda, a de perda de energia e o comportamento dos lóbulos temporais.

3.4. Métricas para análise e de avaliação dos resultados

3.4.1. Resolução axial

A resolução axial permite distinguir objetos na mesma direção de propagação do pulso ultrassônico. Ela mede o quão bem um sistema ultrassônico é capaz de diferenciar dois objetos ao longo do mesmo eixo, mas separados por uma distância d .

Em aplicações por ultrassom, este fator é influenciado pela largura de banda do transdutor, pelas características do pulso de excitação e pela funcionalidade do circuito de detecção. Uma métrica usual, dada pela Equação 3.14, é utilizada para essa avaliação:

$$R_{AXIAL} = \frac{l}{2} = \frac{c \cdot t_c}{2} = \frac{v}{2 \cdot BW} \quad (3.14)$$

na qual, l é a largura do pulso, c é a velocidade de propagação do meio considerado, t_c é o comprimento do pulso de ultrassom no tempo e BW é a largura de banda do pulso.

3.4.2. Peak sidelobe level ratio (PSLR)

A relação valor do nível de pico de lóbulos laterais (PSLR, do inglês *Peak Sidelobe Level Ratio*) define a razão entre o maior pico de intensidade de lóbulos temporais com relação ao pico do lóbulo central ou principal (RANGANATH & RAO, 2014), e tem relação com a faixa dinâmica de sinais (i.e., capacidade de detecção de ecos mais fracos logo acima do ruído). Em ultrassom médico, como já se sabe, o valor típico está entre -40 e -50 dB.

Uma das formas de se calcular a PSLR é através da Equação 3.15:

$$PSLR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{I_{LL}}{I_{LP}} \right) \quad (3.15)$$

na qual, I_{LL} e I_{LP} são, respectivamente, a intensidade de pico do lóbulo lateral mais intenso e a intensidade de pico do lóbulo principal.

3.4.3. Integrated sidelobe level ratio (ISLR)

Já a relação de níveis de lóbulos laterais integrados (ISLR, do inglês *Integrated Sidelobe Level Ratio*) descreve a extensão na qual a energia dos lóbulos laterais é distribuída em torno do lóbulo principal e caracteriza a capacidade de detectar alvos fracos na vizinhança de alvos brilhantes. Logo, a energia dos lóbulos laterais está associada ao contraste na imagem. Quanto maior a energia difundida nos lóbulos laterais, maior será a perda de energia de zonas claras para zonas mais escuras, podendo degradar o sinal de RF e mascarar detalhes de regiões e/ou estruturas presentes na imagem. Há várias maneiras de se calcular a ISLR, uma delas é por meio de integração numérica da razão entre a metade de um dos lados dos lóbulos laterais e a metade do lóbulo principal, conforme Equação 3.16:

$$ISLR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\int \text{energia dos lóbulos laterais}}{\int \text{energia do lóbulo principal}} \right) \quad (3.16)$$

3.4.4. Perda na SNR do filtro descasado relativa ao filtro casado

Essa métrica quantifica a perda na SNR do filtro MMF sobre o MF, sendo definida como a razão entre intensidades de pico dos sinais nas saídas do MMF e MF, e, expressa pela Equação 3.17, da seguinte maneira:

$$\Delta S_{dB} = \left(\frac{I_{OUT-MMF}}{I_{OUT-MF}} \right)_{dB} \quad (3.17)$$

na qual, $I_{OUT-MMF}$ e I_{OUT-MF} representam a intensidade máxima (envelope) de pico na saída do MMF e MF, respectivamente, em dB.

3.4.5. Relação sinal-ruído (SNR)

A relação sinal-ruído (SNR) de um sistema ultrassônico depende da diferenciação de ecos significativos em relação ao ruído. Aumentar a frequência da fonte de ultrassom aumenta os coeficientes de atenuação e reduz a SNR quando da penetração da energia em regiões de maior profundidade.

Destarte, a SNR é uma quantidade escalar frequentemente utilizada para avaliar a sensibilidade de detecção da energia dos ecos de retorno, sendo um importante elemento da faixa dinâmica do sistema que ajuda a determinar a relação de contraste

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

para a formação de sinais e imagens. Em sistemas pulso-eco, uma forma de se medir a SNR é dada pela Equação 3.18:

$$SNR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sigma_{ECO}^2}{\sigma_{RUÍDO}^2} \right) \quad (3.18)$$

na qual, σ_{ECO}^2 e $\sigma_{RUÍDO}^2$ são, respectivamente, a variância do sinal de eco detectado e a variância do ruído de fundo do sistema.

A melhoria na SNR obtida na saída do filtro de compressão é calculada comparando-a com a da SNR de um sistema pulso-eco convencional através da Equação 3.18. Na simulação k-Wave, meio sob efeitos da atenuação, a SNR foi obtida calculando a energia dos ecos ultrassônicos pela integração no tempo da pressão acústica quadrática recebida, de acordo com a Equação 3.19:

$$SNR_x = \frac{\int_0^{T_{ECO}} p_x^2(t, \vec{r}_x) dt}{P_{RUÍDO}} \quad (3.19)$$

na qual, p_x é a pressão acústica na posição \vec{r}_x , T_{ECO} representa o tempo total de recepção dos ecos ultrassônicos e $P_{RUÍDO}$ é a potência de ruído térmico Johnson simulada do sistema.

3.4.6. Análise de variância (ANOVA) de fator único

Comumente, pesquisadores se defrontam com o problema de comparar as médias entre grupos, e nesse ínterim, testes de significância estatística são úteis para aferir a qualidade da aproximação gerada a partir de um conjunto de dados. A análise de variância (ANOVA) é uma técnica estatística utilizada para descobrir fatores que produzam mudanças sistemáticas em alguma variável ou grupo de interesse (GUERRA & DONAIRE, 1990).

O objetivo da ANOVA é avaliar se as diferenças observadas entre as médias das amostras são estatisticamente significantes. Em linhas gerais, a resposta de um teste ANOVA é obtida a partir de um teste de hipótese, que dependendo de certos critérios será rejeitada ou não. Usualmente, um teste de hipótese nula afirma que k populações têm a mesma média, podendo ser aferido pelo valor p (ou p -value, do inglês) que atesta o nível de significância observado.

Geralmente, se o p -value for maior que $\alpha = 0,05$, a hipótese nula será aceita, caso contrário, será rejeitada. Basicamente, quanto menor for o valor de p -value, mais forte será a evidência para rejeitar a hipótese nula (GUERRA & DONAIRE, 1990). Assim,

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

uma das formas de se aplicar o teste ANOVA de uma via é através de uma sequência de passos, conforme indicada na Tabela 3.1:

Tabela 3.1 – Sumário das variáveis e equações para a execução de teste ANOVA de 1-via

| Fonte de variação | Soma de quadrados | Grau de liberdade estatístico | Quadrados médios | Estatística F |
|--------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------|-----------------------------|-------------------------|
| Entre os grupos | $SS_B = \sum_{j=1}^R O_j (\bar{X}_j - \bar{X})^2$ <p>R = número de grupos; O_j = número de observações no grupo j; \bar{X}_j = média aritmética da amostra do grupo j; \bar{X} = média geral ou grande média.</p> | $R - 1$ | $MS_B = \frac{SS_B}{R - 1}$ | $F = \frac{MS_B}{MS_W}$ |
| Dentro dos grupos | $SS_W = \sum_{j=1}^R \sum_{i=1}^{O_j} (X_{ij} - \bar{X}_j)^2$ <p>X_{ij} = i-ésima observação no grupo j; \bar{X}_j = média aritmética da amostra do grupo j.</p> | $O - R$ | $MS_W = \frac{SS_W}{O - R}$ | |
| Total | $SS_T = SS_B + SS_W$ | $O - 1$ | | |

3.4.7. Propagação de erros (incertezas)

Aos erros de medição da SNR, tomadas no meio sem atenuação, efetuamos uma tradicional propagação de incertezas. Usualmente, o valor médio de uma grandeza é dado pela média dos valores mensurados tomando um conjunto de N medidas dela, tal como expresso pela Equação 3.20:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (3.20)$$

Assim, o valor da incerteza associada às medições da grandeza x , por sua vez pode ser tomada a partir da variância (σ^2) do conjunto das N medidas (Equação 3.21):

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{N - 1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \quad (3.21)$$

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

A incerteza associada à medida da grandeza x é definida pelo desvio padrão do conjunto das N medidas (Equação 3.22):

$$\sigma = \sqrt{\sigma_x^2} \quad (3.22)$$

Assim, considerando que a média foi calculada sobre N medições, a representação padrão da grandeza x é expressa pela Equação 3.23:

$$x = \bar{x} \pm \sigma_x \quad (3.23)$$

3.4.8. Erro relativo (%)

Usualmente, no momento em que se obtém um resultado por aproximação, é preciso saber estimar e/ou delimitar o erro cometido nessa aproximação. Os erros podem ser aferidos de forma absoluta ou relativa.

O erro relativo percentual é dado pelo valor do quociente entre o erro absoluto e o valor de referência da grandeza de interesse, segundo a Equação 3.24:

$$\Delta x(\%) = \left(\frac{\Delta_{ABS}}{x_{REF}} \right) \cdot 100 \quad (3.24)$$

na qual, $\Delta_{ABS} = x_{ATUAL} - x_{REF}$ representa o erro absoluto, sendo x_{REF} o valor de referência e x_{ATUAL} o valor atual da medida realizada.

3.4.9. Raiz do erro quadrático médio (RMSE – *Root Mean Square Error*)

Esta métrica mede a amplitude do erro, configurando-se como uma medida de precisão, pois como eleva ao quadrado a diferença entre os valores previstos e observados, é mais sensível a erros.

Por consequência, terá sempre um valor positivo. Quanto mais próximo do valor zero maior a indicação de previsão correta. Por outro lado, quanto maior for seu valor, maior é o erro associado entre os valores de previsão e observação. Matematicamente, é representada pela Equação 3.25:

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2}{N}} \quad (3.25)$$

na qual, N é o número total de amostras do conjunto considerado, y é o valor de referência e \hat{y} representa o valor atual previsto.

3.5. Metodologia de estudo e avaliação de esquemas de excitação/compressão de pulso

A escolha apropriada das funções de janelamento (e.g., Kaiser, Tukey, Hamming, Blackman-Harris, Lanczos, Dolph–Chebyshev, Parzen, entre outras) depende da configuração de parâmetros de controle da janela e da observação do *tradeoff* entre a largura do lóbulo principal, do nível de pico dos lóbulos laterais adjacentes mais proeminentes e da energia total contida na região dos lóbulos (ADAMS, 1991).

Dentre as possíveis técnicas de aplicação na transmissão, tais como modulação de envelope, pré-distorção de fase e *tapering* de amplitude, esta última é considerada a mais efetiva, pois o potencial de redução conseguido é dependente apenas da BW do sinal modulado, da escolha da função-janela e de seu tempo de duração (*tapering*), expresso como uma fração do tempo de duração total da excitação (MISARIDIS, 2001). Na recepção, o janelamento atua como uma função-peso e tem por finalidade efetuar o deslocamento do MF para a condição MMF na compressão de pulso, e sua escolha situa-se primariamente naquela que oferecer o menor alargamento possível do lóbulo principal (BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005b).

Dentro do contexto de sistemas por ultrassom, em excitações baseadas na modulação linear da frequência, a escolha dos pares de funções de janelamento (complexo transmissão/recepção) para o esquema excitação/compressão deve ser essencialmente analisada em termos da relação de compromisso entre o nível de intensidade de pico de lóbulos laterais (PSLR), causados pelas distorções de Fresnel presentes no espectro de sinais *chirp* e a sua capacidade de resolução axial. No processo de obtenção de tais parâmetros, consideramos:

- i. o conhecimento da resposta em frequência (ou largura de banda) do transdutor;
- ii. o conhecimento da característica do sinal de excitação (se, por exemplo, linear, não-linear, exponencial; e ainda, sua largura de banda de varredura);
- iii. o tempo total de duração da excitação, em microssegundos (μs);
- iv. o tipo de função de janelamento para realização de *tapering* de amplitude e seu fator de parametrização a ser aplicado na transmissão, normalmente uma porcentagem relativa ao tempo total de duração da excitação, como parte inicial do processo de minimização de lóbulos laterais;
- v. o tipo de função de janelamento e o seu fator de corte, em dB, na configuração

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

de um filtro na recepção, cuja principal finalidade é deslocar o filtro MF para a condição de MMF, no processo final de compressão de pulso.

Assim, a formulação de um esquema otimizado de excitação/compressão de pulso em sistemas por ultrassom tem importância fundamental devido as restrições impostas pelo comportamento passa banda de transdutores, que limitam a banda espectral acessível. Adicionalmente, e não menos importante, o desenho de tal esquema contribuirá para melhorar a coerência do sinal ultrassônico de retorno (eco), dado que as características do sinal transmitido são conhecidas, o meio (mapa de eco) é conhecido, e, portanto, há uma maior possibilidade de se reconstruir (e encontrar o padrão) do sinal emitido no momento de se efetuar compressão de pulso.

Nas simulações numéricas, tomamos um transdutor monoelemento sem focalização, com frequência central de 5 MHz, largura de banda fracionada de 50% a -6 dB, tendo uma resposta impulsiva gaussiana similar àquela mostrada na Figura 3.1.a, e frequência de amostragem de 80 MHz. Então, criamos um *phantom* de 150 mm de profundidade e posicionamos nele, a 50 mm, um único espalhador pontual de amplitude unitária, em um meio sem atenuação.

Assim, na transmissão, excitamos o transdutor, separadamente, com dois tipos de sinais: **(1)** *chirp* linear tradicional e **(2)** uma pré-excitação *chirp* baseada na técnica REC. Para cada sinal aplicamos três diferentes tempos de duração: uma curta de 5 μ s, uma média de 10 μ s e outra mais longa de 20 μ s. Não obstante, para cada tempo de excitação, executamos um *tapering* de amplitude sobre cada um dos sinais (1) e (2) antes de os convolver com a resposta impulsiva do transdutor. Aplicamos um *tapering* de amplitude por esta ser considerada a técnica mais robusta em termos de eficiência e implementação, pois o potencial de redução conseguido depende apenas da BW do sinal modulado, da escolha da função janela e de seu tempo de duração. (MISARIDIS, 2001). Dessa maneira, testamos as funções janelas Tukey e Lanczos por terem sido indicadas como as mais robustas para esse fim, mediante resultados apresentados por estudos anteriores (BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005). Para cada janela supracitada, experimentamos um fator de *tapering* de 5, 10, 15, 20, 25 e 30%, parametrizadas como frações do tempo de duração total, para cada tempo de duração de excitação empregada.

Juntamente a esse procedimento, variamos a razão de varredura da largura de banda do sinal *chirp* (1) em relação à largura de banda do transdutor para três

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

situações: 1,14, 1,5 e 2,0. A escolha do fator 1,14 se deve ao desenvolvimento realizado por POLLAKOWSKI (1993). Em seu trabalho, através de um desenvolvimento analítico e numérico, o mesmo indicou esse valor como o mais apropriado para um transdutor com resposta espectral similar a um cosseno quadrático, que muito se assemelha ao perfil gaussiano de nosso transdutor virtual modelado. O objetivo de se variar a relação *BW chirp*/transdutor foi a de aferir a influência que os mesmos exercem sobre o grau de minimização de lóbulos laterais e posterior performance com respeito à capacidade de resolução axial do sistema.

Já no caso de implementação da técnica REC, a relação *BW* entre a pré-excitação *chirp* e o transdutor se manteve sempre unitária, uma vez que a construção das características desse sinal de excitação é totalmente diferente, como explicamos no Capítulo 2, Seção 2.5.6. A Tabela 3.2 apresenta dos dados de configuração das simulações realizadas e sumariza a metodologia empregada nessa etapa.

Tabela 3.2 – Resumo da metodologia aplicada ao estudo de esquemas excitação/compressão de pulso

| Tipo de Excitação | T (µs) | Relação <i>BW chirp</i> /transdutor | Função de <i>tapering</i> (transmissão) | Fator de <i>tapering</i> (%) | Função para deslocar o MF para MMF (recepção) | Fator de <i>design</i> (dB) |
|-------------------|------------|-------------------------------------|-----------------------------------------|------------------------------|-----------------------------------------------|-----------------------------|
| <i>Chirp</i> | 5, 10 e 20 | 1,14, 1,5 e 2,0 | Tukey e Lanczos | 5, 10, 15, 20, 25 e 30 | Dolph-Chebyshev | de 20 até 220, passo de 10 |
| REC | 5, 10 e 20 | 1,0 | Tukey e Lanczos | 5, 10, 15, 20, 25 e 30 | Dolph-Chebyshev | de 20 até 220, passo de 10 |

Na recepção, contaminamos os sinais de RF com ruído branco gaussiano, em momento anterior ao estágio de compressão de pulso, e realizamos o deslocamento do MF para MMF através do emprego da função janela Dolph-Chebyshev, uma vez que esta aparece frequentemente como a melhor opção em termos de minimização de lóbulos temporais e menor alargamento do lóbulo central, principal responsável por ditar a capacidade de resolução axial do sistema. Testamos vinte diferentes valores entre 20 e 210 dB, em passos de 10 dB, para configuração do nível específico de corte de lóbulos laterais sobre resposta produzida pela janela citada.

Para a análise dos resultados, produzimos curvas, apresentando uma combinação mútua entre transmissão e recepção (compressão ponto a ponto) de sinais, relacionando o *tradeoff* entre o nível de supressão de lóbulos, medido pelo cálculo da

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

PSLR (Equação 3.15), e a resolução axial (Equação 3.14). A resolução axial foi calculada medindo a largura do lóbulo principal a -20 dB de seu valor de pico máximo.

Conquanto, devido à faixa dinâmica de funcionamento de sistemas ultrassônicos estarem situados na região entre -40 e -50 dB, estudos anteriores recomendam que a redução de lóbulos temporais atinja no mínimo -45 dB (HAIDER, LEWIN, & THOMENIUS, 1998). No entanto, muitas aplicações médicas trabalham em faixas ainda menores. Optamos dessa maneira por estender ainda mais esse nível e concebemos em nossas simulações computacionais o valor mínimo de -60 dB como o valor crítico admissível.

Já no critério adotado para a resolução espacial, consideramos hipoteticamente a resolução espacial do pixel de uma imagem com dimensões de 1 mm. Como a frequência central de batimento do transdutor é de 5 MHz e o meio considerado tem velocidade de propagação sonora de 1540 m/s, isso significa um comprimento de onda de 0,308 mm. Logo, 3λ de resolução seria mais do que suficiente nesse cenário. Desse modo, na avaliação dos resultados gráficos obtidos da PSLR versus resolução axial, para cada um dos sinais (1) e (2), os parâmetros adequados para construção de um esquema excitação/compressão deveriam atender os seguintes critérios:

- Máxima redução do nível de intensidade de lóbulos laterais, sendo o limite mínimo inicial aceitável de -60 dB;
- Melhor resolução axial possível, sendo o limite máximo de 3λ .

Todavia, é importante destacar que nas interpretações desses resultados, supondo duas situações hipotéticas, a saber: uma oferecendo um nível de supressão de lóbulos laterais à -65 dB com resolução de $2,6\lambda$ e outra trazendo um nível de redução de -60 dB, mas com resolução de $2,4\lambda$, optamos sempre pela segunda escolha.

Pretendemos, a partir desse critério, antecipar que a determinação dos parâmetros para um mecanismo de excitação/compressão de pulso é totalmente subjetiva. A depender do tipo de aplicação desejada, invariavelmente deverá se optar pelo sacrifício de um parâmetro em detrimento do outro.

Entretanto, entendemos que qualquer ganho em potencial na resolução axial, seria a prática que adotaríamos, mesmo que isso pudesse parecer irrisório, visto que a resolução axial é sempre um dos itens mais emblemáticos e desafiadores no desenvolvimento tecnológico de engenharia de sistemas por ultrassom com finalidade de aplicações em medicina.

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

Adicionalmente, computamos também as métricas ISLR (Equação 3.16) e ΔS_{dB} (Equação 3.17) como forma de suportar as análises sobre a escolha de parâmetros para um esquema excitação compressão. Então, selecionamos o melhor candidato dentre cada uma das duas técnicas de excitação (1) e (2) mencionadas para serem utilizadas no decorrer das demais etapas de desenvolvimento do trabalho.

Nesse momento, a fim de complementar o estudo comparativo entre pulsos codificados, adicionamos os pulsos ultrassônicos modulados por sequências binárias complementares de Golay, cujas características de construção (tamanho da palavra em bits e tempo de duração) foram determinadas pelas equações da Seção 3.2.4, após conhecimento dos esquemas selecionados para as técnicas de excitação em frequência (1) e (2).

3.6. Metodologia para avaliação comparativa da SNR entre pulsos codificados e convencionais

Na segunda etapa, tomamos os pulsos selecionados na primeira etapa (Seção 3.5) e realizamos uma avaliação comparativa da SNR destes com os convencionais (pulso gaussiano e *tone burst* de 6-ciclos). Apenas para efeitos comparativos, uma vez que sua utilização, como veremos, não tem aplicação prática, incluímos também na simulação um pulso ultrassônico codificado por *chirp* tradicional e comprimido por MF.

Dessa forma, para cada uma das situações descritas na Seção 3.3.1, tomando um meio sem atenuação, realizamos um total de 100 simulações numéricas. Sobre os dados, calculamos a SNR, conforme Equação 3.18, e posteriormente para análise dos resultados, efetuamos um teste de significação estatística por ANOVA de 1-via e a propagação de incerteza das medidas, de acordo com as equações da Tabela 3.1 e da Seção 3.4.7, respectivamente.

Em outro momento, com os mesmos pulsos de outrora, a exceção dos pulsos convencionais, na qual apenas o *tone burst* de 6-ciclos foi mantido, e com o auxílio do k-Wave, modelamos um meio puramente homogêneo, com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$ (Seção 3.3.2).

Nesse cenário, calculamos e simulamos a SNR da potência média do sinal no tempo e posteriormente a SNR aparente da potência média desses mesmos sinais no tempo após a compressão de pulso. Traçamos gráficos com os perfis de curvas para cada

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

caso. O objetivo foi avaliar a influência dos filtros de compressão na saída sobre o ganho na SNR.

3.7. Metodologia de estudo dos espalhadores equivalentes no contexto das excitações codificadas

Por fim, na terceira e última etapa, realizamos um estudo complementar sobre o comportamento das excitações codificadas no ambiente conceitual de espalhadores equivalentes, outrora desenvolvido apenas, dentro do cenário de excitações convencionais (DANTAS, COSTA, & LEEMAN, 2005). Buscamos avaliar os limites e critérios de sua validade, considerando os mesmos pulsos codificados das etapas anteriores (Seção 3.6), a exceção do pulso *chirp* comprimido por MF, que foi removido. Em adição, buscamos estudar a possibilidade de se definir regiões com estruturas específicas, que seriam mais interessantes teoricamente para ambientes computacionais mais complexas como as simulações 2D e 3D.

Desse modo, construímos *phantoms* unidimensionais, mostrado na Figura 3.8, com 40 mm de profundidade máxima, considerando um meio ideal, sem efeitos de atenuação, e inserimos 13 espalhadores, em regiões previamente conhecidas, com amplitude destacada de 10 vezes a unitária. Os demais espalhadores que compõem toda a estrutura tiveram sua amplitude parametrizada por uma relação sinal-amplitude (SNR_A) de 20 dB.

Calculamos o comprimento de cada pulso codificado a -6 dB de seu pico de amplitude máxima, conforme descrito no trabalho de VIVAS (2006). A célula de resolução foi obtida a partir da Equação 3.13. Calculamos as dimensões da célula de resolução de cada pulso. A partir daí, determinamos a razão entre o tamanho das células de resolução das excitações codificadas e da convencional, estabelecendo desse modo, o valor inicial de partida da densidade de espalhadores por célula de resolução (DANTAS, COSTA, & LEEMAN, 2005).

Em seguida, realizamos uma adição incremental, na célula de resolução, de 5 espalhadores por iteração, até o máximo de 2,5 vezes do valor de partida. Como resultado, traçamos curvas do número de espalhadores por célula de resolução em função do erro relativo percentual (Equação 3.24) e do erro quadrático médio (RMSE) (Equação 3.25), entre os envelopes dos sinais de RF, originais e equivalentes, buscando o

CAPÍTULO 3 – MATERIAIS E MÉTODOS

ponto de convergência para o qual o conceito de espalhadores equivalentes continuaria válido.

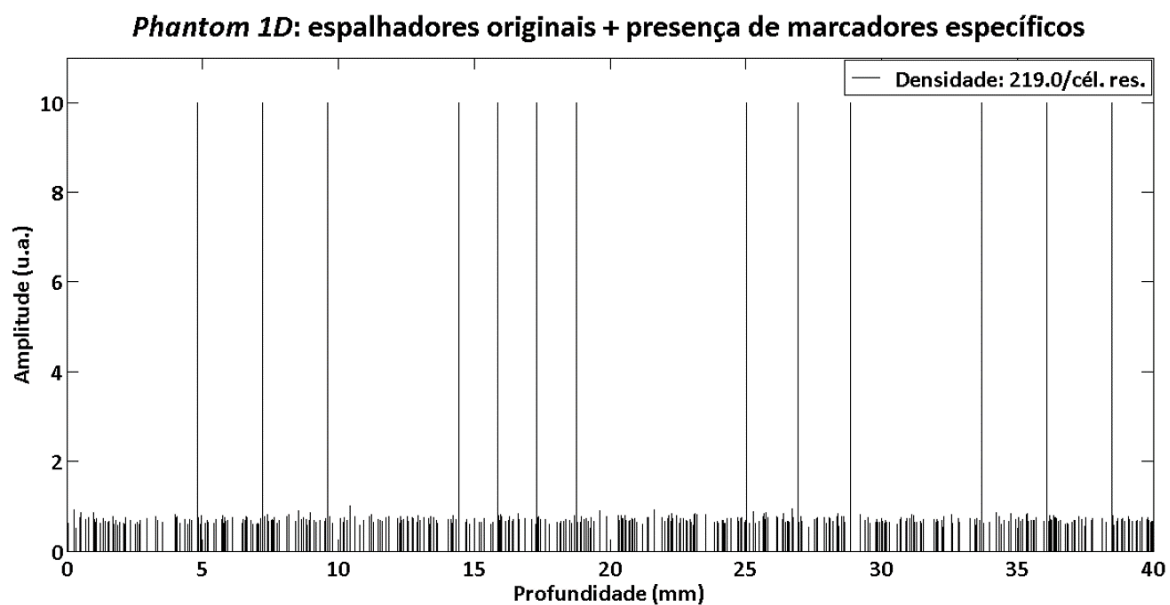


Figura 3.8 - (a) *Phantom* computacional contendo espalhadores originais com $SNR_A = 20 \text{ dB}$, e, adicionalmente, 13 espalhadores pontuais em regiões pré-determinadas com amplitude 10 vezes a unitária.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS E DISCUSSÕES

No presente Capítulo são apresentadas as análises e discussões sobre os resultados obtidos com respeito aos objetivos que traçamos no Capítulo 1 e na metodologia que empregamos no Capítulo 3. Buscamos destacar a importância e os efeitos que mecanismos de excitação/compressão exercem em sinais ultrassônicos, e quais os principais critérios envolvidos em sua seleção, seguido por discussões sobre a resolução axial e o ganho na SNR, considerando meios sem e com atenuação. Ao fim, discutimos os limites de validade do conceito de espalhadores equivalentes no contexto de excitações codificadas.

4.1. Recepção de ecos ultrassônicos e o processo de compressão de pulso

Nesta seção, fizemos uma revisão do processo de transmissão e recepção de sinais ultrassônicos unidimensionais com a finalidade de clarificar o tipo de problema com a qual nos deparamos quando se opta por pulsos de excitações codificadas em aplicações médicas por ultrassom. Assim, por conveniência e facilidade didática, mostramos o fenômeno de interação entre pulsos ultrassônicos codificados com *phantoms* computacionais simplificados. Imediatamente, ficará explícita também a importância fundamental de aplicação de técnicas de processamento de sinais para restauração da resolução axial e sua influência sobre o ganho na SNR.

Isto posto, as Figuras 4.1.a, 4.1.b, 4.2.a mostram, respectivamente, os ecos ultrassônicos detectados na recepção, provenientes da operação de convolução entre os pulsos de excitação codificada *chirp* linear, Golay (apenas a emissão de uma das sequências) e a REC, todos ressonando a 5 MHz, com um *phantom* unidimensional, de profundidade 40 mm, modelado por um conjunto de 7 espalhadores pontuais,

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

regularmente espaçados a 5 mm, ilustrada na Figura 4.2.b. Como pode ser observado, dado o longo comprimento temporal de cada pulso aplicado, o sinal de eco recebido não é capaz de resolver espacialmente os espalhadores contidos na referida estrutura.

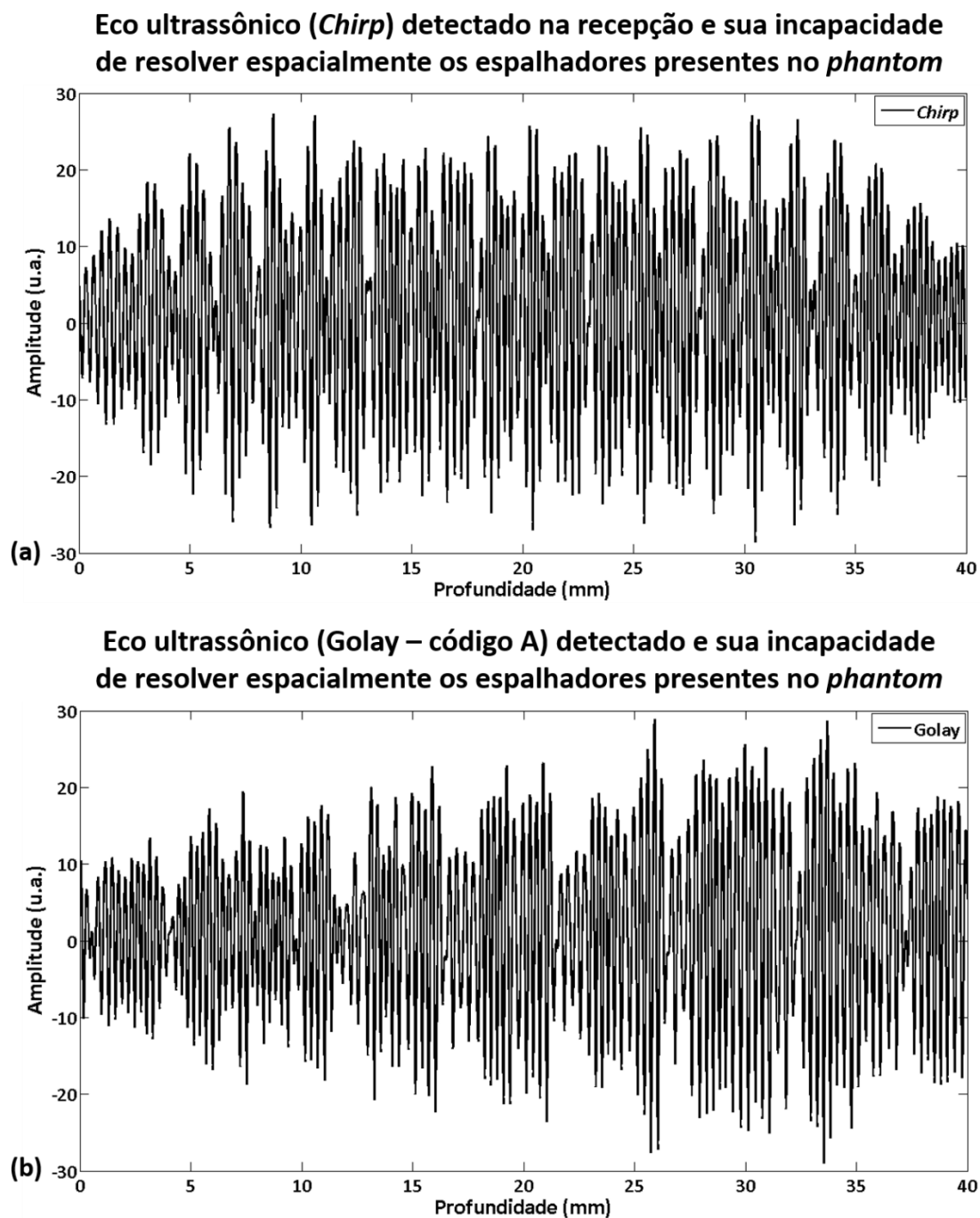


Figura 4.1 – Ecos ultrassônicos contendo espalhadores não resolvíveis espacialmente devido ao longo comprimento temporal do pulso transmitido: **(a)** excitação *chirp* tradicional; **(b)** código binário de Golay.

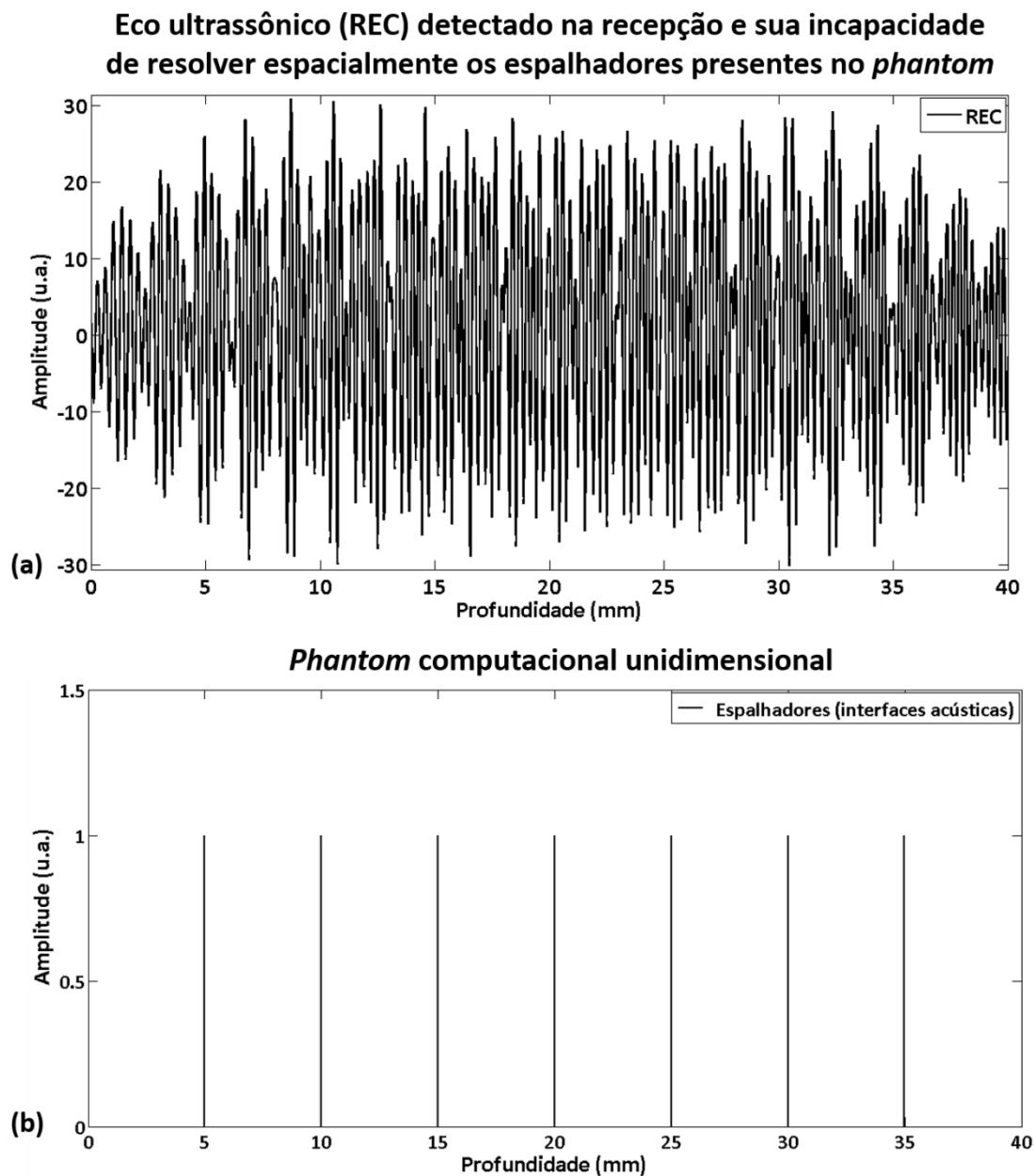


Figura 4.2 – (a) Mesma da Figura 4.1, porém para a pré-excitação *chirp*, oriunda da REC; **(b)** Distribuição de espalhadores dentro de um *phantom* computacional unidimensional, sem efeitos de atenuação.

Por sua vez, a técnica de compressão de pulso, na recepção, objetiva restaurar as qualidades encontradas em pulsos de curta duração (convencionais), restabelecendo a BW útil perdida devido à modulação aplicada na transmissão. No entanto, a presença inerente de lóbulos laterais, produzidos na saída do MF é bastante proeminente. As Figuras 4.3.a e 4.3.b exibem a presença de tais artefatos após uma deconvolução por MF ter sido realizada, respectivamente, sobre os sinais ecoicos recebidos, *chirp* e Golay. Particularmente, na Figura 4.3.b, está apresentada, de forma sobreposta, o resultado da compressão de dois ecos similares ao da Figura 4.1.b, porém de cada uma das sequências A e B, complementares entre si. É notório observar que, embora os espalhadores tenham

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

sido resolvidos em algum grau (Figuras 4.3.a e 4.3.b), houve uma severa introdução de lóbulos laterais, degradando a qualidade do sinal.

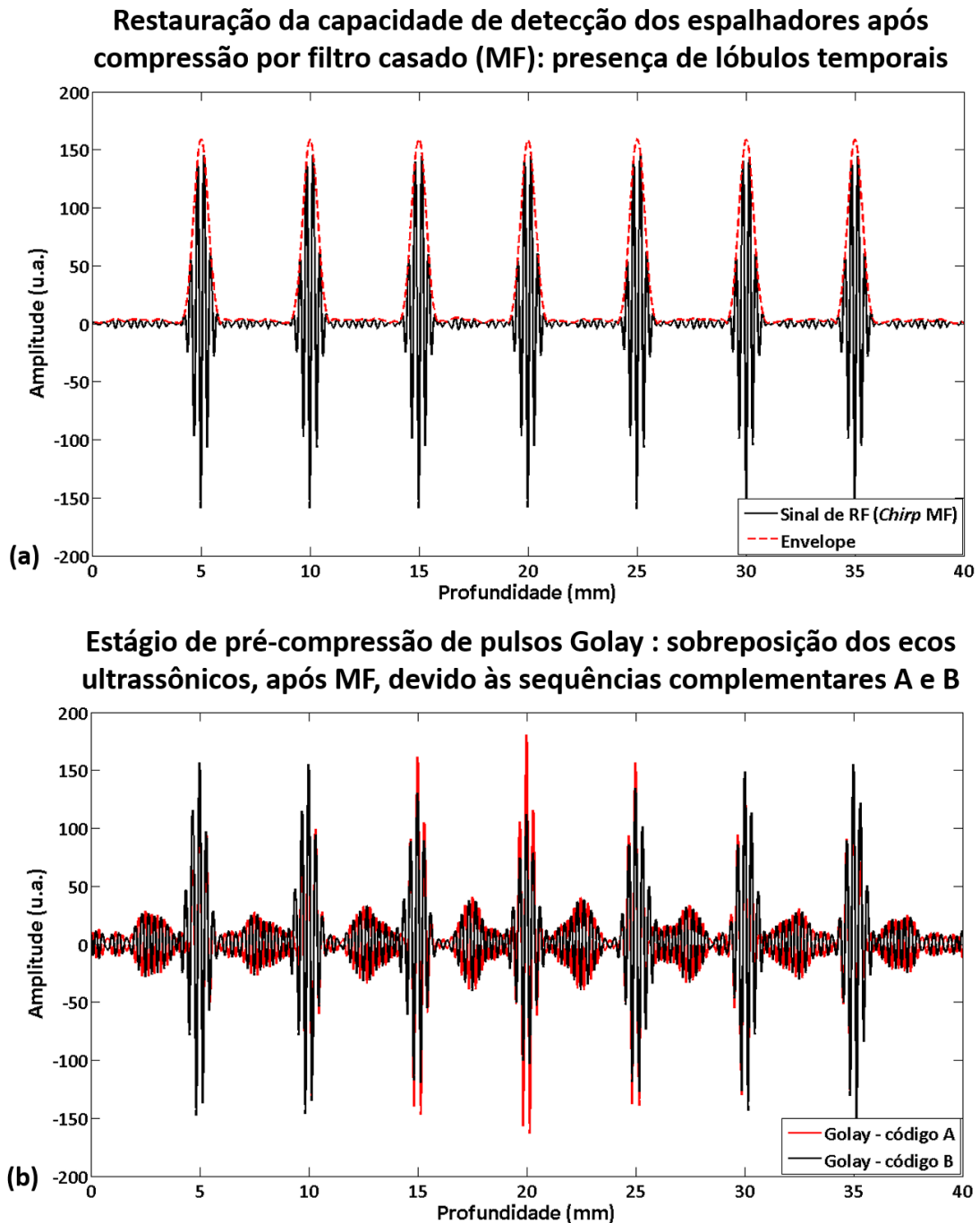


Figura 4.3 – (a) Sinal de RF e seu envelope, mostrando os espalhadores detectados após compressão de pulso por filtro MF, evidenciando a presença de lóbulos laterais; (b) Sobreposição de dois sinais de RF, complementares entre si, após compressão por MF, também mostrando espalhadores detectados, porém ao custo da presença de degradantes lóbulos temporais.

O efeito degradante dos lóbulos laterais, provocado pelo mecanismo de compressão na saída do MF, associados ao comportamento passa-banda do transdutor, é mais bem observado em escala logarítmica, conforme mostra a Figura 4.4.

CAPÍTULO 4 – MATERIAIS E MÉTODOS

Nessa mesma figura podemos notar que embora a **redução de lóbulos, proporcionada pela presença do transdutor (funcionando como um filtro subótimo), na região imediatamente adjacente ao lóbulo principal seja benéfica no caso da excitação *chirp*, ela não é capaz de remover esse artefato por completo, dado a existência proeminente de lóbulos na faixa de -33 dB. Do mesmo modo, quando a codificação empregada são as sequências de Golay, é possível observar a presença de lóbulos em torno de altos -20 dB. Tais níveis, como já sabemos, são inadmissíveis em ultrassom. Daí a necessidade de técnicas de compensação e processamento adicionais para supressão desses efeitos impactantes.**

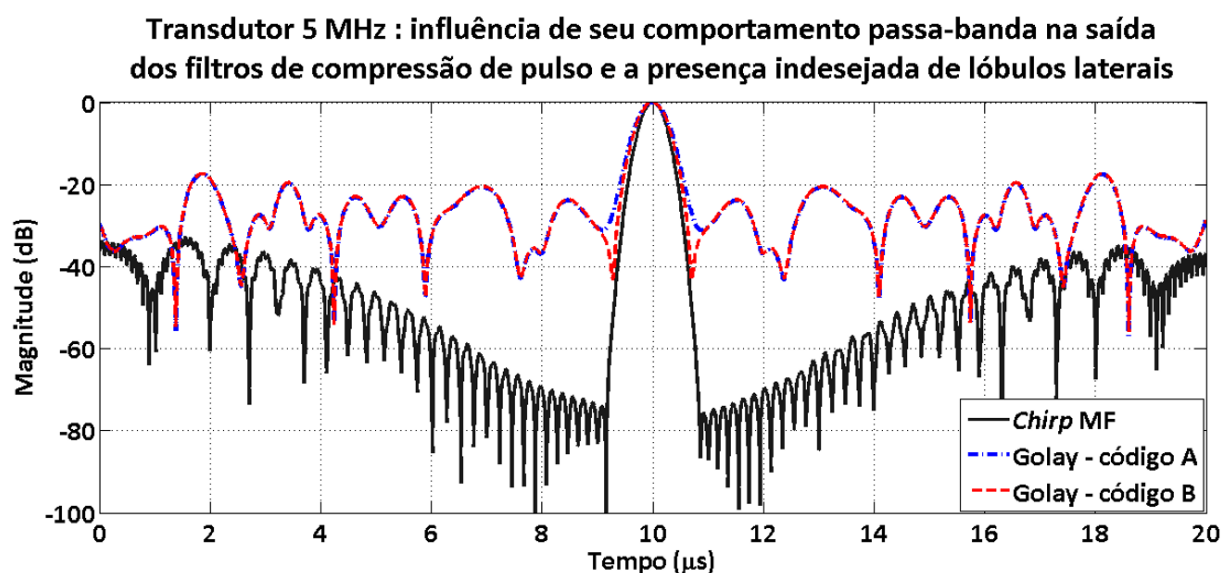


Figura 4.4 – Efeito do comportamento passa-banda do transdutor no perfil de saída do filtro MF e a forte presença degradante de lóbulos laterais.

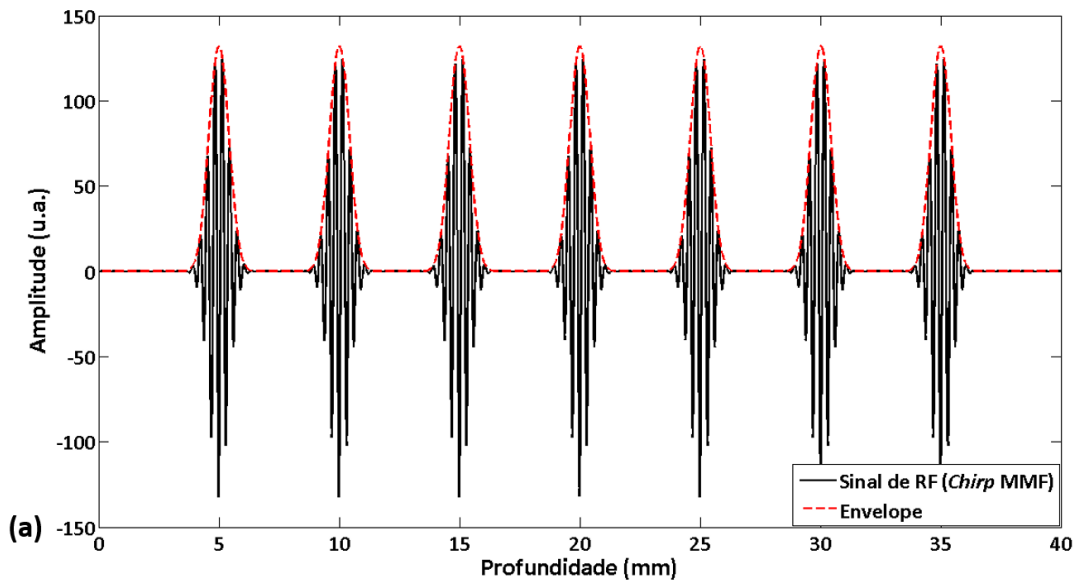
Logo, para minimização dos referidos lóbulos temporais, aplicamos na transmissão um *tapering* de amplitude de 20% sobre a excitação *chirp*, via janelamento Lanczos. Na recepção, o MF foi deslocado para a condição MMF através do emprego de uma janela Dolph-Chebyshev, parametrizada em -50 dB. Como resultado, a supressão conseguida é manifesta na Figura 4.5.a. Na Seção 4.2, uma discussão detalhada sobre como escolhemos os parâmetros de cada filtro para construção de um esquema excitação/compressão de pulso otimizado será apresentada.

Diferentemente, no caso de excitações binárias do tipo Golay, a supressão desse tipo de artefato é obtida pela adição das contribuições das autocorrelação de cada um dos sinais A e B, complementares entre si (Figura 4.3.b). Tal princípio permite, exceção ao lóbulo principal (i.e., região do sinal que contém a informação de interesse),

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

que os lóbulos laterais fiquem em completa oposição de fase (Figura 4.5.b), produzindo após a soma dos sinais, o total cancelamento dos lóbulos, mostrado na Figura 4.6.a.

Deteção dos espalhadores após tapering de amplitude e posterior compressão por filtro descasado (MMF): supressão de lóbulos laterais



Compressão de pulsos Golay : princípio de cancelamento de lóbulos laterais pela oposição de fase entre as sequências complementares

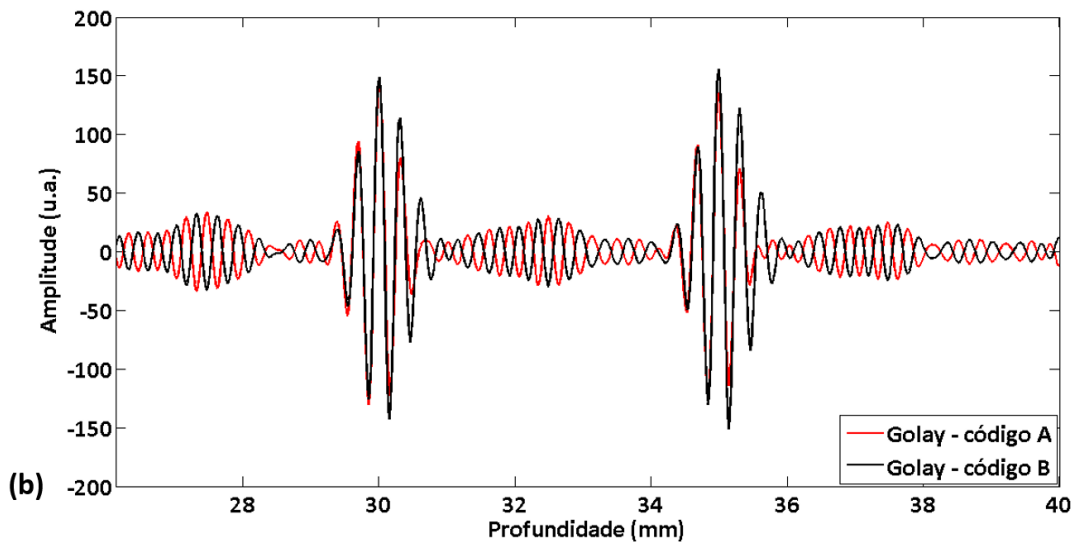
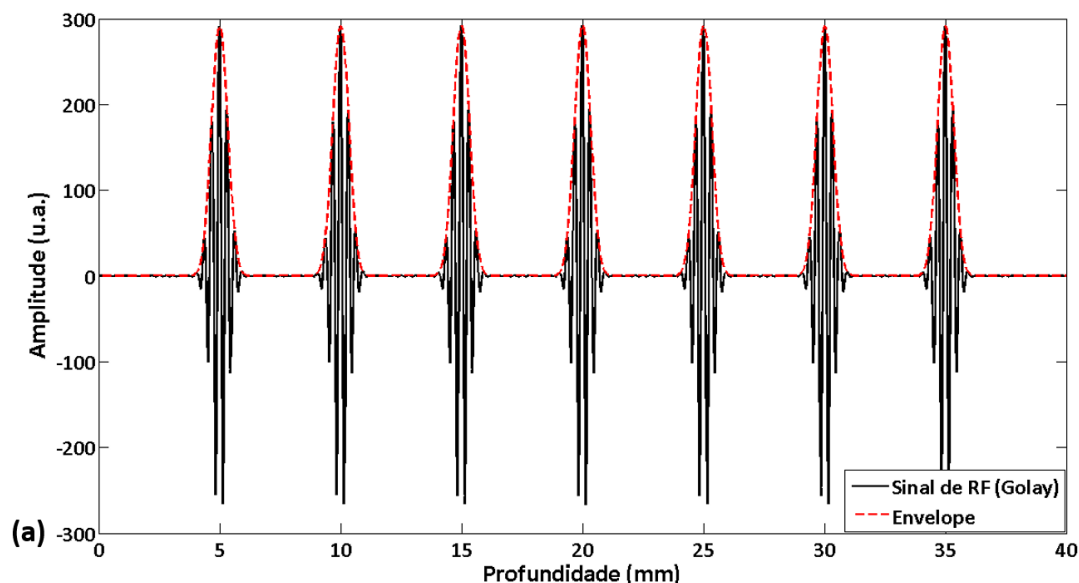


Figura 4.5 – (a) Supressão de lóbulos laterais: sinal de RF e seu envelope, evidenciando a restauração da capacidade de detecção de espalhadores após aplicação de *tapering* de amplitude na transmissão e posterior compressão por MMF na recepção; (b) Princípio de cancelamento de lóbulos laterais pela combinação coerente (soma) das autocorrelações das sequências de Golay: mesma amplitude, fase invertida.

Deteção dos espalhadores e cancelamento de lóbulos laterais, após compressão e adição de sinais de RF, A e B, complementares entre si



Deteção dos espalhadores : técnica de excitação/compressão REC

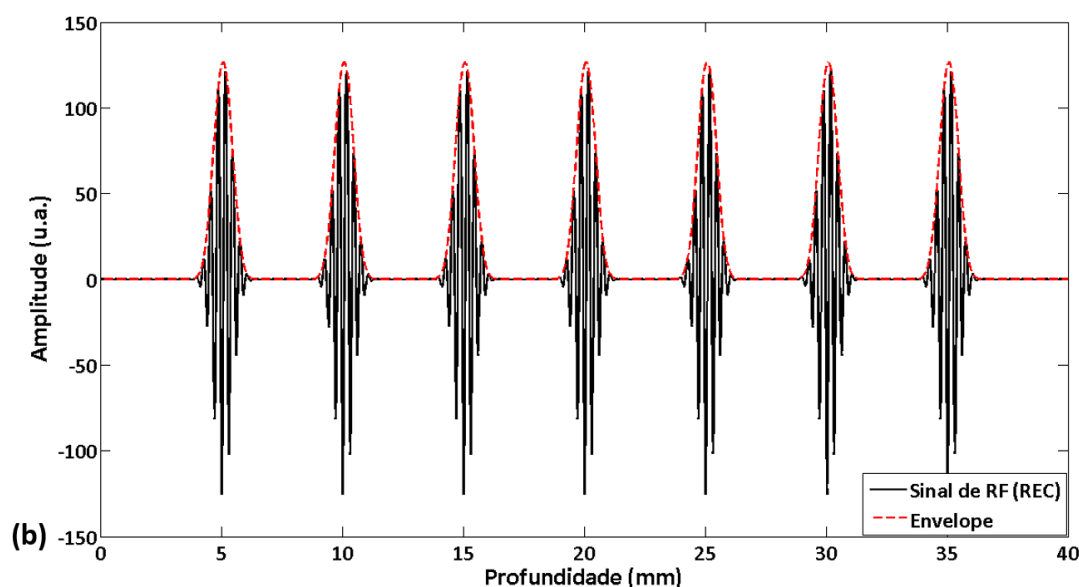


Figura 4.6 - (a) Supressão de lóbulos laterais: sinal de RF e seu envelope após compressão e posterior soma coerente da contribuição de cada eco obtido devido ao emprego de um par de sequências binárias complementares de Golay; **(b)** Mesma da Figura 4.5.a, porém aplicado à técnica REC.

Em contrapartida, a grande desvantagem do uso de códigos de Golay é a necessidade de dois eventos de transmissão para cada linha-A, levando o *frame rate* a cair pela metade. Ademais, se houver uma mudança de ordem interna (movimento de algum órgão) e/ou externa (movimento do transdutor pelo ultrassonografista), esta técnica se torna bastante crítica, pois será necessária a aplicação de algoritmos de compensação de movimento (CANNON, HANNAH, & MCLAUGHLIN, 2008).

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

Não obstante, a Figura 4.6.b mostra a saída do MMF sobre a aplicação da REC, configurada, na transmissão, por uma janela Lanczos com *tapering* de amplitude de 15%, e, na recepção, via janelamento Dolph-Chebyshev, parametrizada a -100 dB.

Por fim, em vista disso, a Figura 4.7 exhibe os resultados, em escala logarítmica, da redução de intensidade de lóbulos laterais na saída dos filtros de compressão de pulso. A supressão conseguida esteve na faixa de -67 dB, -71 dB e -63 dB, respectivamente, para *chirp* com *tapering*, Golay e REC.

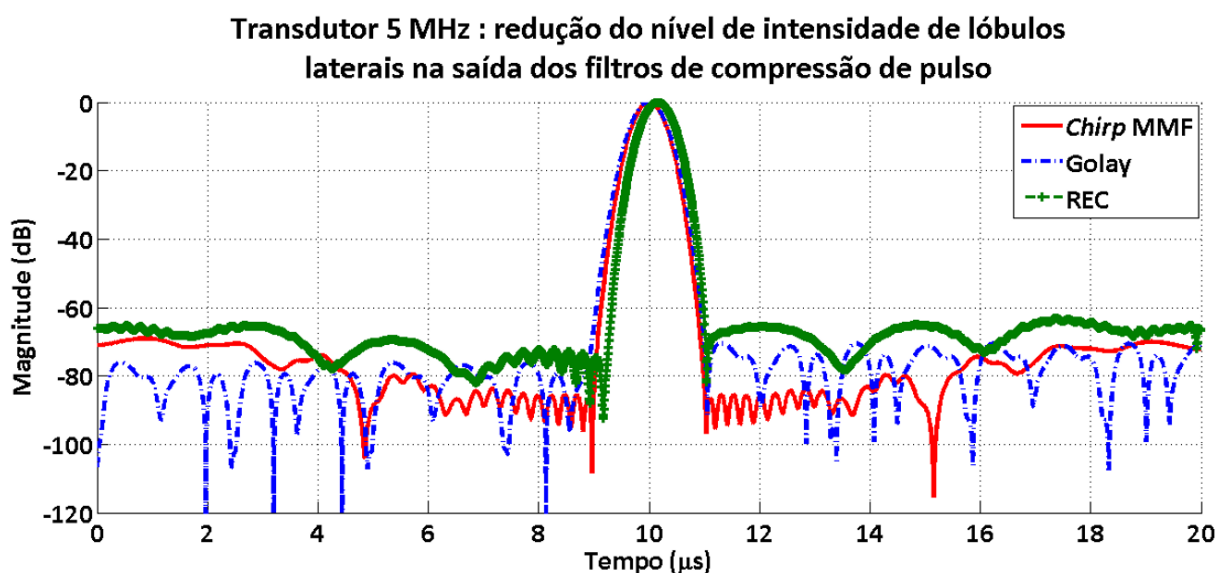


Figura 4.7 – Efeito do comportamento passa-banda do transdutor no perfil de saída dos filtros de compressão de pulso após aplicação apropriada de técnicas de redução de lóbulos laterais sobre as excitações: MMF sobre ambas *chirp* com *tapering* e REC, e MF sobre Golay.

4.2. Análises e avaliações comparativas na formulação de esquemas excitação/compressão de pulso

Métodos de compensação para a minimização dos indesejados lóbulos laterais, originários de distorções de Fresnel presentes no espectro do sinal, como vimos, são aplicados tanto na transmissão de pulsos quanto na recepção dos ecos ultrassônicos.

No contexto ultrassônico, a largura do lóbulo principal (ou central) responde pelo limite máximo praticável da resolução axial. Já o nível de intensidade e energia dos lóbulos laterais estão associados ao contraste da imagem. Quanto mais elevado o nível de energia, maior a fuga desta, de regiões mais claras para as regiões mais escuras, como pode acontecer, por exemplo, naqueles casos de regiões hipoeóicas cercadas por regiões hipereóicas (BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005b).

CAPÍTULO 4 – MATERIAIS E MÉTODOS

Em nossas investigações, optamos pela busca de parâmetros, ditos otimizados (i.e, aqueles que melhor satisfizessem os critérios definidos na Seção 3.5), para um esquema excitação/compressão de pulso através de uma abordagem direta, levando em consideração, desde o início, o efeito característico do comportamento passa-banda do transdutor (e de sua faixa de resposta em frequências). Tal preferência se deve ao fato de que o estudo e avaliação individual das características de funções-janela, tais como a Tukey e a Lanczos, com respeito ao potencial de redução dos lóbulos laterais e alargamento do lóbulo principal já haviam sido realizadas anteriormente (BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005b). Dessa forma, todos os resultados apresentados nesta seção e utilizados no decorrer do restante desse trabalho derivaram dessa estratégia.

As Figuras 4.8, 4.9, 4.10, 4.11, 4.12 e 4.13, tomadas duas a duas, apresentam parcialmente os resultados obtidos por pelas técnicas de modulação em frequência utilizadas, *chirp* com *tapering* e REC, respectivamente para os tempos de duração de 5, 10 e 20 μ s. Na análise das curvas, o ponto de inflexão (ou de “joelho”) da curva, indicado pelos círculos presente na Figura 4.13, é considerado como o mais apropriado para a maioria das aplicações (MISARIDIS & JENSEN, 2005b).

As curvas refletem o desempenho, ponto a ponto, do mecanismo excitação/compressão simulados. Assim, cada gráfico traz consigo a informação sobre o tipo de excitação, o tempo total de duração da excitação, as funções-janela de *tapering* de amplitude (Tukey e Lanczos) e o fator de *tapering* aplicado sobre cada uma delas na transmissão. Simultaneamente, o mesmo gráfico mostra também como variou o nível de redução do lóbulo laterais (PSLR), com o deslocamento do MF para a condição MMF (via janelamento Dolph-Chebyshev), na execução da compressão de pulso na recepção em função da resolução axial, bem como o peso que a relação BW *chirp*/transdutor desempenhou nesse processo em cada caso.

Durante nossas investigações, constatamos a eficácia do motivo pelo qual o ponto de inflexão (ou “joelho”) da curva é a seleção mais adequada. Percebemos que a escolha de pontos anteriores àquele do “joelho” levavam à uma degradação da SNR do MMF perante o MF. Ou seja, quanto mais distante os pontos estivessem do “joelho da curva”, maior era a perda em potencial de ganho da SNR na saída do filtro de compressão. Não obstante, pontos ulteriores remetiam naturalmente na depreciação da resolução axial, devido ao alargamento que os pontos mais distantes da curva causam ao

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

lóbulo principal, principal responsável pela capacidade resolutive do sistema. Mostraremos numericamente mais à frente esse fenômeno.

Transdutor 5 MHz, excitação *chirp* com *tapering* de amplitude ($T = 5 \mu s$)

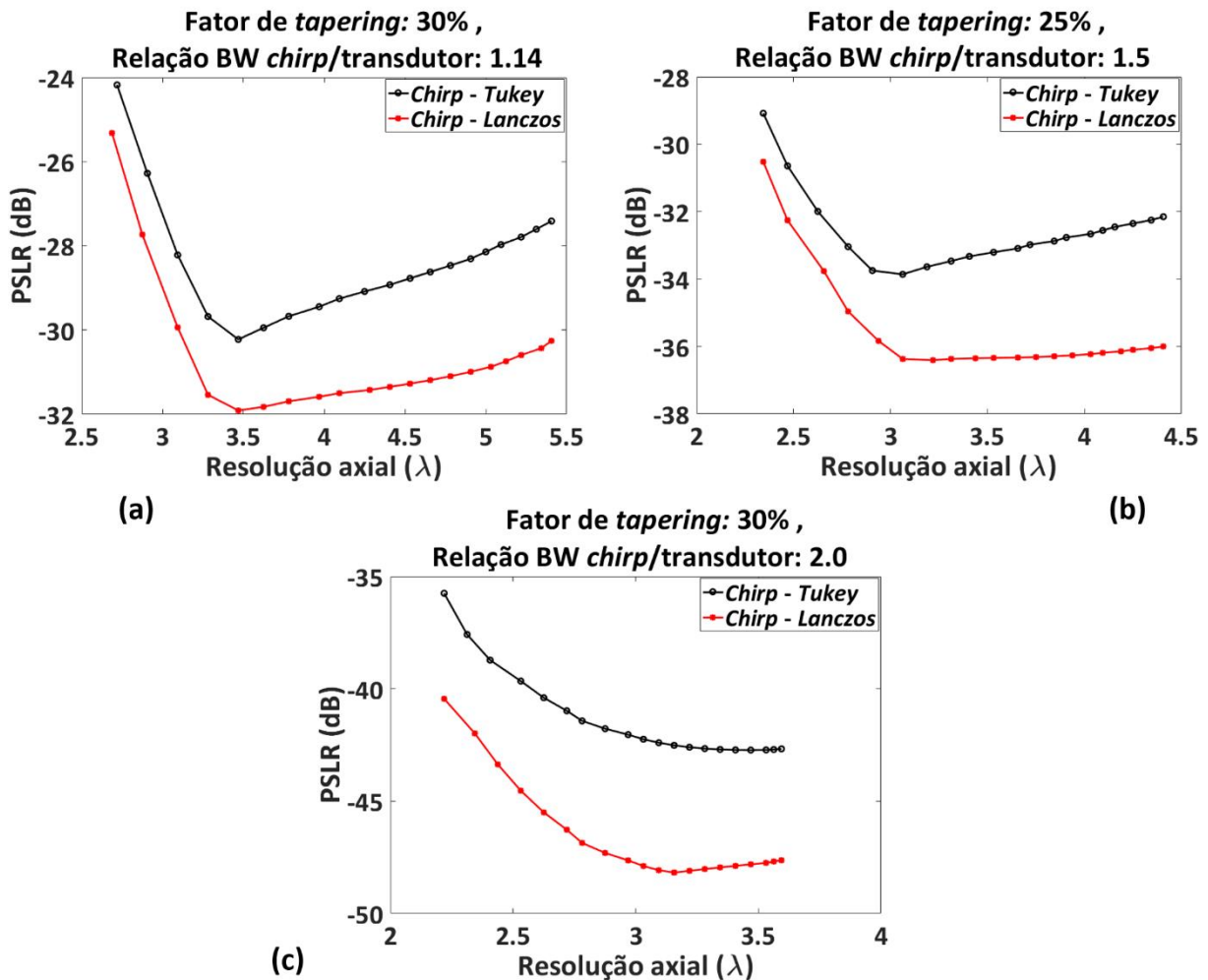


Figura 4.8 – Tradeoff entre a PSNR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de $5 \mu s$, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por *chirp* com *tapering* de amplitude: **(a)** Efeito do *tapering* de 30% e relação BW *chirp*/transdutor de 1,14; **(b)** Efeito do *tapering* de 25% e relação BW *chirp*/transdutor de 1,5; **(c)** Efeito do *tapering* de 30% e relação BW *chirp*/transdutor de 2,0.

A Figura 4.8.a mostra que a deconvolução por MMF na recepção sobre um pulso ultrassônico excitado por um sinal *chirp* com BW, a -3 dB, de 2,19 MHz (TBP = 10,95), 1,14 vezes superior à BW do transdutor, ponderada na transmissão por uma janela Tukey parametrizada por um *tapering* de 30%, trouxe uma correlação máxima entre o nível de redução da intensidade de lóbulos laterais (PSNR) e a resolução axial de -30,22 dB e $3,47\lambda$, respectivamente. No mesmo gráfico, quando a Lanczos foi o janelamento aplicado, houve correspondência no mesmo ponto para a resolução axial, porém com uma PSNR de -31,91 dB.

CAPÍTULO 4 – MATERIAIS E MÉTODOS

Por sua vez, na Figura 4.8.b, observamos que quando o pulso transmitido possuiu as características de BW total, a -3 dB, de 3,12 MHz (TBP = 15,60), traduzida por uma relação BW *chirp*/transdutor de 1,5, com *tapering* de 25%, obtivemos tanto para a Tukey quanto para a Lanczos, após compressão, uma PSLR de -33,75 dB e -36,37 dB, respectivamente, associadas a resoluções de $2,91\lambda$ e $3,1\lambda$.

Não obstante, a Figura 4.8.c mostra um pulso transmitido com relação BW *chirp*/transdutor de 2,0 (BW *chirp* total, a -3 dB, de 4,37 MHz e TBP igual a 21,85), na qual os valores PSLR observados foram de -42 dB e -48,18 dB, respectivamente para as janelas Tukey e Lanczos (ambas com *tapering* de 30%), tendo a resolução axial ficado acima de $3,4\lambda$ para a primeira e em quase $3,2\lambda$ para a segunda. Embora neste último caso o janelamento Lanczos tenha proporcionado valores inferiores à -45 dB, exigido como valor mínimo por HAIDER, LEWIN, & THOMENIUS (1998), a mesma ficou aquém dos critérios que adotamos. Além disso, a resolução axial continuou acima de 3λ , e, portanto, também não atendeu os critérios mínimos estabelecidos (Seção 3.5).

Semelhantemente, na Figura 4.9, é apresentada também parte dos resultados obtidos para o tempo de duração de $5\ \mu\text{s}$, quando excitamos o transdutor com uma pré-excitação *chirp* gerada pela aplicação da REC, cuja relação BW *chirp*/transdutor é sempre unitária. Desse modo, quando um *tapering* de 15% foi praticado (Figura 4.9.a), por exemplo, embora trouxesse valores coerentes, foram insatisfatórios para uso. Essa constatação pôde ser feita a partir da análise do gráfico, na qual a PSLR obtida foi de -32,37 dB e -33,23 dB, respectivamente, para as janelas Tukey e Lanczos, com ambas fornecendo uma resolução axial em torno de $1,81\lambda$. Ao passo que, quando o *tapering* aplicado foi de 20% (Figura 4.9.b), os valores de PSLR obtidos, novamente para a Tukey e Lanczos, foram de -32,28 dB e -32,11 dB, para as quais, as resoluções axiais foram de $1,75\lambda$ e $1,63\lambda$, respectivamente.

Portanto, os resultados globais, tanto para a excitação *chirp* quanto para a REC, considerado o tempo de duração do sinal de $5\ \mu\text{s}$, mostraram-se impraticáveis, dado que os valores de PSLR e resolução axial ficaram bem aquém dos requisitos mínimos procurados.

Na etapa seguinte, analisamos e avaliamos o mesmo cenário, porém, para um tempo de duração de $10\ \mu\text{s}$, a exemplo da Figura 4.10 que mostra parcialmente os resultados obtidos quando o transdutor foi excitado por um sinal *chirp* tradicional.

Transdutor 5 MHz, pré-excitação *chirp* via REC (T = 5 μ s)

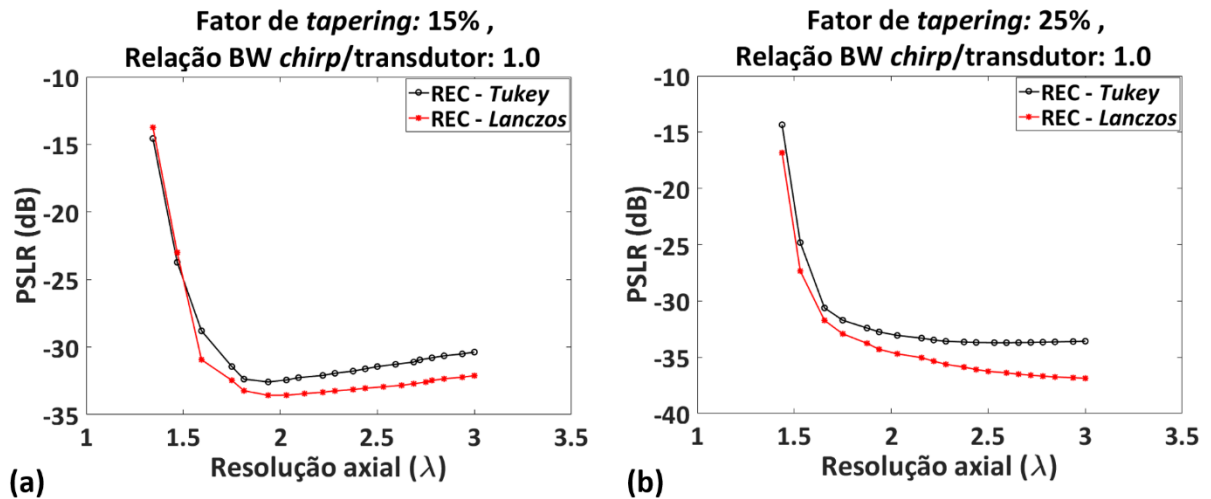


Figura 4.9 – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 5 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por pré-excitação *chirp*, derivado da técnica REC. A relação BW *chirp*/transdutor é sempre unitária: **(a)** Efeito do *tapering* de 15%; **(b)** Efeito do *tapering* de 25%.

A Figura 4.10.a mostra o desempenho comparativo de esquemas excitação/compressão quando o sinal foi construído com BW *chirp*/transdutor de 1,14, tendo sua BW total de 2,5 MHz, calculada a -3 dB, dando uma TBP de 25. O janelamento Lanczos, por exemplo, parametrizada por um fator de *tapering* de 30%, forneceu uma PSLR e resolução axial, insuficientes, de -44,78 dB e 3,84 λ . Já na Figura 4.10.b, mostra-se o mesmo mecanismo executado com BW *chirp*/transdutor de 1,5 (sinal *chirp* com BW total, a -3 dB, de 3,28 MHz e TBP = 32,80), cujo um *tapering* de 25%, atuada sobre a janela Lanczos, promoveu uma PSLR de aproximadamente -53,14 dB com uma resolução axial de 3,38 λ .

Da mesma maneira, ainda comparando o janelamento Lanczos à Tukey, mostrada pela Figura 4.10.c, a qual foi parametrizada por um *tapering* de 30%, tendo a excitação uma relação *chirp* BW/transdutor de 2,0 (BW total, a -3 dB, de 4,45 MHz e TBP = 44,50), obtivemos um valor de PSLR de -61,55 dB associada a uma resolução axial de 2,81 λ , situação que se configurou satisfatória para uso no contexto ultrassônico, uma vez que atendeu os critérios que estipulamos na Seção 3.5.

Diferentemente da janela Tukey, que não desempenhou bem de forma geral., dado que é possível verificar que os valores obtidos ficaram em uma região de limiar crítico, na qual o nível PSLR atingiu -60,72 dB, associado a uma resolução axial ligeiramente acima de 3,03 λ .

Transdutor 5 MHz, excitação *chirp* com *tapering* de amplitude ($T = 10 \mu s$)

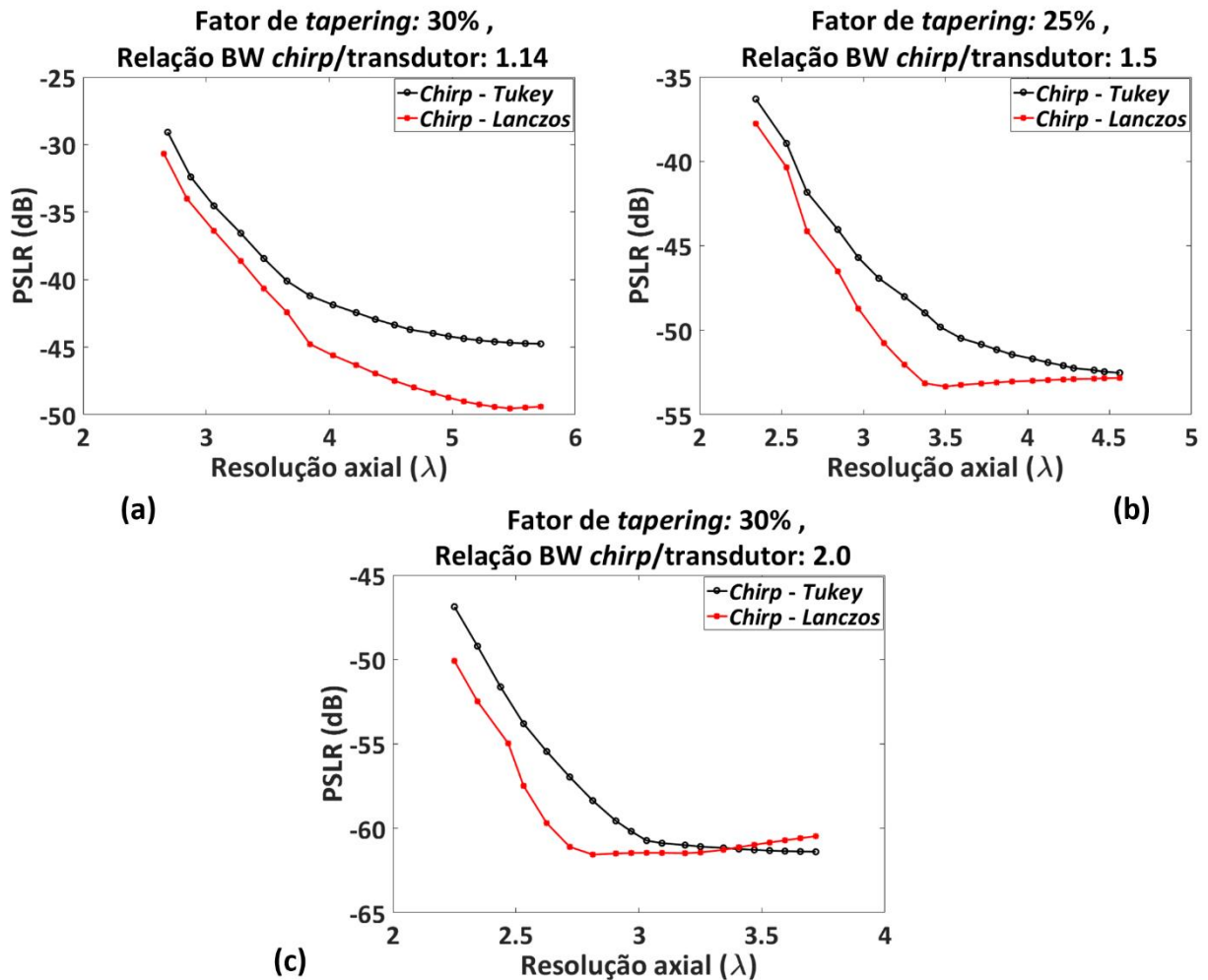


Figura 4.10 – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de $10 \mu s$, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por *chirp* com *tapering* de amplitude: **(a)** Efeito do *tapering* de 30% e relação BW *chirp*/transdutor de 1,14; **(b)** Efeito do *tapering* de 25% e relação BW *chirp*/transdutor de 1,5; **(c)** Efeito do *tapering* de 30% e relação BW *chirp*/transdutor de 2,0.

Em seguida, a Figura 4.11 apresenta alguns dos resultados que obtivemos na simulação da REC sob o mesmo tempo de $10 \mu s$. Na Figura 4.11.a, podemos observar que um *tapering* de 20%, quando aplicado através de janelamento Tukey, a partir de certo ponto, ultrapassa o valor mínimo exigido pela literatura de -45 dB, porém, a escolha do ponto ótimo não é facilitada devido ao fato do perfil de curva não contrastar com a forma padrão de “joelho”. Nesse sentido, outra vez, melhor desempenho obteve a janela Lanczos, na qual o ponto de inflexão é facilmente identificado, e dado por uma PSLR de -54,54 dB, correlacionada a uma resolução de $2,63\lambda$. Já a Figura 4.11.b mostra o resultado da aplicação de um *tapering* de amplitude de 30%, e embora o padrão de ambas as curvas (Tukey e Lanczos) não tenham se assemelhado ao perfil de “joelho” esperado,

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

houve um único ponto mais extremo (janelamento Lanczos) que ofereceu uma resolução axial aproximada de $2,4\lambda$ cruzada com uma PSLR de $-57,94$ dB. Não obstante, esse tipo de comportamento com o qual nos deparamos na Figura 4.11, levantou questionamentos sobre como escolher adequadamente um ponto da curva que pudesse traduzir essa melhor relação de compromisso entre baixo valor de PSLR e melhor valor de resolução axial possível. Assim, tentaremos elucidar esse tema mais à frente.

Transdutor 5 MHz, pré-excitação *chirp* via REC (T = 10 μ s)

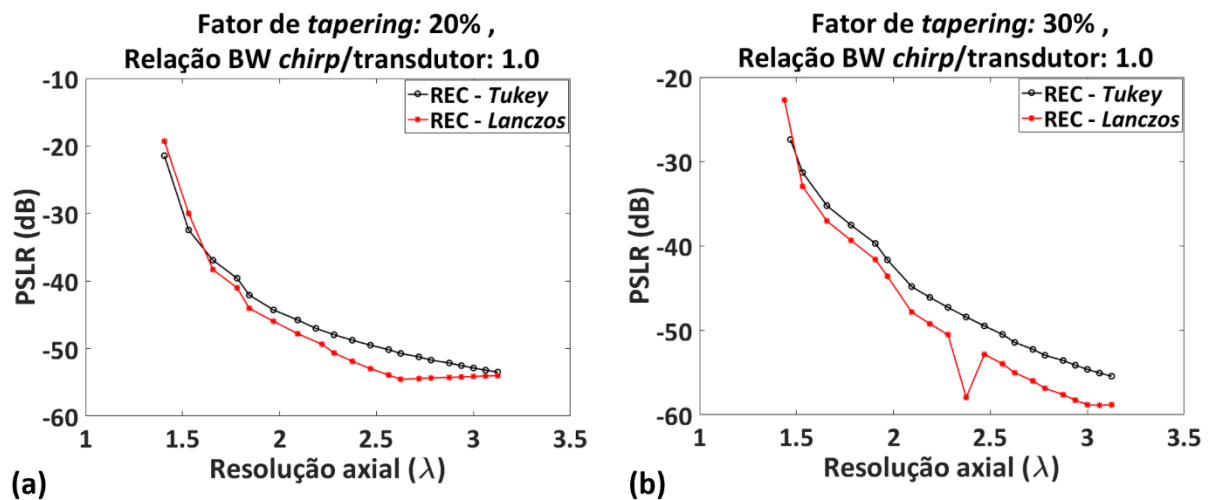


Figura 4.11 – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 10μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por pré-excitação *chirp*, derivado da técnica REC. A relação BW *chirp*/transdutor é sempre unitária: **(a)** Efeito do tapering de 20%; **(b)** Efeito do tapering de 30%.

Por fim, a última etapa consistiu em estudar e avaliar a construção de esquemas de excitação/compressão de pulso para um tempo de duração mais longo de 20μ s, a exemplos das Figuras 4.12 e 4.13. Assim, a Figura 4.12.a mostra o resultado da simulação de transmissão de um sinal modulado *chirp* com relação BW *chirp*/transdutor de 1,14 (BW total, a -3 dB, de $2,56$ MHz e $TBP = 51,20$), na qual encontramos, após compressão na recepção via MMF, uma PSLR de $-61,79$ dB correlacionada a uma resolução axial de $4,41\lambda$, a efeito de um tapering de 25% através de janelamento Lanczos. Ao passo que um tapering de 20% rendeu uma PSLR de $-60,77$ dB, cruzada a uma resolução de $4,87\lambda$, quando aplicado consoante à janela Tukey, como mostra a Figura 4.12.b. Conquanto o parâmetro estabelecido para o nível de redução dos lóbulos temporais tenha sido atingido, a questão da capacidade de resolução axial ficou ainda bastante distante do critério que impusemos. Daí o motivo dessa configuração ser impraticável.

Transdutor 5 MHz, excitação *chirp* com *tapering* de amplitude (T = 20 μ s)

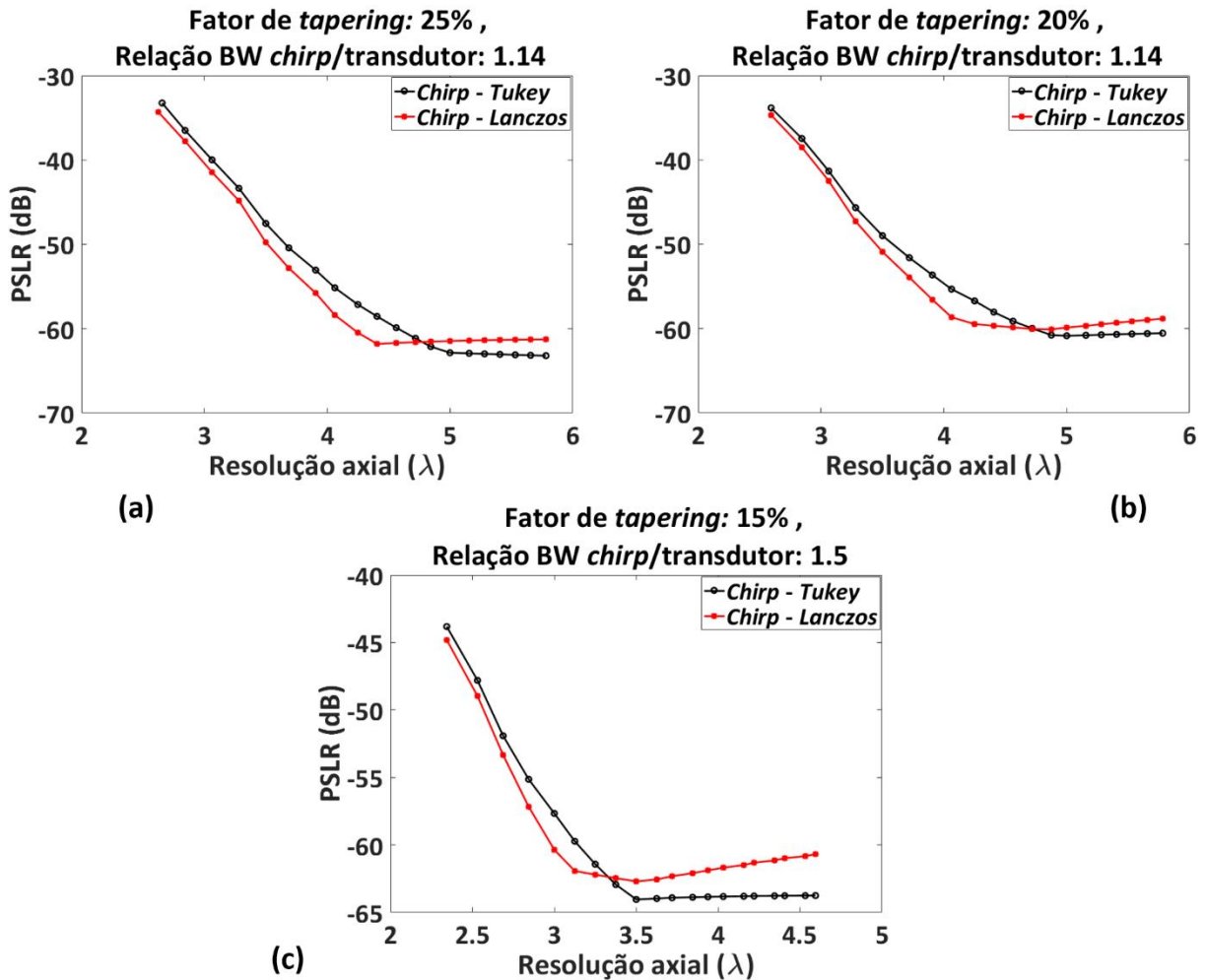


Figura 4.12 – Tradeoff entre PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 20 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por *chirp* com *tapering* de amplitude: **(a)** Efeito do *tapering* de 25% e relação BW *chirp*/transdutor de 1,14; **(b)** Efeito do *tapering* de 20% e relação BW *chirp*/transdutor de 1,14; **(c)** Efeito do *tapering* de 15% e relação BW *chirp*/transdutor de 1,5.

Outrossim, a Figura 4.12.c mostra os resultados para o caso de uma relação BW *chirp*/transdutor de 1,5 (BW total, a -3 dB, de 3,42 MHz e TBP = 68,40), a qual proporcionou, com respeito a um *tapering* de 15%, uma PSLR de -61,93 dB e -64,04 dB, associada a uma resolução de 3,13 λ e 3,50 λ , respectivamente, para as janelas Lanczos e Tukey. Outra vez o parâmetro de resolução espacial atuou como o agente limitante aqui, impossibilitando a plena satisfação dos critérios que adotamos.

Entretanto, ao que parece, a combinação de excitações mais longas (20 μ s) com uma relação BW *chirp*/transdutor dobrada (BW total, a -3dB, de 4,62 MHz e TBP = 92,40), produzem dados mais atraentes. Na Figura 4.13.a é mostrado o efeito de um esquema excitação/compressão de pulso quando um *tapering* de 10%, através de

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

janelamento Tukey foi praticado, na qual obtivemos uma PSLR de -65,70 dB conexas a uma resolução axial de $2,65\lambda$. Igualmente, a Figura 4.13.b, mostra os resultados quando um janelamento Lanczos por *tapering* de 20% foi aplicado na transmissão, dando após compressão por MMF na recepção, um valor de -70,28 dB para a PSLR e $2,53\lambda$ para a resolução axial.

Semelhantemente, a Figura 4.14 destaca o resultado que obtivemos e que entendemos como mais razoável no emprego da técnica REC, a qual ocorreu para um *tapering* de 15%. Da análise do gráfico, podemos averiguar que o janelamento produzido na transmissão pela função Lanczos desempenhou ligeiramente melhor em relação à Tukey, e resultou, portanto, após compressão de pulso por MMF na recepção, em uma redução de lóbulos laterais (PSLR) de -66,01 dB junto a uma resolução axial de $2,34\lambda$, ao passo que, a Tukey atingiu valores de -68,83 dB e $2,59\lambda$, respectivamente para a PSLR e resolução axial. É importante lembrar, conforme destacamos na Seção 3.5, que a resolução axial exerce um papel preponderante em relação à PSLR no momento de se decidir (optar) pelo esquema excitação/compressão de pulso otimizado.

Na Tabela 4.1 (mostrada no final desta Seção) sintetizamos os resultados mais relevantes que encontramos na avaliação de esquemas de excitação/compressão de pulso, apenas para os tempos de 10 e 20 μs . Os resultados completos de todas as simulações numéricas realizadas, incluindo aquelas feitas com o tempo de 5 μs , podem ser encontrados no Apêndice A.

Quando o tipo de excitação utilizada foi um *chirp* linear tradicional, a simples constatação dos resultados acima mostra que quanto maior a largura de banda do sinal de excitação em relação à faixa de frequências passa-banda do transdutor, maior o potencial de supressão dos indesejados lóbulos temporais. O objetivo pelo qual essa prática é aconselhada tem como principal medida minimizar o efeito da operação de convolução entre a forma de onda e a resposta impulsiva do transdutor no desenho de formas de ondas e filtros de compressão (MISARIDIS, 2001).

Adicionalmente, outra forma de entender o motivo pelo qual se faz necessário construir um sinal *chirp* varrendo uma faixa de frequências de superior àquela do transdutor, têm relação com o objetivo final do processo, a compressão de pulso, que visa restaurar as qualidades de um pulso convencional (*short-pulse*), trazendo o produto tempo-largura de banda (TBP) para valores próximos da unidade. Idealmente, desejamos um pulso convencional com as características de uma resposta ao impulso de

CAPÍTULO 4 – MATERIAIS E MÉTODOS

Dirac, pois esse é o “sinal” mais estreito possível do ponto de vista teórico, e que carrega a característica de responder igualmente em todas as componentes de frequências.

Critério de seleção de parâmetros para um esquema excitação/compressão : *chirp* com *tapering* de amplitude ($T = 20 \mu s$)

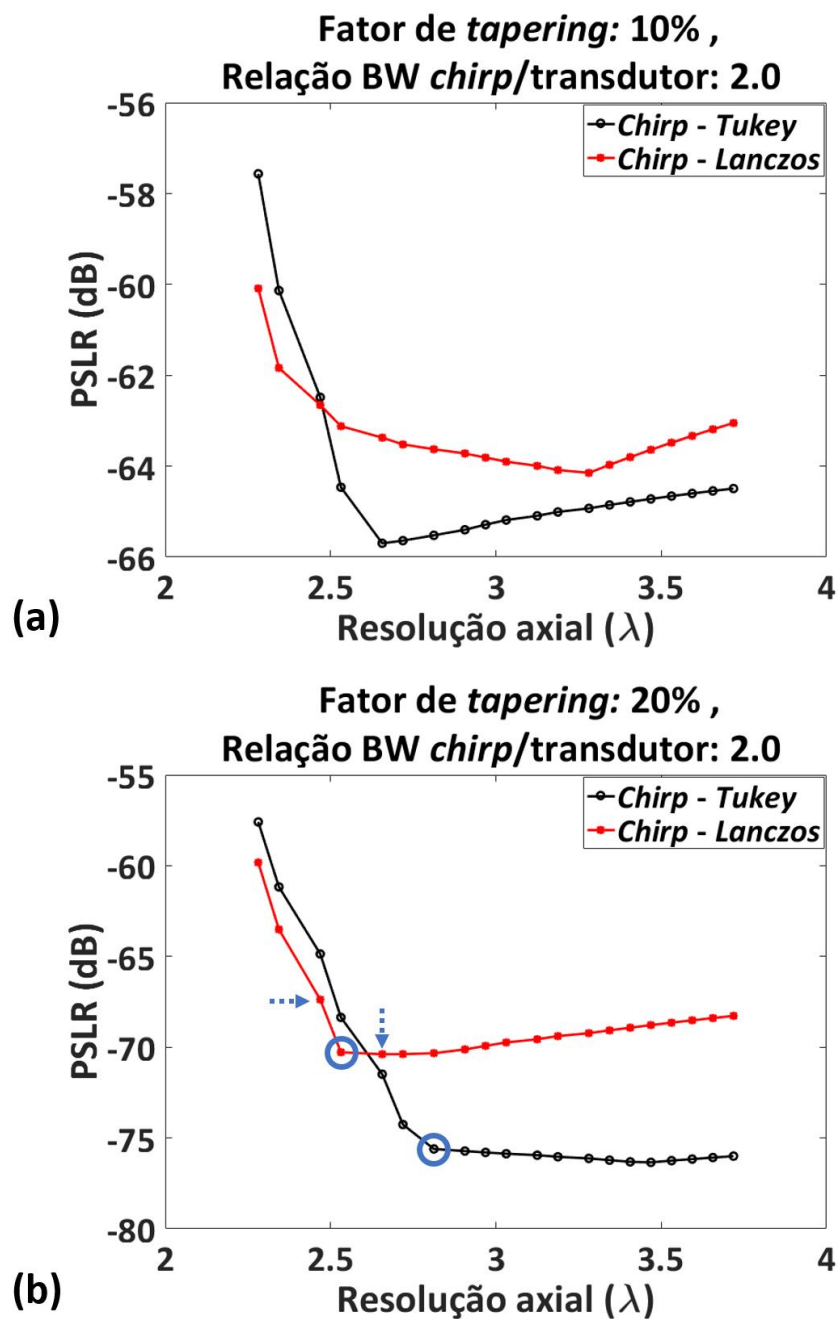


Figura 4.13 – Tradeoff entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de $20 \mu s$, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por *chirp* com *tapering* de amplitude: **(a)** Efeito do *tapering* de 10% e relação BW *chirp*/transdutor de 2,0; **(b)** Efeito do *tapering* de 20% e relação BW *chirp*/transdutor de 2,0.

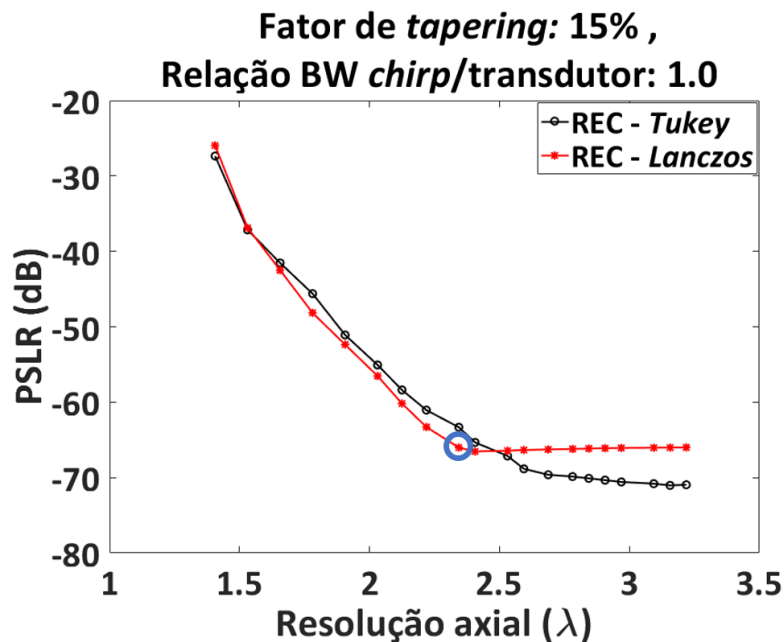
**Critério de seleção de parâmetros para um esquema
excitação/compressão : pré-excitação *chirp* via REC (T = 20 μ s)**

Figura 4.14 – *Tradeoff* entre a PSLR vs. Resolução axial, para o tempo de excitação de 20 μ s, sobre os pares de janelas Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, usados na excitação/compressão, via MMF, de pulsos codificados por uma pré-excitação *chirp*, derivada da REC. Resultado obtido para um *tapering* de amplitude de 15% e relação BW *chirp*/transdutor unitária.

O *chirp* é um sinal que carrega conceitualmente, no momento de realização da compressão, as características mais próximas de um delta de Dirac, pois nele está contida uma grande diversidade de frequências. Fazer uma varredura com relação BW *chirp*/transdutor por certo fator, assemelha-se de certo modo a se tentar mimetizar as características de um impulso de Dirac, na medida em que, no processo de compressão de pulso, na recepção, o filtro MF (ou MMF) busca aproximar e alinhar em fase todas as componentes em frequência do sinal usado em torno de um único instante, o que em outras palavras, significa fazer o sinal recebido responder igualmente a todas componentes espectrais.

Com efeito, uma relação BW *chirp*, 1,14 vezes maior que a resposta em frequência (BW) do transdutor, havia sido elaborada de forma analítica como o fator ótimo de varredura, tomando como referência um transdutor com resposta em frequência aproximada a um espectro de cosseno quadrático (POLLAKOWSKI & ERMERT, 1994), também similar a um com características gaussianas (e que utilizamos em nosso trabalho). Na análise de nossos dados, claramente não observamos tal correspondência, vide os resultados das simulações empregadas para essa configuração.

CAPÍTULO 4 – MATERIAIS E MÉTODOS

Inclusive, a avaliação dos dados mostra que tiveram o pior desempenho. Por outro lado, uma melhora gradativa foi sentida quando utilizamos uma relação BW *chirp*/transdutor de 1,5, contudo, ainda ineficiente para melhorar a resposta do sistema no estágio de compressão de pulso na recepção. Resultados aceitáveis só puderam ser atingidos quando essa relação foi dobrada.

Além disso, o parâmetro TBP é um indicativo de como essa energia está confinada no espectro. Em cenários mais realísticos, quanto menor o valor do TBP, mais próximo o sinal comprimido na recepção se assemelhará a uma função seno cardinal, e, portanto, mais intensos serão os níveis de lóbulos laterais com potencial de degradar o sinal ultrassônico. Os resultados obtidos com excitações curtas de 5 μ s, evidenciam esse aspecto observado. O baixo valor TBP somado a uma baixa razão entre as BW *chirp*/transdutor apresentaram sempre desempenho inferior quando comparada aos demais tempos de excitação. À medida que o tempo de excitação aumentou, por exemplo, para 10 μ s, houve uma melhora no desempenho. Provavelmente a prolongação do comprimento do sinal permite que a distribuição de energia em cada instante de tempo nas componentes espectrais seja menos abrupta, e por isso mais eficiente. Todavia, somente as excitações longas de 20 μ s, combinada a um TBP mais elevado, mostraram-se mais interessantes para a elaboração de configurações de esquemas de excitação/compressão mais aceitáveis, tanto em termos de potencial de redução do nível de lóbulos temporais quanto para uma melhor condição de resolução espacial.

Comparado aos estudos desenvolvidos por BEHAR & ADAM (2004) e MISARIDIS & JENSEN (2005b), obtivemos resultados dentro da faixa apontada por ambos, revelando boa concordância numérica em alguns casos. Os primeiros autores consideraram o par Lanczos/Dolph-Chebyshev como mais eficiente, enquanto os segundos indicaram o par Tukey/Dolph-Chebyshev como os de melhor potencial para minimizar os efeitos dos lóbulos laterais e promover a qualidade na saída de compressão de pulso. Através de seus resultados, os autores alegaram a possibilidade de se reduzir os níveis dos lóbulos da ordem de -60 a -100 dB. Na ocasião, ambos utilizaram um transdutor ressonando em 4 MHz. Os primeiros autores usaram um transdutor multielemento de 192 canais, 64 deles ativos, com largura de banda fracionada de 60%, calculado a -6 dB, excitado com um *chirp* linear de 25 μ s, com relação BW *chirp*/transdutor de 2,5. Já os segundos utilizaram um transdutor monoelemento, com

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

largura de banda fracionada, a -6dB, de 65%, excitado por um *chirp* linear com duração de 20 μ s, desenhado com uma relação BW *chirp*/transdutor de 2,0.

Todavia, entendemos que abordagens dessa natureza não a mais eficientes, ou por assim dizer, não se assemelhar a um processo de se fazer engenharia de qualidade, simplesmente porque tal metodologia é baseada em tentativa e erro, sendo, portanto, uma técnica limitada. Diferentemente da técnica REC, a qual se configura como a mais interessante de ser empregada e utilizada, pois ela se baseia no conhecimento das características do transdutor real, para daí modelar a resposta desejada (ou ideal), e então poder projetar com mais exatidão as características de excitação que melhor aproveitará a resposta em frequência do sistema. Os resultados que obtivemos pela aplicação da técnica REC mostraram-na sempre superior, principalmente no que se refere à melhora conseguida na resolução axial, e, especialmente porque não é necessário nenhum tipo de artifício compensatório. Ademais, o uso da REC, como se verá mais adiante nesta seção, possui a vantagem de conseguir aproveitar melhor aquela região do espectro mais distante das componentes centrais, normalmente filtradas pela natureza passa-banda do transdutor.

Após pré-seleção de esquemas excitação/compressão de pulso (Tabela 4.1), adicionamos métricas complementares, a saber, ISLR e ΔS_{dB} (perda na SNR do MMF em relação ao MF), com a finalidade de selecionar pulsos codificados em frequência, na presença de um ambiente com ruído branco gaussiano, para utilização no decorrer restante do trabalho. Durante as análises e avaliações de esquemas excitação/compressão de pulso, tentamos responder o motivo pelo qual o não se pode escolher arbitrariamente um ponto sobre a curva PSLR versus resolução axial no momento de definir parâmetros para a formulação de um esquema excitação/compressão de pulso. Desse modo, a métrica ΔS_{dB} foi introduzida com a finalidade de jogar luz sobre o tema. Tomando a Figura 4.13.b e considerando apenas o traçado devido ao janelamento Lanczos como referência (conforme as setas destacadas em azul), calculamos a ΔS_{dB} sobre um ponto anterior ao ponto de inflexão (“joelho”) da curva, um ponto posterior ao ponto do “joelho” e exatamente sobre o ponto do “joelho”.

Com efeito, a Tabela 4.2 (encontrada no final desta Seção) resume os resultados obtidos. Nela podemos constatar a importância pela qual a recomendação de se escolher o ponto sobre o “joelho” da curva é de fato necessária. Avaliando os resultados podemos observar que um ponto anterior ao “joelho” causou uma perda

CAPÍTULO 4 – MATERIAIS E MÉTODOS

severa do MMF em relação ao MF de -14,92 dB, no ponto sobre o “joelho” essa perda foi de -4,29 dB e no ponto ulterior, de -2,56 dB. Portanto, esse pode ser também mais um parâmetro a ser considerado na definição de um critério para a definição de um esquema excitação/compressão de pulso. Logo, mais importante é ter conhecimento sobre o sistema que se deseja projetar e o tipo de aplicação para o qual se destina.

Introduzimos também, nesse estágio do trabalho, para efeitos de comparação, a codificação por modulação em fase, produzida por sequências complementares de Golay de 8-bits com tempo de duração de 20 μ s. Comparada às outras técnicas de codificação, o uso de pares binários complementares de Golay tem como principal atrativo o melhor resultado em termos de minimização de lóbulos temporais, mesmo em ambiente ruidoso. Novamente na Tabela 4.2, os dados calculados da PSLR de Golay quando comparada com os esquemas *chirp* com *tapering* por MMF e REC mostraram um potencial de redução entre 6 e 10 dB. A Golay também ofereceu o melhor desempenho relativo à métrica ISLR, comumente usada para avaliar o nível de energia contida na região dos lóbulos laterais. Quanto menor o seu valor, menor a degradação do sinal de RF, e, portanto, menor o impacto no contraste da imagem (MISARIDIS, 2001). Analisando os dados, vemos que a ISLR das codificações moduladas em frequência ficou entre 1,80 e 2,60 dB acima da Golay.

Por outro lado, ainda analisando os dados da Tabela 4.2, quando comparamos as resoluções axiais obtidas pelas codificações empregadas, apenas para efeito de comparação, vemos que o uso de um esquema *chirp* por MF ofereceria a melhor resolução ($2,09\lambda$). Contudo, como já sabemos, o nível de degradação produzido pelos lóbulos laterais (~ -38 dB) é impraticável para uso em ultrassom. Daí mais uma vez o motivo pelo qual é necessário deslocar o MF para a condição de MMF. Tal procedimento, porém, custa a degradação (alargamento) do lóbulo principal. Como resultado, após filtragem por MMF, a degradação causada na resolução axial ($2,53\lambda$) do esquema *chirp* com *tapering* por MMF, calculada pelo erro relativo, em relação ao *chirp* por MF, foi de aproximadamente 21%.

Entretanto, eliminando a *chirp* por MF da comparação, uma vez que ela não tem aplicação prática real, a técnica REC foi a que apresentou melhor performance. Confrontada com a excitação Golay, a melhora na resolução, calculada pelo erro relativo, ficou em torno de 11%, e em relação ao *chirp* com *tapering* por MMF, de 8%. **Comparando com a resolução axial ($2,41\lambda$) produzida pela técnica convencional**

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

(*short-pulse*) com as demais codificações, podemos averiguar de maneira geral que ambas são relativamente equivalentes. A REC teve um desempenho ligeiramente melhor, em torno de 3%, enquanto a *chirp* com *tapering* e Golay tiveram perdas ao redor de 5 e 7,5%, respectivamente.

Por fim, a Figura 4.15 exibe as respostas em frequência, comparativas, do transdutor quando excitado por pelas técnicas, convencional e demais codificações indicadas na Tabela 4.3 (encontrada ao final desta Seção), juntamente com o espectro de frequências de um sinal *chirp* (sem o efeito do transdutor).

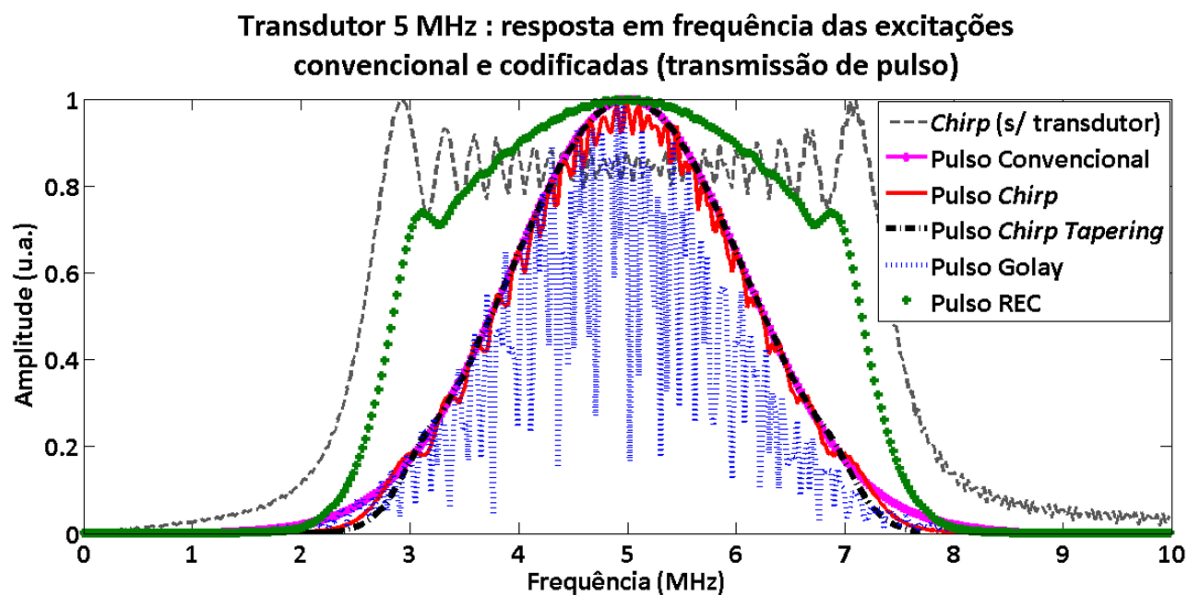


Figura 4.15 – Espectro de frequências dos pulsos ultrassônicos convencional, codificados e do sinal de excitação *chirp* sem influência do transdutor, evidenciando o potencial da técnica REC.

A largura de banda calculada, a -3dB, de cada uma das excitações mostraram os seguintes valores: *chirp* (sem transdutor) = 4,62 MHz, pulso convencional = 1,75 MHz, pulso *chirp* = 1,66 MHz, pulso *chirp* com *tapering* = 1,78 MHz, pulso Golay = 1,72 MHz e REC = 3,94 MHz.

Da análise dos perfis das curvas e dos dados, fica evidente que a pré-excitação *chirp*, proporcionada pela REC, é capaz de estimular a energia nas bandas de frequências mais distantes da região central de ressonância do transdutor, normalmente filtradas devido à natureza passa-banda do mesmo. O aumento de largura de banda produzida pela REC foi de aproximadamente consideráveis 125% e 121% em relação a técnica convencional e *chirp* com *tapering*, respectivamente. Conseqüentemente, a mesma se traduziu em uma melhor performance em termos de resolução axial.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

Tabela 4.1 – Pré-seleção e qualidade de alguns dos parâmetros na formulação de esquema excitação/compressão.

| Transdutor (MHz) | T (μs) | Relação largura de banda Chirp/Transdutor | Função <i>tapering</i> de amplitude (transmissão) | Fator de <i>tapering</i> de amplitude (%) | Função de deslocamento do filtro MF para MMF (recepção) | Parâmetro <i>design</i> do filtro (dB) | PSLR (dB) | Resolução axial (λ) |
|------------------|--------|-------------------------------------------|---------------------------------------------------|-------------------------------------------|---------------------------------------------------------|----------------------------------------|---------------|---------------------|
| Chirp MMF | | | | | | | | |
| 5,0 | 10,0 | 2,0 | Tukey | 30 | Dolph-Chebyshev | 110 | -60,72 | 3,03 |
| | | 2,0 | Lanczos | 30 | | 80 | -61,55 | 2,81 |
| | 20,0 | 2,0 | Tukey | 10 | | 60 | -65,60 | 2,66 |
| | | 2,0 | Lanczos | 20 | | 50 | -70,28 | 2,53 |
| REC | | | | | | | | |
| 5,0 | 10,0 | 1,0 | Tukey | 20 | Dolph-Chebyshev | 140 | -50,72 | 2,63 |
| | | 1,0 | Lanczos | 20 | | 140 | -54,54 | 2,63 |
| | 20,0 | 1,0 | Tukey | 15 | | 130 | -68,83 | 2,59 |
| | | 1,0 | Lanczos | 15 | | 100 | -66,01 | 2,34 |

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

Tabela 4.2 – Efeito do mecanismo excitação/compressão de pulso na presença de um ruído branco gaussiano (meio sem atenuação).

| Transdutor (MHz) | Excitação codificada | T (μs) | Função de janelamento tapering | Fator de tapering | Parâmetro design filtro Dolph-Chebyshev | PSLR (dB) | ISLR (dB) | Perda SNR ΔS (dB) | Resolução axial (λ) |
|------------------|----------------------------|--------|--------------------------------|-------------------|-----------------------------------------|-----------|-----------|-------------------|---------------------|
| 5 | Golay 8-bits | 20 | --- | --- | --- | -73,39 | 19,75 | --- | 2,59 |
| 5 | Chirp por MF | 20 | --- | --- | --- | -38,12 | 24,27 | --- | 2,09 |
| 5 | Chirp com tapering por MMF | 20 | Lanczos | 20% | 40 | -65,54 | 22,29 | -14,92 | 2,47 |
| | | | | | 50 | -66,96 | 21,56 | -4,29 | 2,53 |
| | | | | | 60 | -67,04 | 19,93 | -2,56 | 2,66 |
| 5 | REC | 20 | Lanczos | 15% | 100 | -65,35 | 22,40 | --- | 2,34 |

Tabela 4.3 – Seleção de pulsos codificados, em frequência e em fase, baseado na análise dos dados das Tabelas 4.1 e 4.2.

| Pulso de Excitação Codificada | T (μs) | Relação largura de banda Chirp/Transdutor | Função tapering de amplitude (transmissão) | Fator de tapering de amplitude | Função deslocamento do MF para MMF (recepção) | Parâmetro design do filtro (dB) |
|-------------------------------|--------|-------------------------------------------|--------------------------------------------|--------------------------------|-----------------------------------------------|---------------------------------|
| Chirp | 20 | --- | --- | --- | --- | --- |
| Chirp com tapering | | 2,0 | Lanczos | 20% | Dolph-Chebyshev | 50 |
| Golay 8-bits | | --- | --- | --- | --- | --- |
| REC | | 1,0 | Lanczos | 15% | Dolph-Chebyshev | 100 |

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

Tabela 4.4 – Resultados da SNR aferida para três diferentes grupos de *phantoms*, contendo estruturas em dois cenários distintos, em um meio sem atenuação.

Transdutor 5 MHz: Distribuição de espalhadores em *phantoms* unidimensionais com 50% da célula de resolução povoada (média de 100 simulações)

| | Regular (AV + FA) | | | | Regular + Aleatoria (AV + FA) | | | | Aleatoria (AV + FA) | | | |
|-------------------------------|---------------------------|---------------|--------------------------|---------------|-------------------------------|---------------|--------------------------|---------------|---------------------------|---------------|--------------------------|---------------|
| | SNR _A = 7,5 dB | | SNR _A = 25 dB | | SNR _A = 7,5 dB | | SNR _A = 25 dB | | SNR _A = 7,5 dB | | SNR _A = 25 dB | |
| Tipo de pulso | SNR (dB) | σ (dB) | SNR (dB) | σ (dB) | SNR (dB) | σ (dB) | SNR (dB) | σ (dB) | SNR (dB) | σ (dB) | SNR (dB) | σ (dB) |
| Conv. Gaussiano | 50,73 | 0,84 | 56,88 | 0,20 | 50,70 | 0,75 | 51,01 | 0,62 | 52,43 | 0,72 | 52,91 | 0,59 |
| Tone burst de 6-ciclos | 52,48 | 1,03 | 57,54 | 0,19 | 51,76 | 0,69 | 52,01 | 0,65 | 53,34 | 0,66 | 53,67 | 0,70 |
| Chirp via MF | 70,32 | 0,71 | 70,78 | 0,61 | 68,75 | 0,78 | 68,69 | 0,85 | 70,57 | 0,72 | 70,52 | 0,77 |
| Chirp Tap via MMF | 66,90 | 0,71 | 67,32 | 0,61 | 65,14 | 0,78 | 65,20 | 0,85 | 67,03 | 0,72 | 67,10 | 0,77 |
| Golay 8-bits | 69,99 | 0,53 | 70,22 | 0,46 | 68,65 | 0,56 | 68,66 | 0,50 | 70,09 | 0,41 | 70,07 | 0,46 |
| REC | 68,68 | 0,73 | 68,98 | 0,62 | 66,81 | 0,76 | 66,72 | 0,84 | 68,73 | 0,67 | 68,80 | 0,71 |

Legenda:

AV = Espalhadores com amplitude variada

FA = Espalhadores com fase aleatória

4.3. Comparação da SNR entre sinais codificados e convencionais

O que torna atrativa a utilização de pulsos de excitação codificada em aplicações médicas por ultrassom é a possibilidade de aumentar o ganho na SNR, sem comprometer a resolução axial, ou, em alguns casos, dependendo da forma como a excitação for construída, podendo aumentá-la e com isso melhorar a capacidade de resolução do sistema.

De posse dos pulsos selecionados na Seção 4.2, resumida na Tabela 4.3, realizamos um estudo comparativo com respeito ao ganho na SNR entre técnicas codificadas e convencionais. Simulamos, numericamente, sob duas abordagens distintas, em um meio sem e com atenuação.

4.3.1. Meio sem atenuação

A Tabela 4.4 (mostrada no final da Seção 4.2) sintetiza os resultados obtidos da interação entre pulsos codificados (Tabela 4.3) e convencionais (pulso Gaussiano e *tone burst* de 6-ciclos) com cada um dos *phantoms*, (a) e (b), das Figuras 3.5, 3.6 e 3.7, descritos na Seção 3.3.1 do Capítulo 3.

Aos ecos ultrassônicos, foi adicionado um ruído branco gaussiano. A SNR foi determinada a partir da energia dos sinais de RF recebidos, e, no caso dos pulsos codificados, somente após estes terem passado pelo estágio de compressão de pulso. Os resultados obtidos referem-se a média de repetição de 100 simulações com os seus respectivos desvio-padrão.

Na avaliação dos resultados, notamos que independentemente das características de distribuição dos espalhadores, os valores de SNR entre os grupos pareciam não apresentar nenhuma diferença significativa. A fim de confirmar essa hipótese, executamos uma análise de variância (ANOVA) de fator único, mostrada na Figura 4.16.

A análise dos dados no gráfico evidencia que não houve diferença significativa entre as métricas (traço de cor vermelha) e que pôde ser confirmada pelo *p-value*. Um *p-value* > 0,05 indica que diferença entre as médias dos grupos não são estatisticamente significantes. Em nosso teste, obtivemos $p = 0,9819$, confirmando nossa hipótese inicial.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

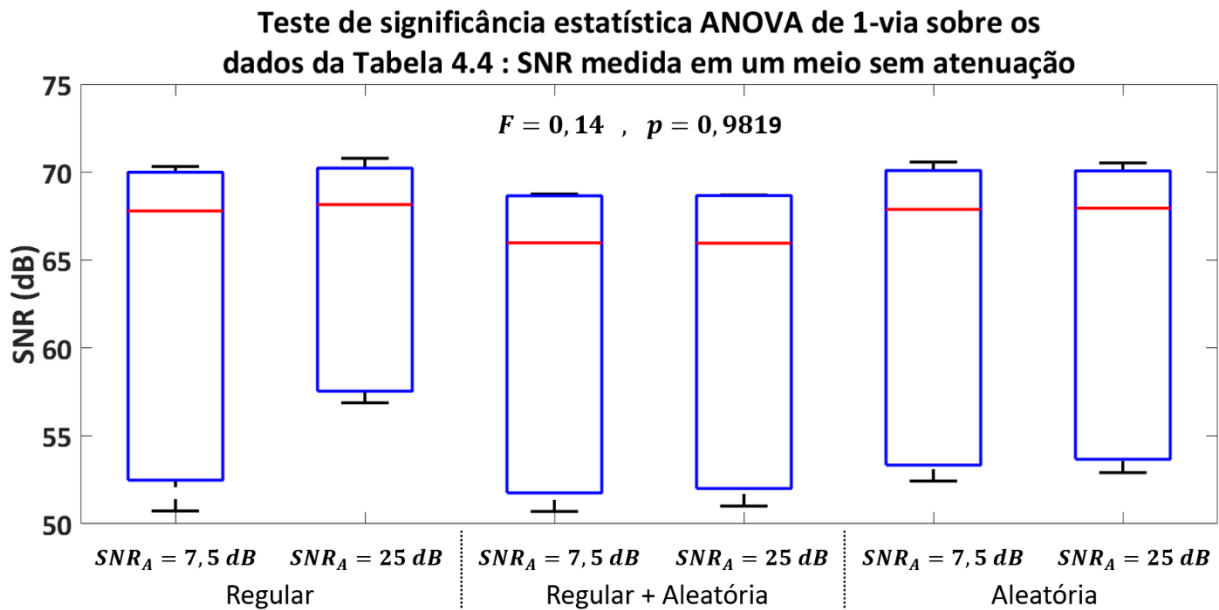


Figura 4.16 – Análise de variância (ANOVA) de fator único para teste de hipótese sobre a igualdade das médias, referente a dados de SNR medida em um meio sem atenuação, entre os grupos mostrados na Tabela 4.4.

Como efeito da análise anterior, produzimos a Tabela 4.5, contendo as médias da SNR, unificada dos três cenários apresentados na Tabela 4.4 e realizamos a propagação das incertezas dessas medidas. Como podemos notar, os valores médios obtidos para a SNR, respectivamente, para os pulsos convencionais gaussiano e *tone burst* de 6-ciclos foram de $52,44 \pm 1,60$ dB e $53,47 \pm 1,71$ dB, enquanto que para os esquemas *chirp* por MF, *chirp* com *tapering* por MMF, Golay e REC encontramos $69,94 \pm 1,82$ dB, $66,45 \pm 1,82$ dB, $69,61 \pm 1,20$ dB e $68,12 \pm 1,78$ dB, nessa ordem. Nas avaliações, percebemos uma faixa de ganho médio entre 13 e 18 dB, ao passo que a perda na SNR (energia) da *chirp* com *tapering* por MMF em relação à *chirp* por MF foi de 3,49 dB.

Tais valores mostram boa concordância com os relatados na comunidade científica, na qual encontramos resultados de ganho da SNR entre 10 e 30 dB, sendo a perda na energia pelo deslocamento do MF para MMF, apontada como algo entre 1 e 2,5 dB (BEHAR & ADAM, 2004, MISARIDIS & JENSEN, 2005, NOWICKI, SECOMSKI, LITNIEWSKI, TROTS, & LEWIN, 2003). A perda de energia ligeiramente maior que obtivemos pode ser atribuída à escolha dos parâmetros para o mecanismo excitação/compressão, explicada na Seção 4.2.

Assim, invariavelmente, a determinação de tais parâmetros vai ser um *tradeoff* entre redução de lóbulos laterais e alargamento do lóbulo principal (resolução axial). O critério é em até certo modo, subjetivo e vai depender principalmente da finalidade da aplicação.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

Tabela 4.5 – Ganho na SNR devido às excitações codificadas em um meio sem atenuação.

| Pulso | SNR média (dB) | Erro SNR (dB) | Ganho SNR (dB) | |
|------------------------------------------|----------------|---------------|-----------------|----------------|
| | | | Conv. Gaussiano | Conv. 6-ciclos |
| Conv. Gaussiano | 52,44 | 1,60 | - | - |
| Conv. 6-ciclos | 53,47 | 1,71 | - | - |
| <i>Chirp</i> por MF | 69,94 | 1,82 | 17,50 | 16,47 |
| <i>Chirp</i> com <i>tapering</i> por MMF | 66,45 | 1,82 | 14,01 | 12,98 |
| Golay | 69,61 | 1,20 | 17,17 | 16,14 |
| REC | 68,12 | 1,78 | 15,68 | 14,65 |

4.3.2. Meio com atenuação

Avaliamos também o ganho esperado na SNR dos pulsos codificados em um meio com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$. Todavia, defronte aos resultados obtidos na etapa anterior (meio sem atenuação), decidimos efetuar a comparação apenas com o pulso convencional de 6-ciclos.

Propomos aqui uma discussão diferente relacionada à expectativa de ganho na SNR. Uma extensa discussão a respeito dos limites impostos sobre sistemas de imagens por ultrassom, relativamente ao pico máximo de potência permitido a ser entregue ao paciente, garantindo sua segurança, já havia sido realizada anteriormente (AIUM/NEMA, 1983). Outros autores, em seus estudos, optaram por uma abordagem que seguisse os princípios básicos de segurança reportados pela *Food and Drug Administration* (FDA), órgão regulador dos EUA (MISARIDIS, 2001).

Um dos principais pontos considerados está relacionado ao nível de intensidade média de pico do pulso espacial (do inglês, *spatial peak pulse average intensity*) e da intensidade média espaço-temporal de pico (do inglês, *spatial peak temporal averaged intensity*), I_{SPTA} .

A variável I_{SPTA} , é a mais relevante quando da avaliação das diferentes características de pulsos de excitação, especialmente quando se inclui os pulsos codificados (O'DONNELL, 1992, MISARIDIS, 2001). A I_{SPTA} é calculada por uma integral sobre o tempo. Logo, seu valor é aumentado quando o tempo de duração do pulso é aumentado. Para um pulso codificado *chirp*, excitado por $20 \mu\text{s}$, é dito que o valor de I_{SPTA} atinge valores 60 vezes maiores do que uma excitação convencional. Contudo,

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

ainda 7 vezes menores do que os valores limites de segurança especificados pela FDA (MISARIDIS, 2001).

Não obstante, o aspecto fundamental da I_{SPTA} é que esta métrica toma a região focal como referência na aferição da potência do sinal entregue. Isso significa que a amplitude do sinal transmitido, a depender do tipo de pulso empregado, pode variar bastante. Esta constatação, já averiguada anteriormente, mostrou, por exemplo, que um pulso convencional de 80 V e um pulso codificado *chirp* de 50 V produzem, no ponto focal, a mesma I_{SPTA} (MISARIDIS, 2001).

Em nossas simulações, não consideramos tais aspectos, de modo que o pico de potência acústica instantânea, tomada com respeito à interface entre o transdutor e o meio, foi igual para todos os pulsos estudados, fossem eles convencionais ou codificados. Por conseguinte, todas as excitações tinham a mesma amplitude na saída, não tendo sido aplicado qualquer tipo de fator de correção, de ganho, peso e/ou normalização. Assim sendo, a Figura 4.17 mostra os perfis dos resultados obtidos da SNR da potência média do sinal no tempo quando da transmissão dos pulsos no meio.

SNR da potência média do sinal no tempo na transmissão em um meio com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$

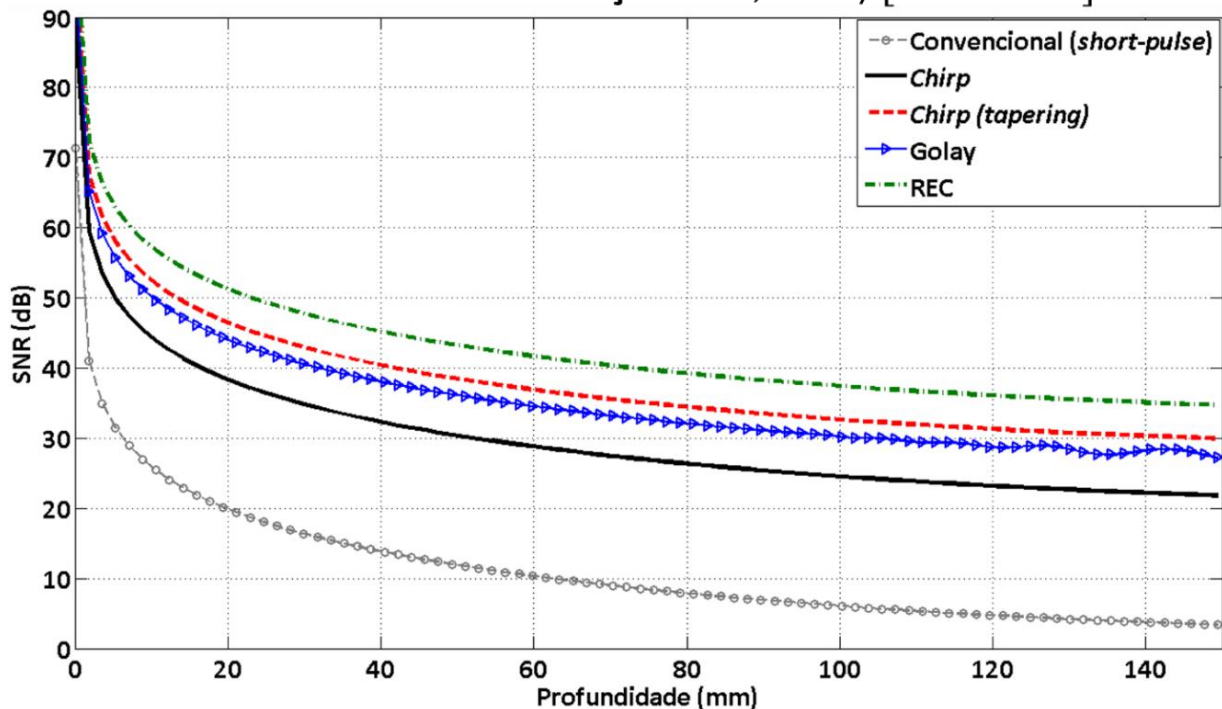


Figura 4.17 – SNR comparativa da potência média do sinal no tempo, percebida na transmissão, pelos pulsos ultrassônicos, codificados e convencional, em um meio com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nela (Figura 4.17) é possível observar que a técnica REC foi a que obteve melhor performance comparativa às demais técnicas, seguida pelas excitações *chirp* com *tapering*, Golay (apenas a emissão de uma das sequências) e *chirp* tradicional.

Os resultados da Figura 4.17 indicam que a qualidade de desempenho da REC se deve à forma pela qual a mesma é gerada. A pré-excitação *chirp*, usada para excitar um transdutor real, é derivada da modelagem ideal do comportamento da resposta impulsiva ideal desejada, através de um artifício matemático conhecido por convolução equivalente (Capítulo 2, Seção 2.5.6). Dessa maneira, as características da pré-excitação *chirp* originada por esse método permite a esse mesmo sinal explorar de forma mais efetiva aquelas regiões do espectro de frequências que são normalmente filtradas devido à natureza passa-banda do transdutor. Como resultado, temos um sinal com mais energia, e, portanto, com a melhor SNR.

Do mesmo modo, ao que parece, o formato abaulado da excitação *chirp tapering* devido ao janelamento Lanczos resultou em um perfil de onda com espectro de frequências melhor acoplada à banda de passagem típica do transdutor, daí permitindo a possibilidade de transmissão de um sinal com mais energia. Por sua vez, a SNR obtida pela codificação Golay, mostra que uma excitação binária, modulada em fase, não permite aproveitar de modo eficiente a resposta em frequência do transdutor. Por exemplo, ainda observando a Figura 4.17, os valores de ganho na SNR, em torno do ponto 50 mm, em relação à excitação convencional foram de 31,30 dB, 26,50 dB, 24,10 dB e 18,40 dB, respectivamente, para a REC, *chirp* com *tapering*, Golay e *chirp* tradicional.

Na sequência, a Figura 4.18 mostra o perfil da SNR aparente da potência média do sinal no tempo após o estágio de compressão de pulso dos sinais mostrados na Figura 4.17. Da análise das curvas na Figura 4.17, torna-se evidente o efeito que as saídas dos filtros de compressão exercem sobre os sinais na recepção. A melhor performance obtida pela codificação Golay é explicada pelo processo de autocorrelação envolvido sobre seus pares de sequências, e a conseqüente adição das mesmas, que fornecem na saída uma amplitude teórica $2N$ ao mesmo tempo que os lóbulos laterais em oposição de fase se cancelam, maximizando o ganho na SNR pela contribuição dos dois sinais.

Ainda explorando a Figura 4.18, quando comparamos a influência das saídas dos filtros MF e MMF no processo de compressão das excitações *chirp* e *chirp* com *tapering*, fica claro o peso que o deslocamento do MF para MMF causa sobre a perda de

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

ganho em potencial na SNR. Em um meio sem atenuação, a perda esperada é de cerca de 2 dB. Contudo, em um meio com atenuação, é notório a severa degradação causada na SNR (na faixa de 10 dB ou mais), à medida que a profundidade aumenta. Isso também indica que, na presença de atenuação, o sinal vai sofrendo distorções a medida que propaga no meio, comprometendo o nível de redução de lóbulos laterais, e vai portanto, perdendo performance em regiões mais profundas.

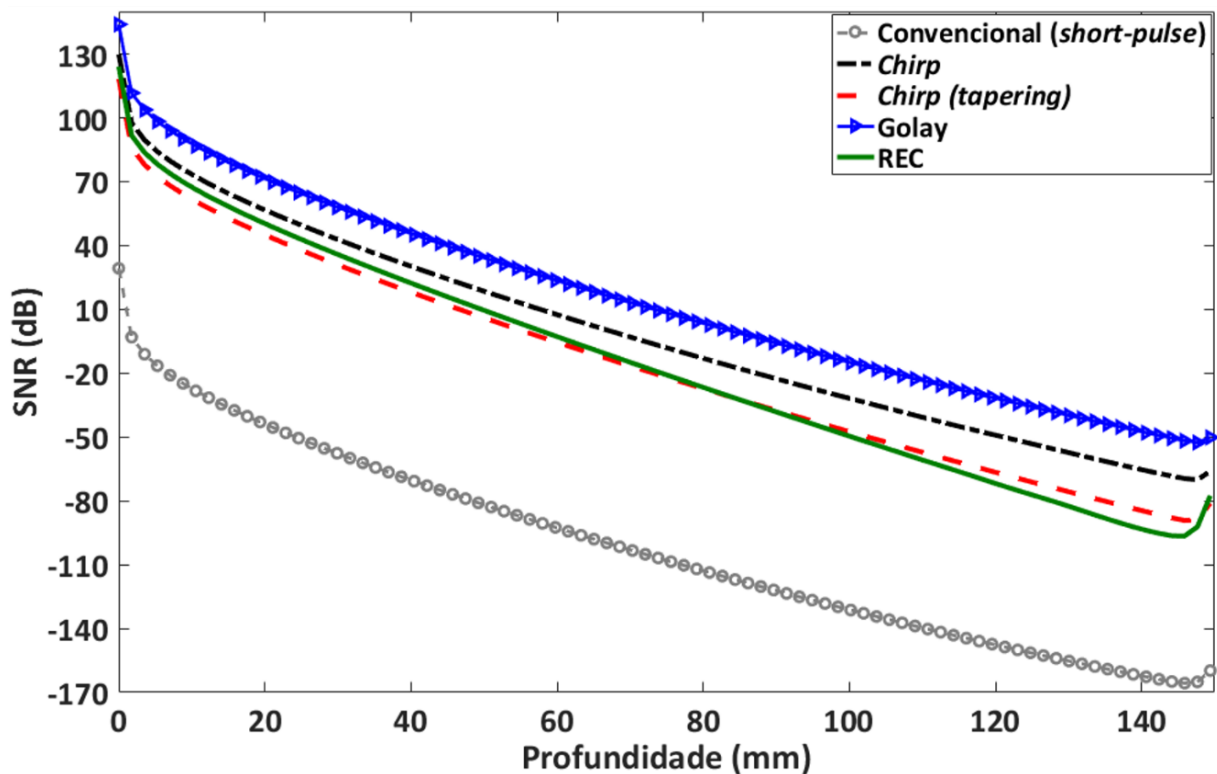
SNR aparente da potência média do sinal no tempo após compressão de pulso em um meio com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$ 

Figura 4.18 – SNR comparativa aparente da potência média do sinal no tempo, após compressão de pulso, em um meio com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$, das excitações mostradas na Figura 4.17.

Não obstante, quando comparamos os pulsos codificados com a excitação convencional (*short-pulse*), podemos observar, conforme apresentada pela Figura 4.19, que a entrega de mais energia ao meio pelas codificações permite potencialmente a detecção de estruturas em regiões mais profundas. Assim, a Figura 4.19 mostra a amplitude, já normalizada, do sinal de detecção de um espalhador posicionado espacialmente a 130 mm, logo após estágio de compressão de pulso, na qual fica evidente que o referido espalhador foi detectado com uma amplitude em torno de 25 dB acima do sinal detectado pelo uso de excitação convencional, evidenciando a entrega de mais energia ao meio, em regiões mais profundas, pelas codificações.

Resposta dos filtros de compressão (energia) sobre um espalhador posicionado a 130mm em um meio com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$

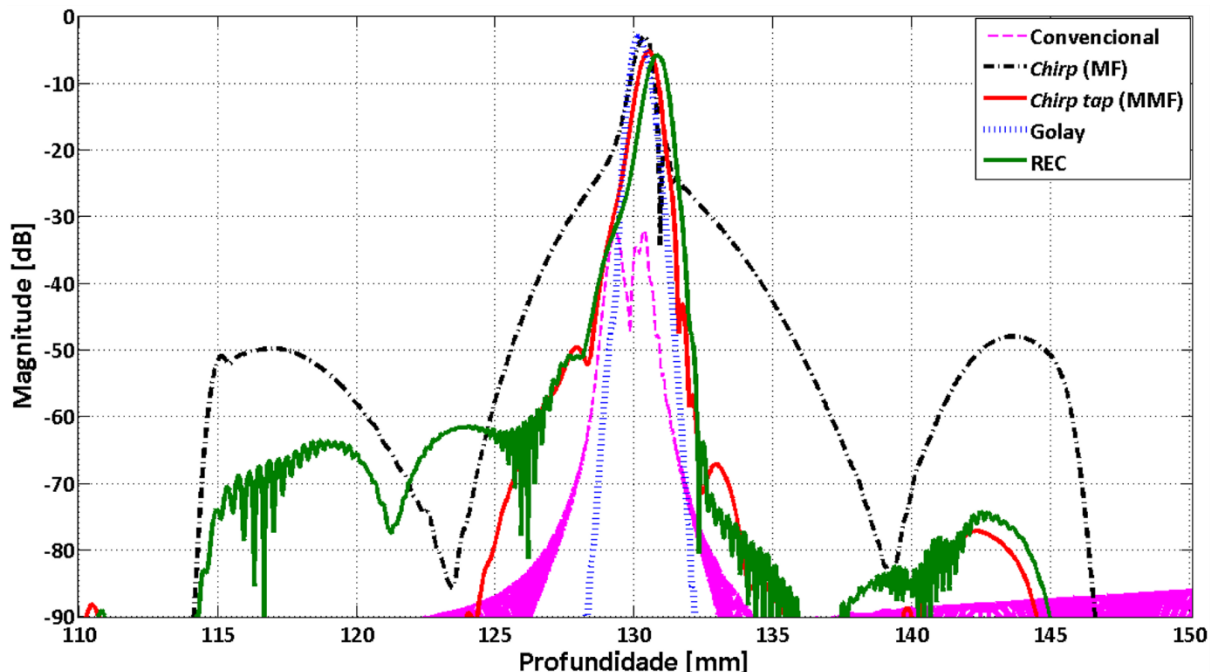


Figura 4.19 – Resposta na saída, dos filtros de compressão de pulso (energia associada), sobre um espalhador posicionado a 130 mm de profundidade, em um meio com atenuação de $0,5 \text{ dB}/[\text{MHz} \cdot \text{cm}]$.

4.4. Espalhadores equivalentes no contexto de excitações codificadas

Como introduzido no Capítulo 2, Seção 2.6, estudos anteriores mostraram que é possível obter sinais de RF praticamente idênticos a partir de infinitas estruturas, ditas equivalentes, completamente diferentes entre si, derivadas a partir de uma estrutura contendo espalhadores, ditos originais, desde que as componentes espectrais delimitadas pela banda de passagem do pulso ultrassônico utilizado sejam as mesmas (DANTAS, 2004). Tal afirmação é sustentada devido ao fato do comportamento passa-banda do transdutor limitar a região do espectro efetivamente útil para formação de sinais e imagens ultrassônicas.

Entretanto, existe uma condição limite para o conjunto mínimo de espalhadores por comprimento de pulso que garanta a validade do conceito de espalhadores equivalentes. Para pulsos ultrassônicos convencionais, constatou-se que a densidade mínima de espalhadores que podem dar origem às estruturas equivalentes está na faixa de 5 espalhadores por célula de resolução, com erro relativo da ordem de 0,5% entre os sinais de RF originais e equivalentes (DANTAS, COSTA, & LEEMAN, 2005).

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

As Figuras 4.20, 4.21 e 4.22 ilustram uma situação na qual a escolha da densidade de espalhadores por célula de resolução não respeita determinado critério, trazendo a impossibilidade de se obter um conjunto de espalhadores equivalentes que possam produzir sinais de RF idênticos àqueles originais.

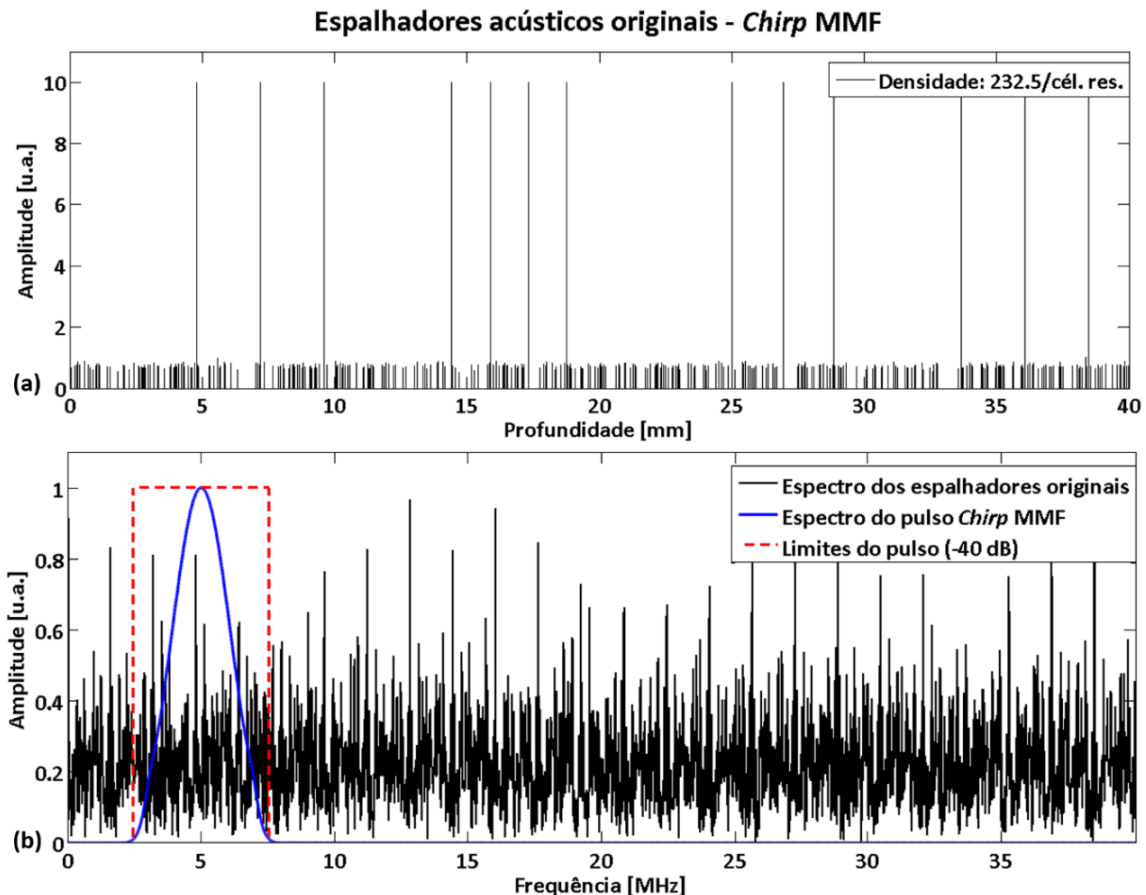


Figura 4.20 – (a) *Phantom* computacional unidimensional contendo um conjunto de espalhadores originais (i.e., espalhadores pontuais com distribuição espacial aleatória e amplitude relativamente homogênea, $SNR_A = 20$ dB) e sua densidade. Inserido nele, estão atribuídos marcadores específicos (espalhadores com amplitude = 10); (b) Espectro de frequências da estrutura de espalhadores indicada por (a), destacando-se a região de seu espectro delimitada pela faixa de passagem do pulso codificado por *chirp* com *tapering*.

Como amplamente visto, pulsos codificados, sejam eles modulados em frequência ou em fase, têm o seu comprimento temporal alongado em muitas vezes quando comparado às excitações convencionais. Conseqüentemente, a célula de resolução – correspondente ao tamanho da menor estrutura detectável – de tais pulsos são, da mesma forma, imensas. Dependendo do tipo e das características de excitação empregada, o tamanho da célula obtida pode ser até 30 vezes maior (ou mais) do que a de uma convencional.

Logo, nesse cenário, as condições e validade do conceito de espalhadores equivalentes podem não ser totalmente respeitadas ou, no mínimo mudar, devido às

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

características particulares de cada modulação empregada e/ou do mecanismo de compressão de pulso envolvido.

A Figura 4.20.a mostra um *phantom* contendo um conjunto de espalhadores originais com distribuição espacial aleatória e amplitude relativamente homogênea ($SNR_A = 20\text{ dB}$), tendo cerca de 230 espalhadores por célula de resolução. Inserido neles há 13 marcadores de amplitude 10 vezes maior, posicionados em posição previamente conhecida. Na Figura 4.20.b temos o espectro de frequências das estruturas, destacando-se a região de seu espectro delimitada pelo espectro do pulso *chirp* com *tapering* de amplitude. Na sequência, a Figura 4.21.a mostra o produto da criação de uma estrutura equivalente a partir daquela apresentada na Figura 4.20.a, com 30 espalhadores por célula de resolução, e na Figura 4.21.b, vemos o seu espectro.

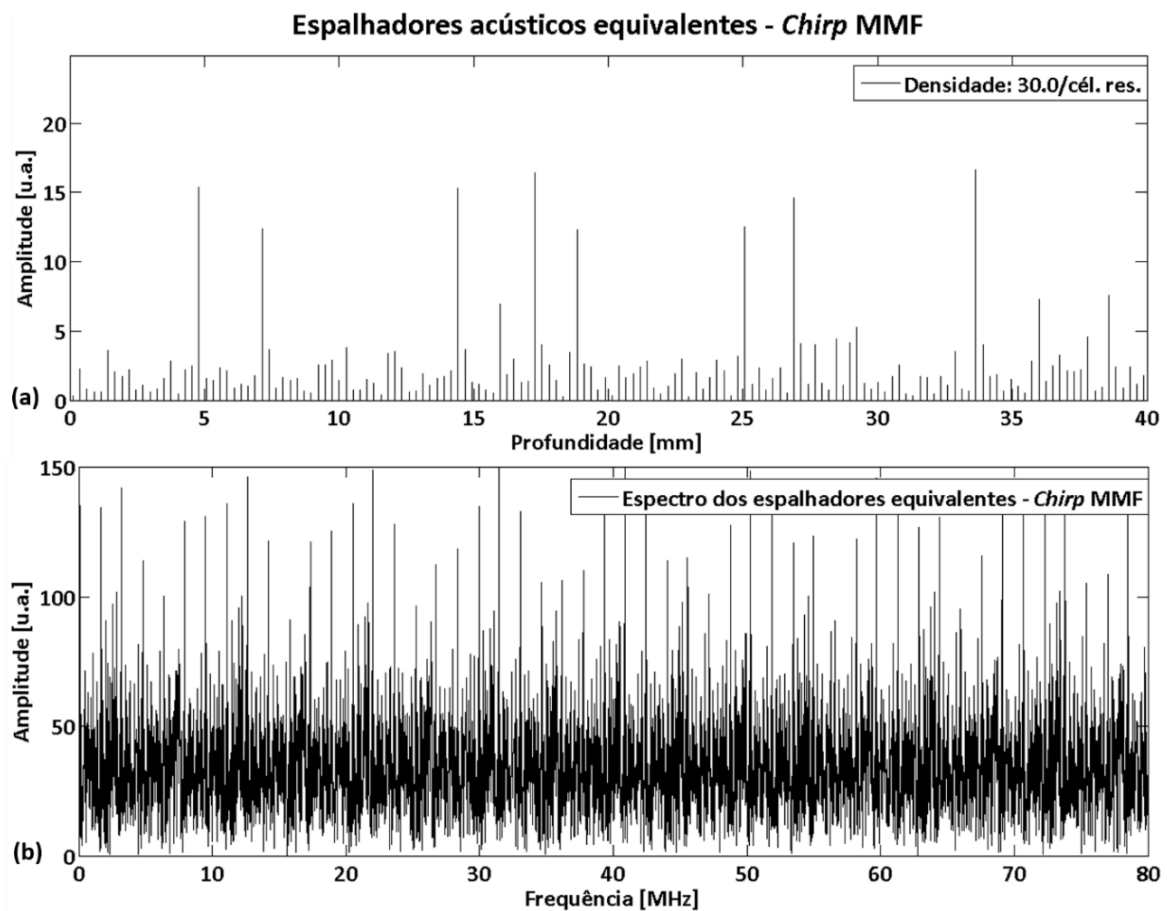


Figura 4.21 – (a) Espalhadores equivalentes aos originais da Figura 4.19. Note que na situação apresentada, não é possível identificar exatamente todos marcadores existentes na estrutura original; **(b)** Replicação do espectro dos espalhadores limitado pela faixa de frequências do pulso *chirp* com *tapering* de amplitude.

Como resultado, quando a sobreposição entre os sinais de RF da estrutura original e da equivalente, juntamente com seus envelopes, é feita (Figura 4.22.a),

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

visualmente fica claro a distinção entre os sinais, com os erros, relativo e RMSE, entre os envelopes, nessa configuração, de 75,20% e 18,827, respectivamente (Figura 4.22.b).

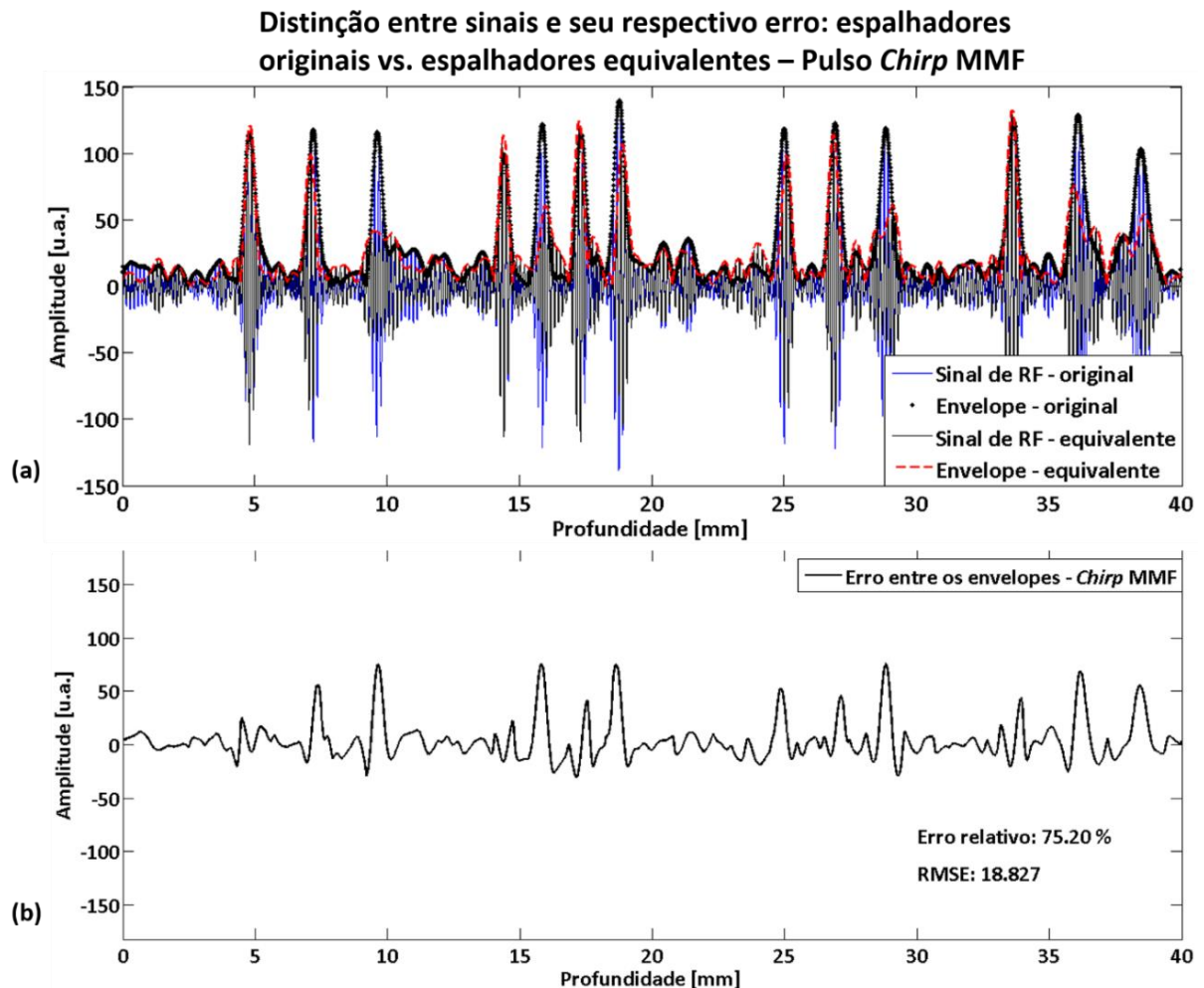


Figura 4.22 - (a) Sobreposição de sinais de RF e seus envelopes, relativos as estruturas originais e equivalentes, mostrando a considerável diferença entre ambos; (b) Erro entre os envelopes dos sinais de (a).

Desta maneira, investigamos a condição limite para a continuidade da validade do conceito de espalhadores equivalentes em termos da densidade mínima de espalhadores por célula de resolução para as seguintes excitações codificadas: *chirp* com *tapering* de amplitude, Golay e REC. Em adição, buscamos mostrar que sua vantagem está além da possibilidade de construção de estruturas mais simplificadas e dos ganhos computacionais que isso traz, outrora já defendido pelos autores do trabalho original sobre esse tema (DANTAS, COSTA, & LEEMAN, 2005). Queremos mostrar que é possível construir *phantoms* equivalentes com as características desejadas, definindo regiões bem conhecidas, tornando o potencial de sua aplicação computacional ainda mais interessante.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

Assim, ao longo do *phantom* original, distribuimos espalhadores com características de amplitude bem definida e em posições também bem conhecidas, a fim destes servirem como sinalizadores, e mostrar de forma clara e visível a possibilidade de se construir estruturas equivalentes, compostas de regiões com características específicas desejadas. Em outras palavras, tais sinalizadores deveriam aparecer na estrutura equivalente quando da replicação espectral da região da estrutura original delimitada pelo pulso ultrassônico codificado utilizado.

Simulamos então a interação de pulsos codificados (Seção 4.2, Tabela 4.3), com estruturas unidimensionais compostas por espalhadores originais. A densidade de espalhadores por célula de resolução variou de acordo com o comprimento de cada pulso utilizado, calculado a -6 dB do seu pico de amplitude. Desse modo, determinamos o tamanho das células de resolução para cada codificação, conforme a Equação 3.13.

Em seguida, definimos a quantidade mínima inicial (de ponto de partida) de espalhadores por célula de resolução como a razão entre a célula de resolução da excitação codificada empregada e a célula de resolução gerada pelo pulso convencional. Na simulação numérica, executamos uma varredura incremental de 5 espalhadores a cada iteração, a fim de popular a célula de resolução até o máximo de 2,5 vezes em relação a quantidade de início de partida.

Outrossim, as Figuras 4.23, 4.24 e 4.25 mostram os erros, relativo e de RMSE, em função da quantidade de espalhadores por célula de resolução para as excitações *chirp* com *tapering* de amplitude, Golay e REC, nessa ordem.

Como pode ser observada, para a *chirp* com *tapering* (Figura 4.23), a condição mínima de validade do conceito de espalhadores equivalentes é atingida por volta de 45 espalhadores por célula de resolução.

Como decorrência, as Figuras 4.26.a e 4.26.b mostram, respectivamente, o teste de validação executado a partir da construção de uma estrutura original contendo aproximadamente 345 espalhadores por célula de resolução, e uma equivalente construída com 46 espalhadores por célula de resolução, próxima da situação limite apontada pelo gráfico da Figura 4.23.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

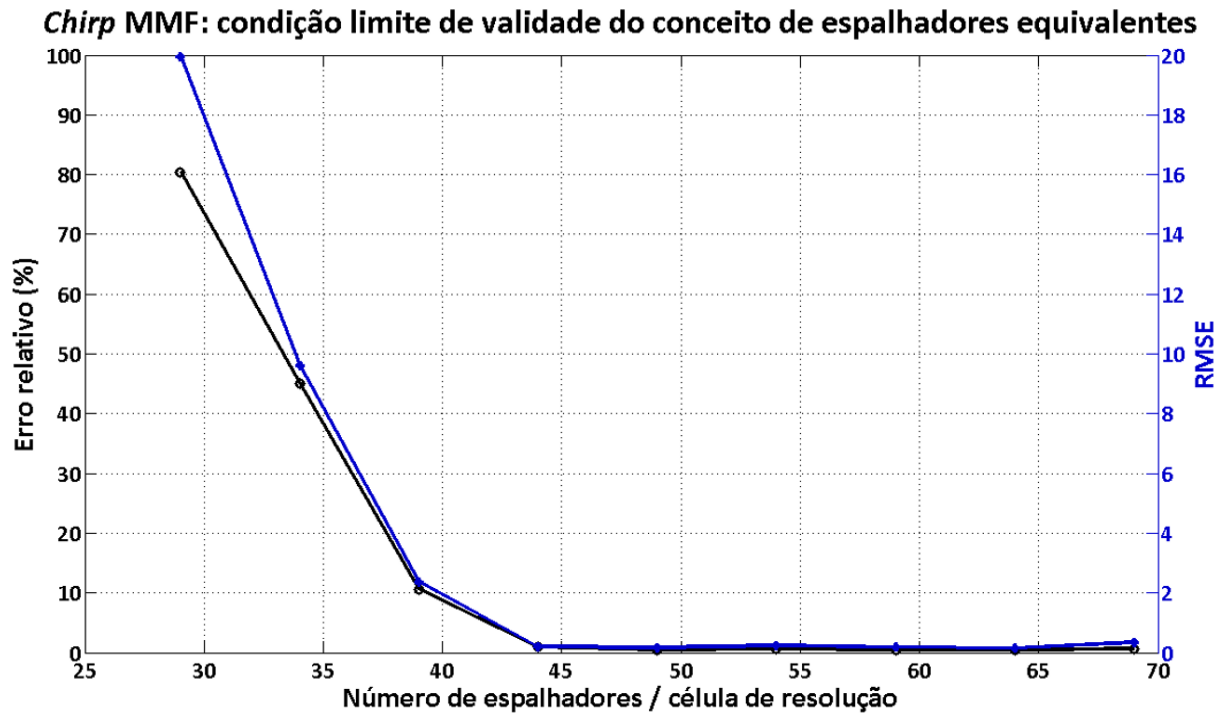


Figura 4.23 – Condição limite para o número mínimo de espalhadores por comprimento de pulso, codificação *chirp* por MMF, que torna válido o conceito de espalhadores equivalentes.

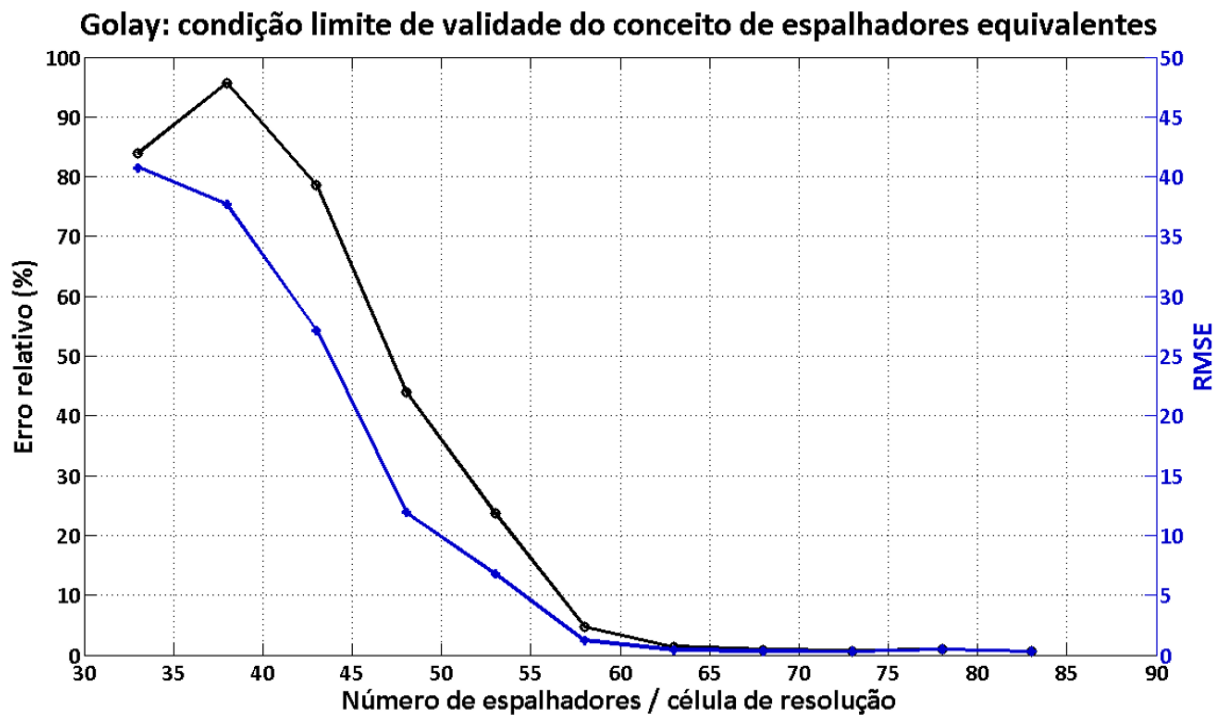


Figura 4.24 – Condição limite para o número mínimo de espalhadores por comprimento de pulso, codificação Golay, que torna válido o conceito de espalhadores equivalentes.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

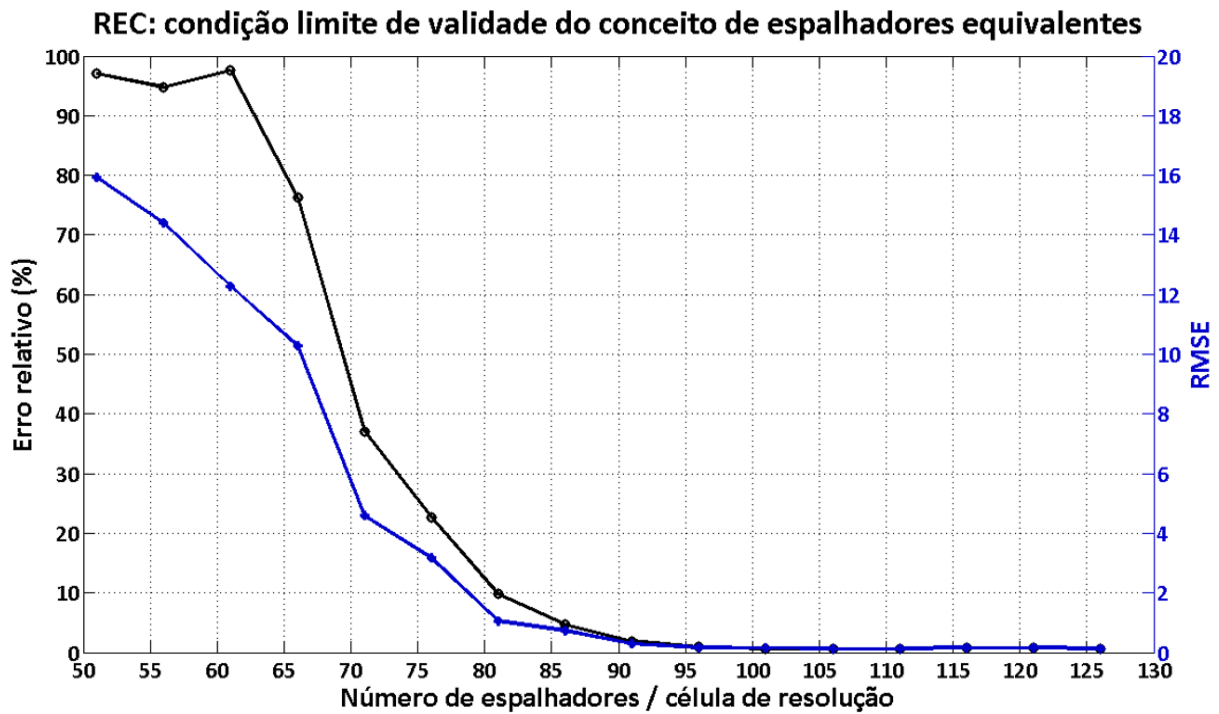


Figura 4.25 – Condição limite para o número mínimo de espalhadores por comprimento de pulso, técnica REC, que torna válido o conceito de espalhadores equivalentes.

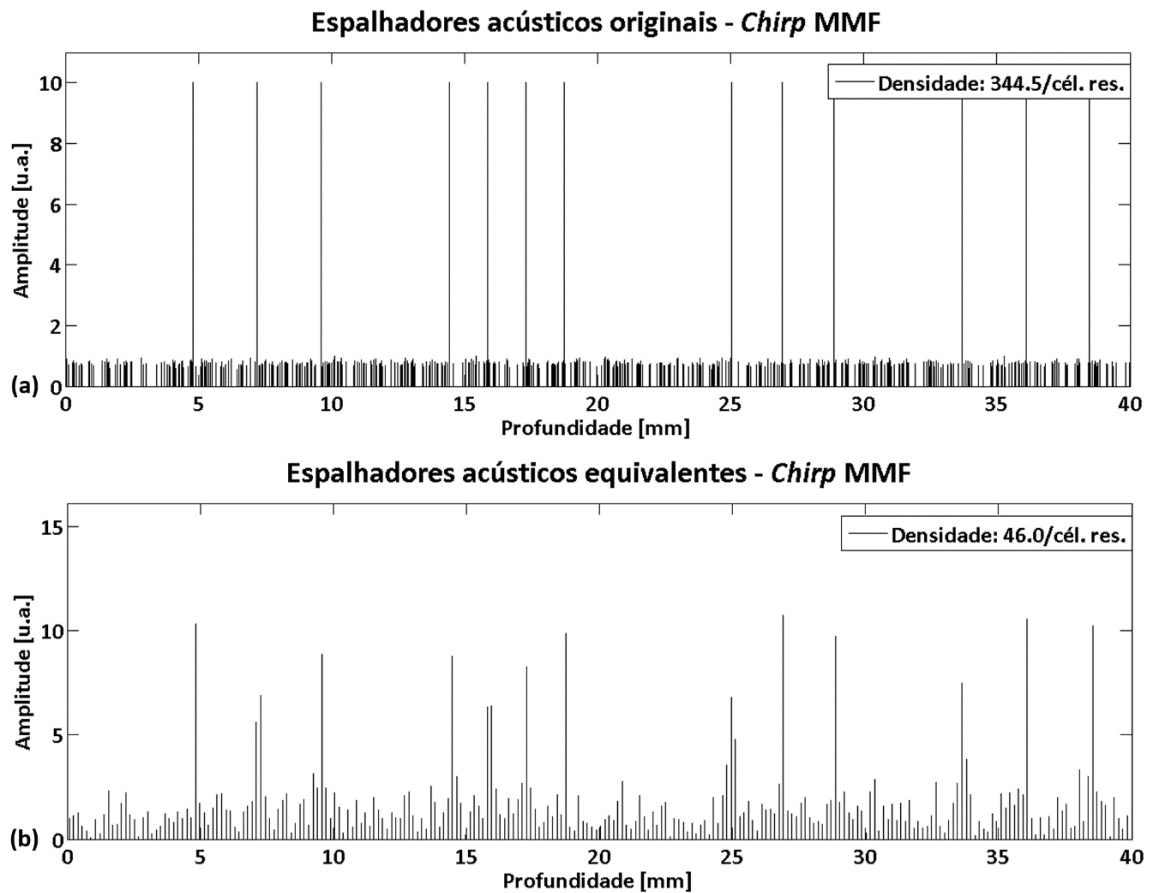


Figura 4.26 – Excitação chirp com tapering: (a) Espalhadores originais e sua densidade de espalhadores; (b) Estrutura equivalente obtida pela replicação do espectro dos espalhadores originais. Note que é possível identificar a existência e a correspondência entre os marcadores da estrutura equivalente com a original.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

Por sua vez, a Figura 4.27.a mostra a sobreposição dos sinais de RF e seus envelopes, gerados a partir da convolução do pulso com as estruturas das Figuras 4.26.a e 4.26.b, e a Figura 4.27.b mostra que houve grande correspondência entre os sinais, uma vez que os erros, relativo e RMSE, foram inferiores a 2% e 1, respectivamente.

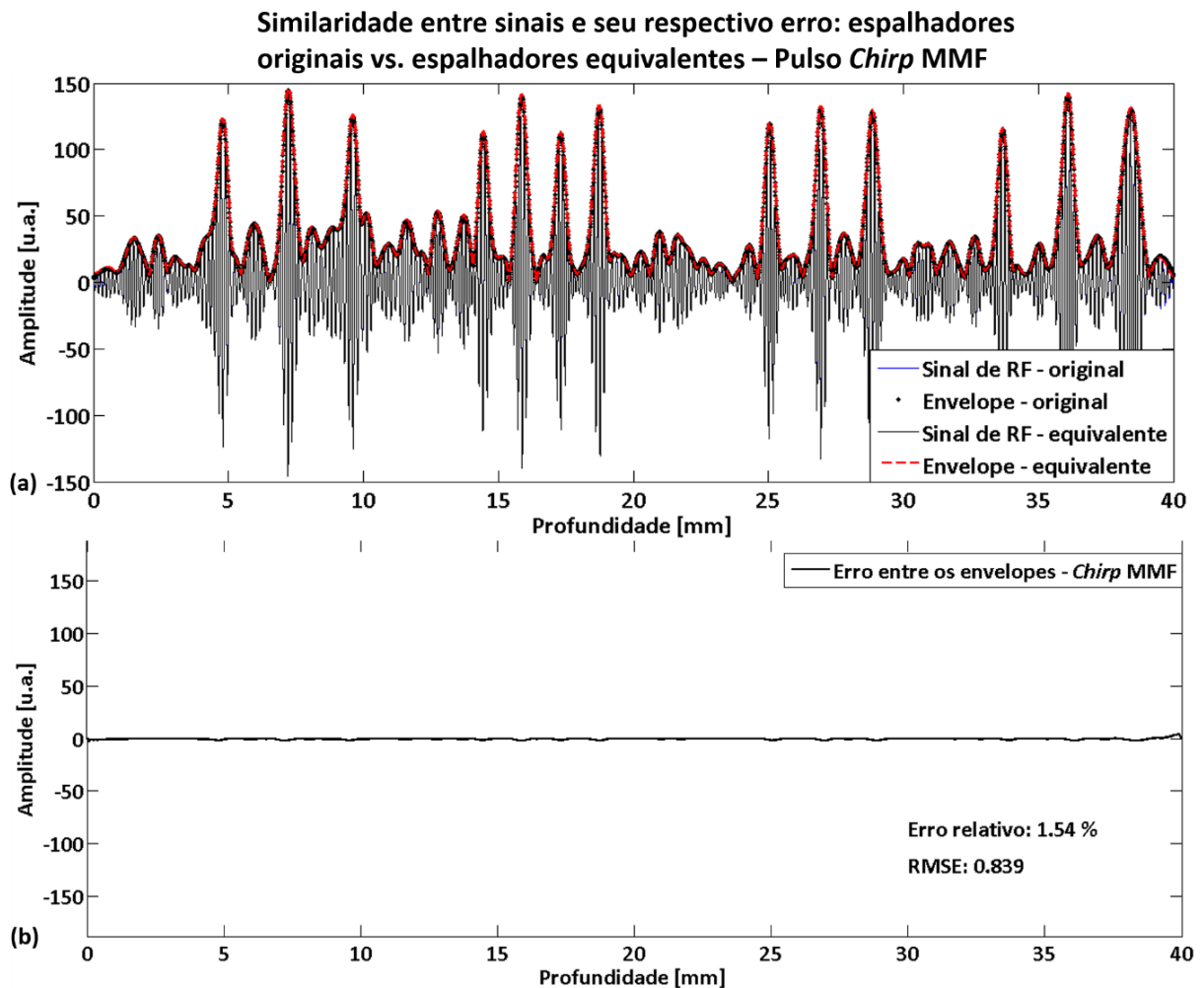


Figura 4.27 – Excitação *chirp* com *tapering*: (a) Sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes obtidos por espalhadores originais e equivalentes (Figura 4.25) em uma situação próxima à região limite de apontada pela Figura 4.22; (b) Diferença entre os envelopes dos sinais, original e equivalente. Note que na situação apresentada por (a) os sinais obtidos são praticamente idênticos, com erro, relativo e RMSE, inferiores a 2% e 1, respectivamente (não desprezando os efeitos de borda).

Do mesmo modo, para a excitação Golay, a condição mínima encontrada que valida o conceito de espalhadores equivalentes foi por volta de 63 espalhadores por célula de resolução (Figura 4.24). Igualmente, as Figuras 4.28.a e 4.28.b exibem a estrutura original (contendo cerca de 380 espalhadores por célula de resolução) e a estrutura equivalente (gerada com 65 espalhadores por célula de resolução e próxima da condição limite apontada pelo gráfico da Figura 4.24), usadas no teste de validação do conceito de espalhadores equivalente para essa codificação.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

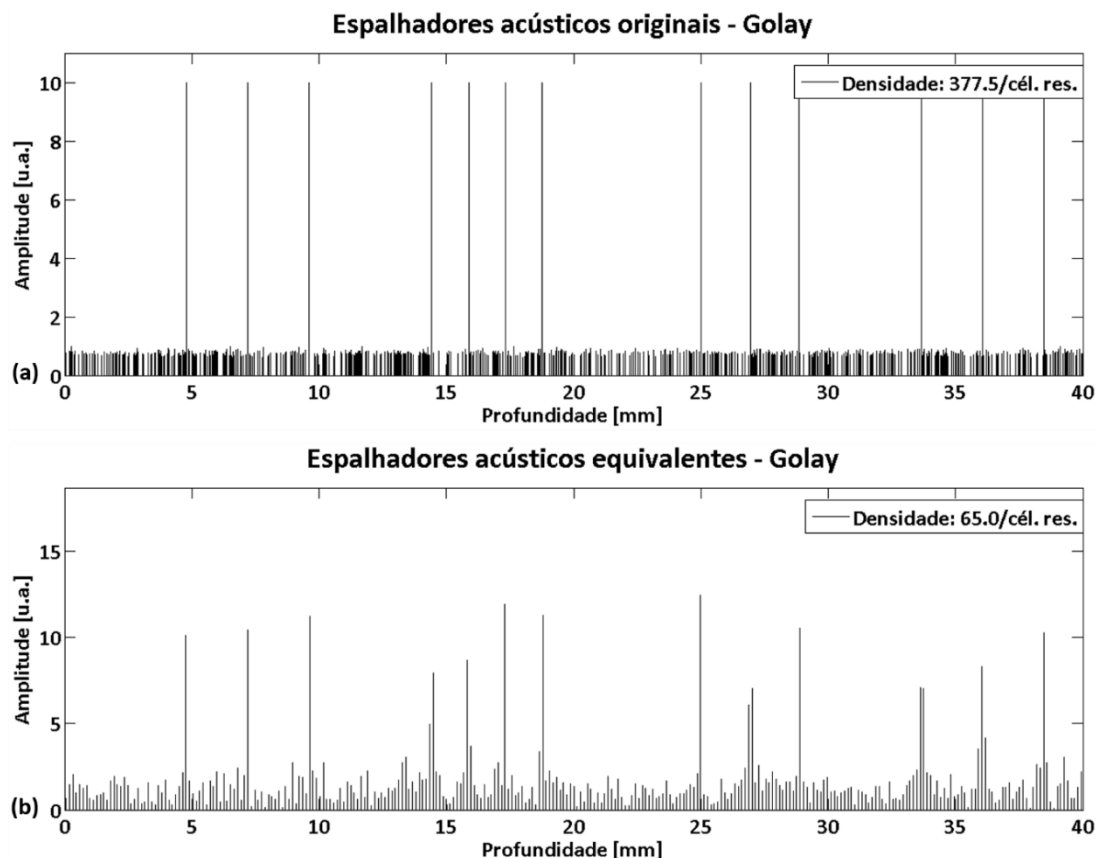


Figura 4.28 – Excitação Golay: **(a)** Espalhadores originais e sua densidade de espalhadores; **(b)** Estrutura equivalente obtida pela replicação do espectro dos espalhadores originais. Note que é possível identificar a existência e a correspondência entre os marcadores da estrutura equivalente com a original.

Do mesmo modo, a Figura 4.29.a mostra a sobreposição dos sinais de RF, originais e equivalentes, e seus respectivos envelopes, na qual se pode notar novamente grande correspondência entre os sinais, cujos erros, relativo e RMSE, estiveram, respectivamente, na faixa de 1,5% e 1 (Figura 4.29.b).

Finalmente, empregando o mesmo raciocínio utilizado nas análises dos casos anteriores, a Figura 4.25 exhibe a condição limite que encontramos para a excitação REC, que indica valores acima de 90 de espalhadores por célula de resolução par que tenhamos resultados satisfatórios.

Nesse ínterim, as Figuras 4.30.a e 4.30.b mostram as estruturas originais e equivalentes, cada uma contendo 816 e 92 espalhadores, respectivamente, por célula de resolução, e usadas para validar o conceito de espalhadores equivalentes.

Com efeito, a Figura 4.31.a exhibe a sobreposição entre sinais de RF (e envelopes) após processamento. Como também esperado, houve grande concordância entre os sinais obtidos, sendo os erros, relativo e RMSE, calculados, um pouco inferiores a 2,5% e próximo de 0.5, respectivamente, e mostrado na Figura 4.31.b.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

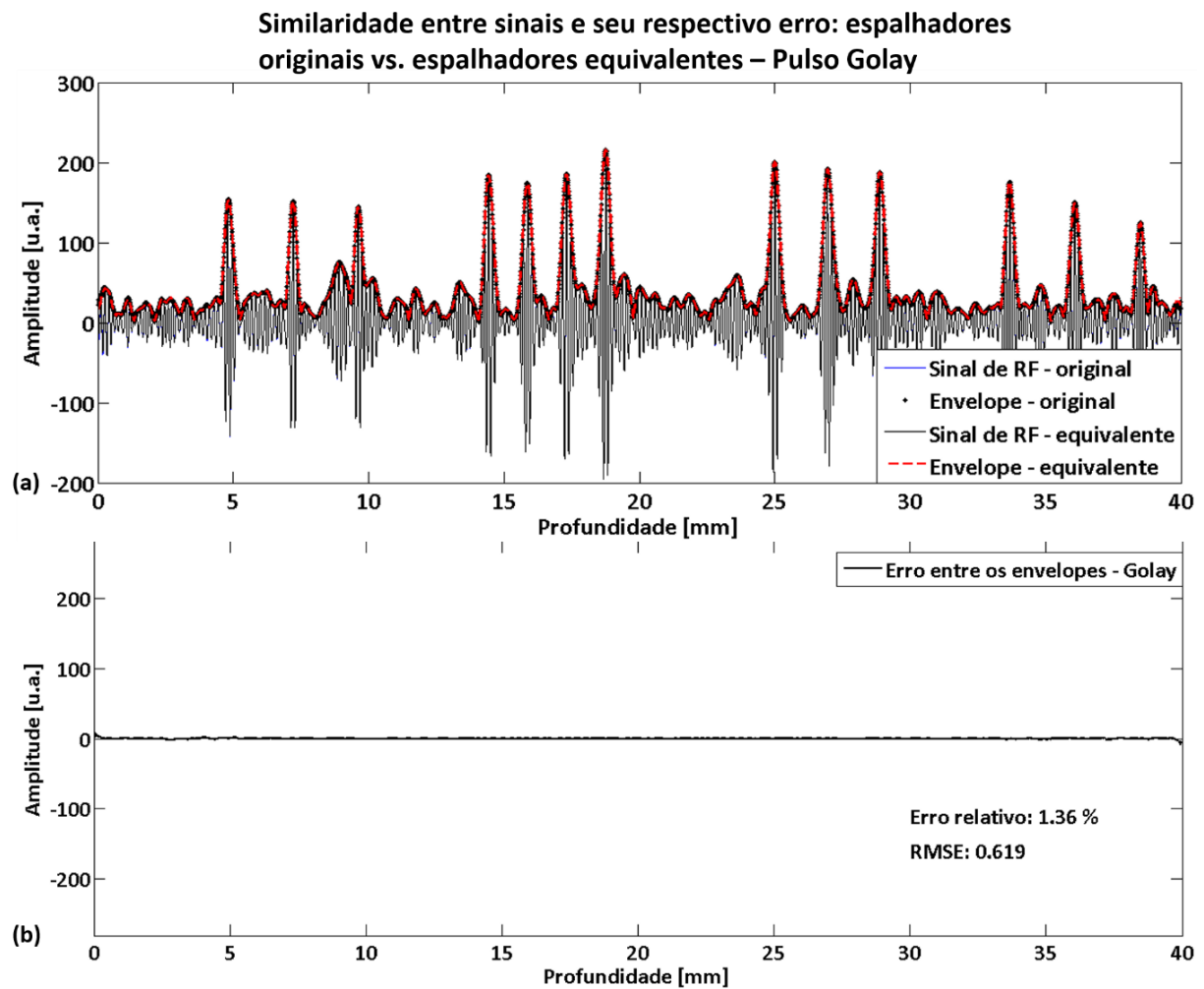


Figura 4.29 – Excitação Golay: **(a)** Sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes obtidos por espalhadores originais e equivalentes (Figura 4.27) em uma situação próxima à região limite de apontada pela Figura 4.23; **(b)** Diferença entre os envelopes dos sinais, original e equivalente. Note que na situação apresentada por (a) os sinais obtidos são praticamente idênticos, com erro, relativo e RMSE, inferiores a 1,5% e 1, respectivamente (não desprezando os efeitos de borda).

Das análises e avaliações dos resultados aqui apresentados, podemos constatar que à medida que a quantidade de espalhadores aumenta na célula de resolução, menor se tornam os erros, relativos e RMSE, e melhor é a correspondência entre os envelopes dos sinais obtidos, independentemente do tipo de excitação codificada utilizada.

Ademais, os resultados como um todo indica que o conceito de espalhadores equivalentes se torna válido no âmbito das codificações, e adicionalmente, é importante notar que os marcadores inseridos em regiões conhecidas nas estruturas originais, foram detectados nas estruturas equivalentes (Figuras 4.26.b, 4.28.b e 4.30.b).

Portanto, o uso de tais estruturas, no estabelecimento de regiões com características bem definidas, continua sendo teoricamente interessante para fins de

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

otimização do tempo em simulações computacionais para estruturas complexas, como por exemplo, em cenários (imagens) 2D e/ou 3D.

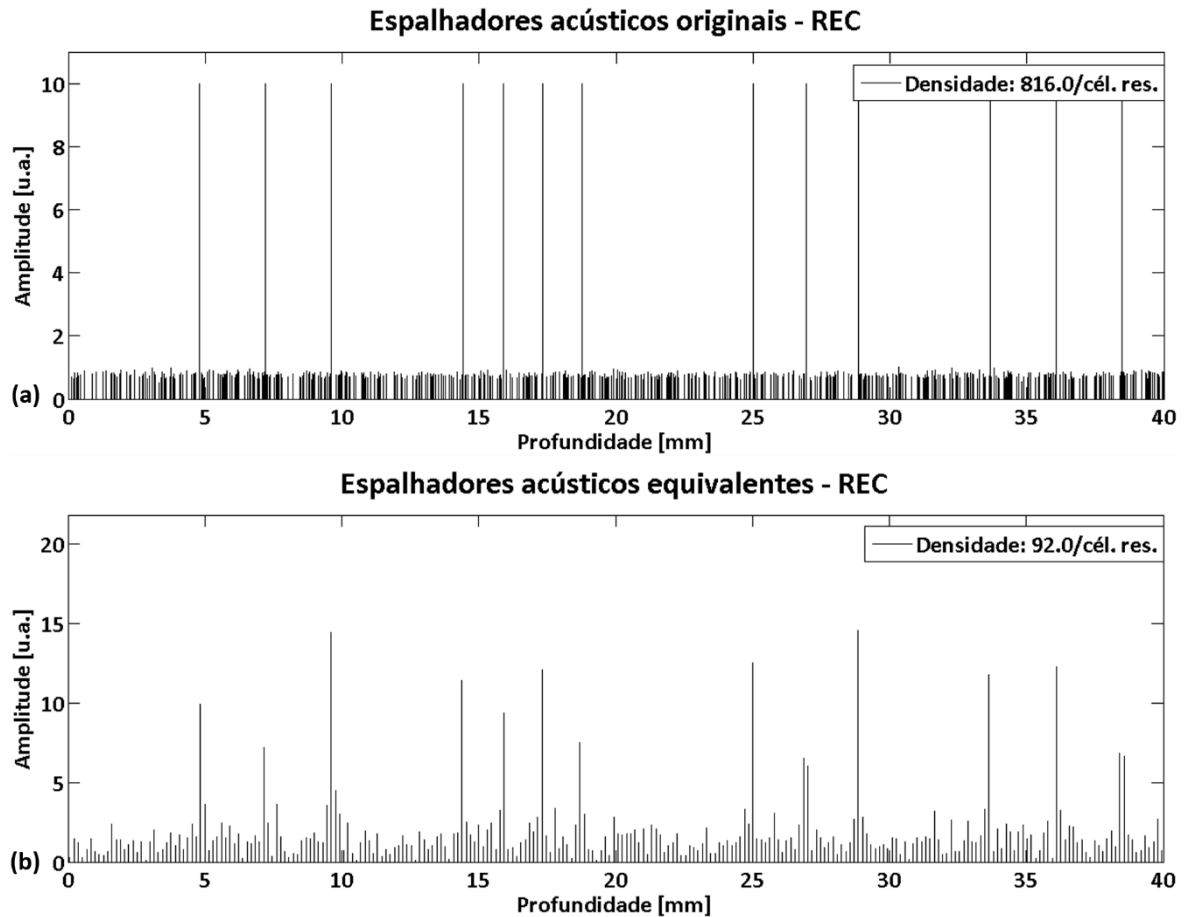


Figura 4.30 – Técnica REC: **(a)** Espalhadores originais e sua densidade de espalhadores; **(b)** Estrutura equivalente obtida pela replicação do espectro dos espalhadores originais. Note que é possível identificar a existência e a correspondência entre os marcadores da estrutura equivalente com a original.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES

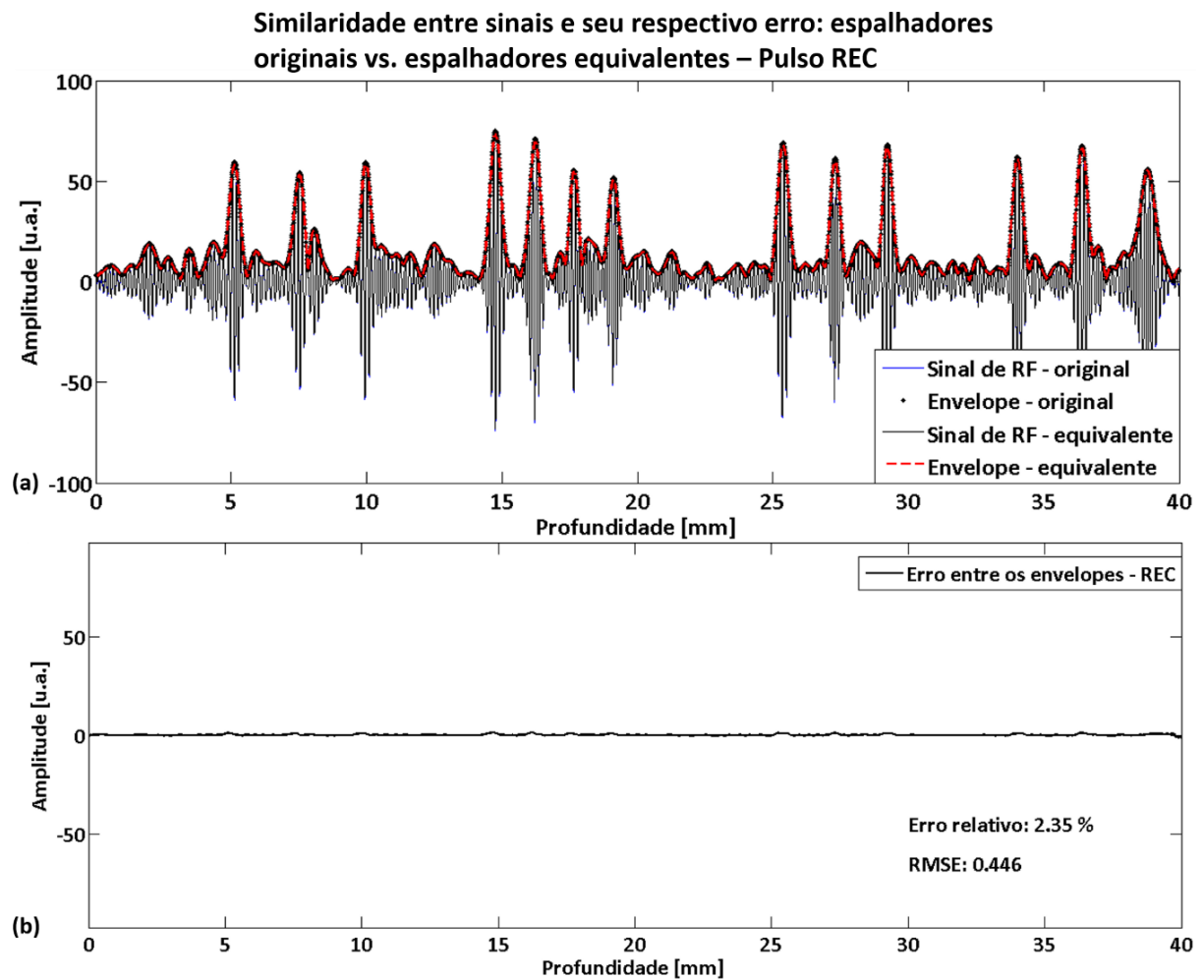


Figura 4.31 – Técnica REC: **(a)** Sobreposição dos sinais de RF e seus respectivos envelopes obtidos por espalhadores originais e equivalentes (Figura 4.29) em uma situação próxima à região limite de apontada pela Figura 4.24; **(b)** Diferença entre os envelopes dos sinais, original e equivalente. Note que na situação apresentada por (a) os sinais obtidos são praticamente idênticos, com erro, relativo e RMSE, inferiores a 2,5% e 0,5, respectivamente (não desprezando os efeitos de borda).

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO

No presente trabalho exibimos um estudo comparativo entre pulsos codificados, modulados em frequência, *chirp* linear tradicional e pré-excitação *chirp* (advinda da adaptação da REC), e em fase, par de sequências binárias complementares de Golay, em relação as excitações convencionais, na formação de sinais ultrassônicos unidimensionais (linhas-A). Avaliamos a SNR e resolução axial do sistema, considerando principalmente um transdutor monoelemento, modelado com resposta impulsiva de perfil gaussiano.

O estudo computacional que realizamos mostra que a formulação e definição de parâmetros otimizados para um esquema excitação/compressão desempenha papel relevante no desenho de um mecanismo que minimize o nível de intensidade de lóbulos laterais e que maximize a SNR na saída dos filtros de compressão de pulso. Além disso, a sua configuração é em algum grau subjetiva e deve ser determinada em função das características do sistema e da aplicação desejada. No caso de modulações em frequência, um esquema excitação/compressão pode ser construído através de excitações longas, realizando um *tapering* de amplitude através de uma função-janela Lanczos, com uma relação de varredura da largura de banda do sinal *chirp* duas vezes maior que a transdutor (na REC essa relação é sempre unitária) no processo de transmissão de pulso. Posteriormente, na recepção, a compressão de pulso deve ser efetuada por filtro descasado, podendo ser modelado por uma função Dolph-Chebyshev

Os resultados das simulações numéricas mostram que excitações mais longas, de 20 μs , são as mais interessantes. Reduções abaixo de -60 dB são conseguidas sem maiores dificuldades. Sequências binárias complementares de Golay 8-bits, por sua vez, oferecem melhor controle sobre a supressão de lóbulos laterais, exibindo valores abaixo de -70 dB ao mesmo tempo que promovem o maior ganho em potencial na SNR, em

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÃO

faixas superiores a 25 dB. Todavia, sua performance é vantajosa somente em meios estáticos, com os quais lidamos nesse trabalho. Há ainda, desvantagens adicionais, tais com a necessidade de transmissão de dois pulsos, levando naturalmente à queda do *frame rate* pela metade, sendo este um item importante a ser considerado em uma implementação prática real. Em termos de capacidade de resolução ($\cong 2,6\lambda$), seu desempenho assemelha-se à técnica de excitação por *chirp* com *tapering* de amplitude comprimida por MMF ($\cong 2,5\lambda$), com erro inferior a 3%.

Entretanto, a utilização da técnica REC nos parece a mais atrativa dentre todas codificações estudadas. Sua grande vantagem é o modelamento de uma pré-excitação *chirp* baseada no conhecimento das características de resposta em frequência de um transdutor real. Tal arranjo não necessita de nenhum tipo de artifício extra acerca de ajustes da relação largura de banda *chirp*/transdutor. Como resultado, notamos uma ligeira melhora na resolução axial ($\cong 2,3\lambda$), entre 7,5% e 10%, devido ao aumento da largura de banda do sistema, para os quais constatamos valores potencialmente acima de 100% quando comparada com as demais técnicas. Contudo, sua queda de performance, percebida em um meio com atenuação, se inicia a partir de 100 mm de profundidade, situação na qual a *chirp* com *tapering* por MMF torna-se mais vantajosa.

Com relação à performance global de ganho na SNR, em um meio sem atenuação, o uso de codificações atingiu uma faixa entre 13 e 18 dB, com erros entre 1,2 e 1,8 dB, em boa concordância com a faixa de valores apontada pela literatura científica especializada. Os resultados das simulações empregadas, em meio com atenuação, indicam por outro lado que se os sinais de excitação, tanto o convencional quanto os codificados, tiverem na saída da interface transdutor/meio o mesmo pico de pressão acústica, a diferença de ganho na SNR entre os pulsos será extremamente mais destacada, podendo chegar a valores acima de 60 dB. Ao que se consta, isso não havia sido discutido em estudos anteriores, pois não foi encontrada em nenhuma referência pesquisada.

Finalmente, mostramos que o conceito de espalhadores equivalentes se mantém válido para pulsos codificados, em adição a possibilidade de se poder definir regiões, na construção do *phantoms* computacionais, com características específicas de reflexão acústica. Entretanto, sua aplicabilidade só é vantajosa e faz sentido em sistemas mais complexos, tais como imagens 2D e/ou 3D.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADAMS, J. (1991). A new optimum window. *IEEE Trans. Sig. Proc.*(39), 1753–1769.
- ANDERSON, M. E., & TRAHEY, G. E. (2000). *A seminar on k-space applied to medical ultrasound*. Duke University, Department of Biomedical Engineering.
- AZHARI, H. (2010). *Basics of biomedical ultrasound for engineers*. John Wiley & Sons; IEEE, 2010.
- BEHAR, V., & ADAM, D. (2004). Parameter optimization of pulse compression in ultrasound imaging systems with coded excitation. *Ultrasonics*, 42(10), pp. 1101-1109.
- BENNETT, J. M., McLAUGHLIN, S., ANDERSON, T., & McDICKEN, N. (2006). The use of the fractional Fourier transform with coded excitation in ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 53(4), pp. 754-756.
- BUDISIN, S. Z. (Jun. de 1990). New complementary pairs of sequences. *Electronics Letters*, 26(13), pp. 881-883.
- BURCKHARDT, C. B. (Jan de 1978). Speckle in ultrasound B-mode scans. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, 25(1), pp. 1-6.
- CARSON, P. L. (Feb. de 1979). Status of Diagnostic Ultrasound Techniques. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 26(1), pp. 27 - 33.
- CHANGHAN YOON, WOYOUL LEE, JAE HEE SONG, JIN HO CHANG, TAI-KYONG SONG, & YANGMO YOO. (2013). New baseband pulse compression for chirp coded excitation. *IEEE International Ultrasonics Symposium* (pp. 906-909). Prague, Czech Republic: IEEE.
- CHIAO, R. Y., & HAO, X. (2005). Coded excitation for diagnostic ultrasound: A system developer's perspective. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52, pp. 160-170.
- CHIAO, R. Y., & THOMAS, L. J. (Oct. de 2000). Synthetic transmit aperture imaging using orthogonal Golay coded excitation. *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, 2, pp. 1677-1680.
- CHOW, C. K., WANG, S. S., KANEKO, T., & PERRY, T. R. (March de 1979). An experimental data acquisition system for ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 28(1), pp. 79 - 83.
- COBBOLD, R. S. (2007). *Foundations of biomedical ultrasound*. Oxford University Press.
- COIADO, O. C. (2008). *Simuladores para medição de fluxo de líquidos por efeito doppler para controle de qualidade de equipamentos de ultra-sonografia*. Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Engenharia Biomédica, Campinas-SP, Brasil.
- COOK, C. E., & SEIBERT, W. M. (Nov. de 1988). The early history of pulse compression radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 24(6), pp. 825-833.
- COSTA-FÉLIX, R. P. (2005). *Aplicações metrológicas do ultra-som empregado em engenharia biomédica utilizando varredura de senos (chirps)*. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Rio de Janeiro-RJ, Brasil.
- COWE, J., GITTINS, J., & EVANS, D. (2007). Coded excitation in TCD ultrasound systems to improve axial resolution. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 33(8), pp. 1296-1308.
- COWE, J., GITTINS, J., & EVANS, D. H. (2008). Improving performance of pulse compression in a doppler ultrasound system using amplitude modulated chirps and

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- wiener filtering. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 34(2), pp. 326-333.
- DANIAL, D., PORAT, M., & FRIEDMAN, Z. (2016). On chirp excitation and compression for ultrasound imaging. *IEEE International Conference on the Science of Electrical Engineering (ICSEE)*.
- DANTAS, R. G. (2004). *Detecção e redução de speckle em imagem médica por ultra-som*. Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Engenharia Biomédica, Campinas-SP, Brasil.
- DANTAS, R. G., COSTA, E. T., & LEEMAN, S. (May de 2005). Ultrasound speckle and equivalent scatters. *Ultrasonics*, 43(6), pp. 405-420.
- DESPOTOVIC, I., GOOSSENS, B., VANSTEENKISTE, E., PIZURICA, A., & PHILIPS, W. (2008). Using phase information in ultrasound RF-signals for tissue characterization. *In: Annual workshop on Circuits, Systems and Signal Processing, 19th, Proceedings (ProRISC 2008)* (pp. 314-317). Utrecht, The Netherlands:: STW Technology Foundation.
- DOKOVIC, D. Z. (1998). Equivalence classes and representatives of Golay sequences. *Discrete Mathematics*, 189, pp. 79-93.
- DUTT, V. (1991). *Statistical Analysis of Ultrasound Echo Envelope*. PhD Thesis, Mayo Graduate School.
- FISH, P. (1990). *Physics and instrumentation of diagnostic medical ultrasound*. John Wiley & Sons.
- FORSBERG, F. (2004). Ultrasonic biomedical technology; marketing versus. *Ultrasonics*, 42, pp. 17-27.
- FU, J., WEI, G., & HUANG, Q. (2013). Barker coded excitation using LFM carrier for improving axial resolution in ultrasound imaging. *2013 ICME International Conference on Complex Medical Engineering (CME)* (pp. 150-153). IEEE.
- GEORGIU, G., & COHEN, F. (1998). Statistical characterization of diffuse scattering in ultrasound images. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 45(1), pp. 57-64.
- GOLAY, M. J. (Apr. de 1961). Complementary series. *IEEE IRE Transactions on Information Theory*, 7(2), pp. 82-87.
- GUERRA, M. J., & DONAIRE, D. (1990). *Estatística Indutiva : teoria e aplicação*. São Paulo: LTC.
- HAIDER, B., LEWIN, P. A., & THOMENIUS, K. E. (Jan. de 1998). Pulse elongation and deconvolution filtering for medical ultrasonic imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 45(1), pp. 98-113.
- HARPUT, S., MCLAUGHLAN, J., COWELL, D. M., & FREEAR, S. (2014). New performance metrics for ultrasound pulse compression systems. *2014 IEEE International Ultrasonics Symposium*, (pp. 440-443).
- HARPUT, S., MCLAUGHLAN, J., COWELL, D. M., & FREEAR, S. (2015). Contrast-enhanced ultrasound imaging with chirps: Signal processing and pulse compression. *2015 IEEE International Ultrasonics Symposium*.
- HUANG, S.-W., & LI, P.-C. (May de 2007). Binary code design for high-frequency ultrasound. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 54(5), pp. 947-956.
- ISLA, J., & CEGLA, F. (April de 2017). Coded Excitation for Pulse-Echo Systems. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 64(4), pp. 736-748.
- JENSEN, J. A., & LEEMAN, S. (Oct. de 1994). Nonparametric estimation of ultrasound pulses. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 41(10), pp. 929-936.
- JEONG, J. S., CHANG, J. H., & SHUNG, K. K. (2012). Coded excitation technique for real-

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- time simultaneous HIFU therapy and imaging. *IEEE Ultrasonics Symposium*, (pp. 831-834). Dresden.
- JUAN FU, GANG WEI, & QINGHUA HUANG. (2013). Barker coded excitation using LFM carrier for improving axial resolution in ultrasound imaging. *International Conference on Complex Medical Engineering* (pp. 150-153). Proceedings of 2013 ICME.
- KIM, H., YOON, C., LEE, W., & YOO, Y. (2012). Optimal location of pulse compression in coded excitation for medical ultrasound imaging. *IEEE Ultrasonics Symposium*, (pp. 1655-1657). Dresden.
- KIM, P., JUNG, E., BAE, S., KIM, K., & SONG, T.-K. (2016). Barker-sequence-modulated golay coded excitation technique for ultrasound imaging. *2016 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*.
- KLEIN, E. (1948). Some background history of ultrasonics. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 20(5), 601-604.
- KOUNIAS, S., KOUKOUVINOS, C., & SOTIRAKOGLU, K. (Nov. de 1991). On Golay sequences. *Discrete Mathematics*, 92(1-3), pp. 177-185.
- KWAN H. NG. (2002). International guidelines and regulations for the safe use of diagnostic ultrasound in medicine. *Journal of Medical Ultrasound*, 10(1), 5-9.
- LAHAV, A., BEN-SHALOM, Y., CHERNYAKOVA, T., & ELDAR, Y. C. (2016). Coded excitation ultrasound: Efficient implementation via frequency domain processing. *2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, (pp. 674-678).
- LAMBOUL, B. (2008). *Analysis of the potential for coded excitation to improve the detection of tissue and blood motion in medical ultrasound*. The University of Edinburgh, Department of Medical Physics, Edinburgh, Scotland.
- LAMBOUL, B., ANDERSON, T., & McDICKEN, N. (Apr. de 2009). Basic considerations in the use of coded excitation for color flow imaging applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 56(4), pp. 727-737.
- LAMBOUL, B., BENNETT, M. J., ANDERSON, T., & McDICKEN, N. W. (Apr. de 2009). Basic considerations in the use of coded excitation for color flow Imaging applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 56(4), pp. 727-737.
- LI, M.-L., KUO, Y.-C., & YEH, C.-K. (2010). Amplitude-modulation chirp imaging for contrast detection. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 36(9), pp. 1535-1545.
- LIU, J., & INSANA, M. F. (2004). Adaptable coded excitation for elasticity imaging. *IEEE Ultrasonics Symposium*, (pp. 44-47).
- LOCKWOOD, G., TURNBALL, D. H., CHRISTOPHER, D. A., & FOSTER, F. S. (Nov/Dec de 1996). Beyond 30 MHz applications of high-frequency ultrasound imaging. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, 15(6), pp. 60-71.
- MARDI, Z., & MAHLOOJIFAR, A. (2016). Tissue second harmonic ultrasound imaging using Huffman sequence. *2016 1st International Iranian Conference on Biomedical Engineering (ICBME)*. IEEE.
- MIENKINA, M. P., EDER, A., SCHMITZ, G., FRIEDRICH, C.-S., GERHARDT, N. C., & HOFMANN, M. R. (2008). Simulation study of photoacoustic coded excitation using Golay codes. *IEEE Ultrasonics Symposium*, (pp. 1242-1245). Beijing.
- MISARIDIS, T. (2001). *Ultrasound imaging using coded signals*. Technical University of Denmark, Center for Fast Ultrasound Imaging, Lyngby, Denmark.
- MISARIDIS, T., & JENSEN, J. A. (Feb. de 2005). Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part III: high frame rate imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 208-219.
- MISARIDIS, T., & JENSEN, J. A. (Feb. de 2005a). Use of modulated excitation signals in

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- medical ultrasound. Part I: basic concepts and expected benefits. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 177-191.
- MISARIDIS, T., & JENSEN, J. A. (Feb. de 2005b). Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. Part II: design and performance for medical imaging applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52(2), pp. 192-207.
- MU, Z., PLEMMONS, R. J., & SANTAGO, P. (2005). Iterative ultrasonic signal and image deconvolution for estimation of the complex medium response. *International Journal of Imaging Systems and Technology*, 15(6), 266-277.
- NARAYANAN, V. M., SHANKAR, P. M., & REID, J. M. (1994). Non-Rayleigh statistics of ultrasonic backscattered signals. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 41(6), pp. 845-852.
- NATHANSON, F. E., REILLY, J. P., & COHEN, M. N. (1999). *Radar Design Principles: signal processing and the environment*. New York: McGraw-Hill (2nd edition).
- NORTH, D. O. (Jul. de 1963). An analysis of the factors which determine signal/noise discrimination in pulsed-carrier systems. *Proceedings of the IEEE*, 51(7), pp. 1016-1027.
- NOWICKI, A., SECOMSKI, W., LITNIEWSKI, J., TROTS, I., & LEWIN, P. A. (2003). On the application of signal compression using Golay's codes sequences in ultrasound diagnostic. *Archives of Acoustics*, 28(4), pp. 313-324.
- NOWICKI, A., TROTS, I., LEWIN, P. A., SECOMSKI, W., & TYMKIEWICZ, R. (Jul. de 2007). Influence of the ultrasound transducer bandwidth on selection of the complementary Golay bit code length. *Ultrasonics*, 47, pp. 64-73.
- O'BRIEN JR., W. D. (1998). Assessing the risks for modern diagnostic ultrasound imaging. *Japanese Journal of Applied Physics*, 37(Part I, Number 5B), 2781-2788.
- O'BRIEN JR., W. D. (2007). Ultrasound-biophysics mechanisms. *Progress in Biophysics and Molecular Biology*, 93(1-3), pp. 212-255.
- O'DONNELL, M. (May de 1992). Coded excitation system for improving the penetration of real-time phased-array imaging systems. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 39(3), pp. 341-351.
- OELZE, M. L. (Apr. de 2007). Bandwidth and resolution enhancement through pulse compression. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 54(4), pp. 768-781.
- ONISTO, H. J., MACHADO, T. M., FERNANDES, R. C., MEDEIROS JR., J. D., TAMAGNO, I., DEZOTTI, T. C., & BERTUZZO, J. E. (2014). Model-driven engineering applied to the development of embedded software for B-mode ultrasound imaging systems - A case study. *2014 IEEE International Ultrasonics Symposium* (pp. 1261-1264). Chicago: IEEE.
- PAAVLE, T. (2011). Short-time chirp excitation for wideband identification. *Estonian Journal of Engineering*, 17(2), 169-179.
- PASSMANN, C., & ERMERT, H. (Jul. de 1996). A 100-MHz ultrasound imaging system for dermatological and ophtalmological diagnostics. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 43(4), pp. 545-552.
- PEDERSEN, M. H., MISARIDIS, T. X., & JENSEN, J. A. (2003). Clinical evaluation of chirp-coded excitation in medical ultrasound. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 29(6), pp. 895-905.
- PENG, H., & LIU, D. C. (2010). Chirp-coded pulse excitation for ultrasound elasticity imaging. *4th International Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering*, (pp. 1-4).
- POLLAKOWSKI, M., & ERMERT, H. (1994). Chirp signal matching and signal power

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- optimization in pulse-echo mode ultrasonic nondestructive testing. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 41(5), pp. 655-659.
- Publication, A. S. (1983). Safety standard for diagnostic ultrasound equipment. *J. Ultrasound Med*, S1 - S50.
- RAMAN, R., & RAO, N. (Nov. de 1994). Pre-enhancement of chirp signal for inverse filtering in medical ultrasound. *Engineering in Medicine and Biology Society, 1994. Engineering Advances: New Opportunities for Biomedical Engineers. Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE*, (pp. 676-677). Baltimore.
- RANGANATH, P., & RAO, S. (2014). Effect of pulse shaping on autocorrelation function of Barker and Frank phase codes. *Journal of Advanced Electrical and Computer Engineering*, 1(1), pp. 22-31.
- RAO, N. A. (Mar. de 1994). Investigation of a pulse compression technique for medical ultrasound: a simulation study. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 32(2), pp. 181-188.
- RAO, N. A., & ABURY, M. (1993). Evaluation of a pulse coding technique for speckle reduction and structure characterization. *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2, pp. 1175-1180.
- SANCHEZ, J. R., & OELZE, M. (2010). A spatially varying pulse compression filter for coded excitation signals. *IEEE Ultrasonics Symposium*, (pp. 371-374). San Diego.
- SHANKAR, P. M. (2000). A General Statistical Model for Ultrasonic Backscattering from Tissues. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 47(3), 727-736.
- SHEN, J., & EBBINI, E. S. (Jan. de 1996). A new coded-excitation ultrasound imaging system - Part I: Basic principles. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 43(1), pp. 131-140.
- SHEN, J., & EBBINI, E. S. (Jan. de 1996). A new coded-excitation ultrasound imaging system - Part II: Operator design. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 43(1), pp. 141-148.
- SHIN-YUAN SU, & PAI-CHI LI. (2010). Photoacoustic signal generation with Golay coded excitation. *IEEE International Ultrasonics Symposium* (pp. 2151-2154). San Diego, USA: IEEE.
- STERGIOPOULOS, S. (2000). *Advanced Signal Processing Handbook: Theory and Implementation for Radar, Sonar, and Medical Imaging Real Time Systems*. CRC Press.
- SUN, Y., KRUSE, D. E., & FERRARA, K. W. (Mar. de 2007). Contrast imaging with chirped excitation. *IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 54(3), pp. 520-529.
- SZABO, T. L. (2004). *Diagnostic ultrasound imaging: inside out*. Amsterdam: Elsevier.
- TAKEUCHI, Y. (1979). An investigation of a spread energy method for medical ultrasound systems. Part one: theory and investigation. *Ultrasonics*, pp. 175-182.
- TANABE, M., YAMAMURA, T., OKUBO, K., & TAGAWA, N. (2011). A novel imaging method of coded THI using multi chirp signals. *IEEE Ultrasonics Symposium*, (pp. 389-392). Orlando.
- TREEBY, B. E., & COX, B. T. (Mar. de 2010). k-Wave: MATLAB toolbox for the simulation and reconstruction of photoacoustic wave-fields. *Journal of Biomedical Optics*, 15(2), p. 021314.
- TREEBY, B. E., JAROS, J., RENDELL, A. P., & COX, B. T. (2012). Modeling nonlinear ultrasound propagation in heterogeneous media with power law absorption using a k-space pseudospectral method. *Journal of the Acoustical Society of America*, 131(6), pp. 4324-4336.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- TROTS, I., NOWICKI, A., SECOMSKI, W., LITNIEWSKI, J., & LEWANDOWSKI, M. (2007). Transducer bandwidth influence on the Golay encoded ultrasound echoes. *IEEE Ultrasonics Symposium*, (pp. 1274-1277). New York.
- TROTS, I., TASINKEVYCH, Y., & NOWICKI, A. (October de 2015). Orthogonal Golay Codes With Local Beam Pattern Correction in Ultrasonic Imaging. *IEEE Signal Processing Letters*, 22(10), pp. 1681-1684.
- TURIN, G. L. (Jun. de 1960). An introduction to matched filters. *IRE Transactions on Information Theory*, 6(3), pp. 311-329.
- VIVAS, G. D. (2006). *Estudo de modelos estatísticos utilizados na caracterização de tecidos por ultra-som*. Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Engenharia Biomédica, Campinas-SP, Brasil.
- WAAG, R., GRAMIAK, R., LEE, P. P., & ASTHEIMER, J. (1976). Digital processing of ultrasound images. *Ultrasound Symp. Proc. IEEE*.
- WELLS, P. N., & HALLIWELL, M. (1981). Speckle in ultrasonic imaging. *Ultrasonics*, 19, pp. 225-229.
- WENG, L., REID, J. M., SHANKAR, P. M., & SOETANTO, K. (1991). Ultrasound speckle analysis based on the K distribution. *Journal of Acoustical Society of America*, 89(6), 2992-2995.
- YOON, C., LEE, W., CHANG, J. H., SONG, T.-K., & YOO, Y. (Oct. de 2013). An efficient pulse compression method of chirp-coded excitation in medical ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 60(10), pp. 2225-2229.
- YORK, G., & KIM, Y. (1999). Ultrasound processing and computing - review and future directions. *Annual Review of Biomedical Engineering*, (pp. 559-588).
- ZHAO, H., MO, L. Y., & GAO, S. (Feb. de 2007). Barker-coded ultrasound color flow imaging theoretical and practical design considerations. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 54(2), pp. 319-331.
- ZHOU, S., WANG, X., JI, J., & WANG, Y. (2014). Ophthalmological ultrasound biometer using Golay-coded pulse excitation. *IEEE 7th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics*, (pp. 76-80). Dalian.
- ZHOU, S., WANG, X., YE, Q., YANG, J., JI, J., & WANG, Y. (2012). Medical high-frequency ultrasound imaging using Golay-coded pulse excitation. *IEEE 5th International Conference on BioMedical Engineering and Informatics*, (pp. 71-75). Chongqing.

APÊNDICE **A**

RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

As figuras a seguir apresentam os resultados das simulações computacionais empregadas nas análises para determinação de um esquema excitação/compressão de pulso adequado para as duas situações de modulação em frequência utilizadas neste trabalho: *chirp* linear tradicional e REC

A organização dos resultados segue a seguinte ordem:

- **Figuras A.1 até A.4:** gráficos da PSLR versus Resolução axial mostrando os resultados obtidos para o tempo de **5 μ s**;
- **Figuras A.5 até A.8:** gráficos da PSLR versus Resolução axial mostrando os resultados obtidos para o tempo de **10 μ s**;
- **Figuras A.9 até A.12:** gráficos da PSLR versus Resolução axial mostrando os resultados obtidos para o tempo de **20 μ s**;

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: **Chirp com tapering**; $T = 5 \mu\text{s}$; Relação BW *chirp*/transdutor: **1,14**.

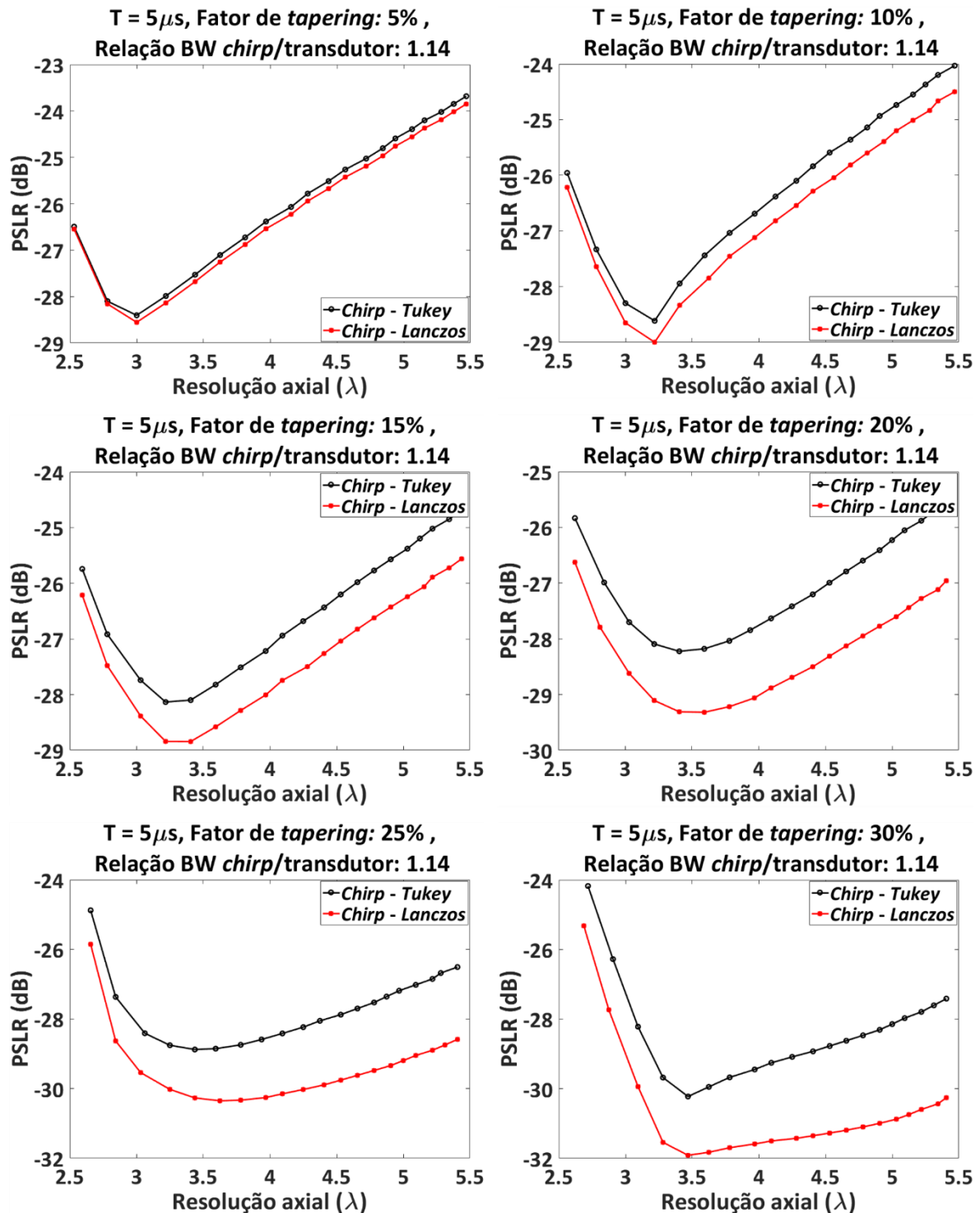


Figura A.1 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação *chirp* com *tapering* de amplitude, com tempo de duração total (T) = $5 \mu\text{s}$ e relação BW *chirp*/transdutor = 1,14.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: *Chirp com tapering*; $T = 5 \mu\text{s}$; Relação BW *chirp*/transdutor: 1,5.

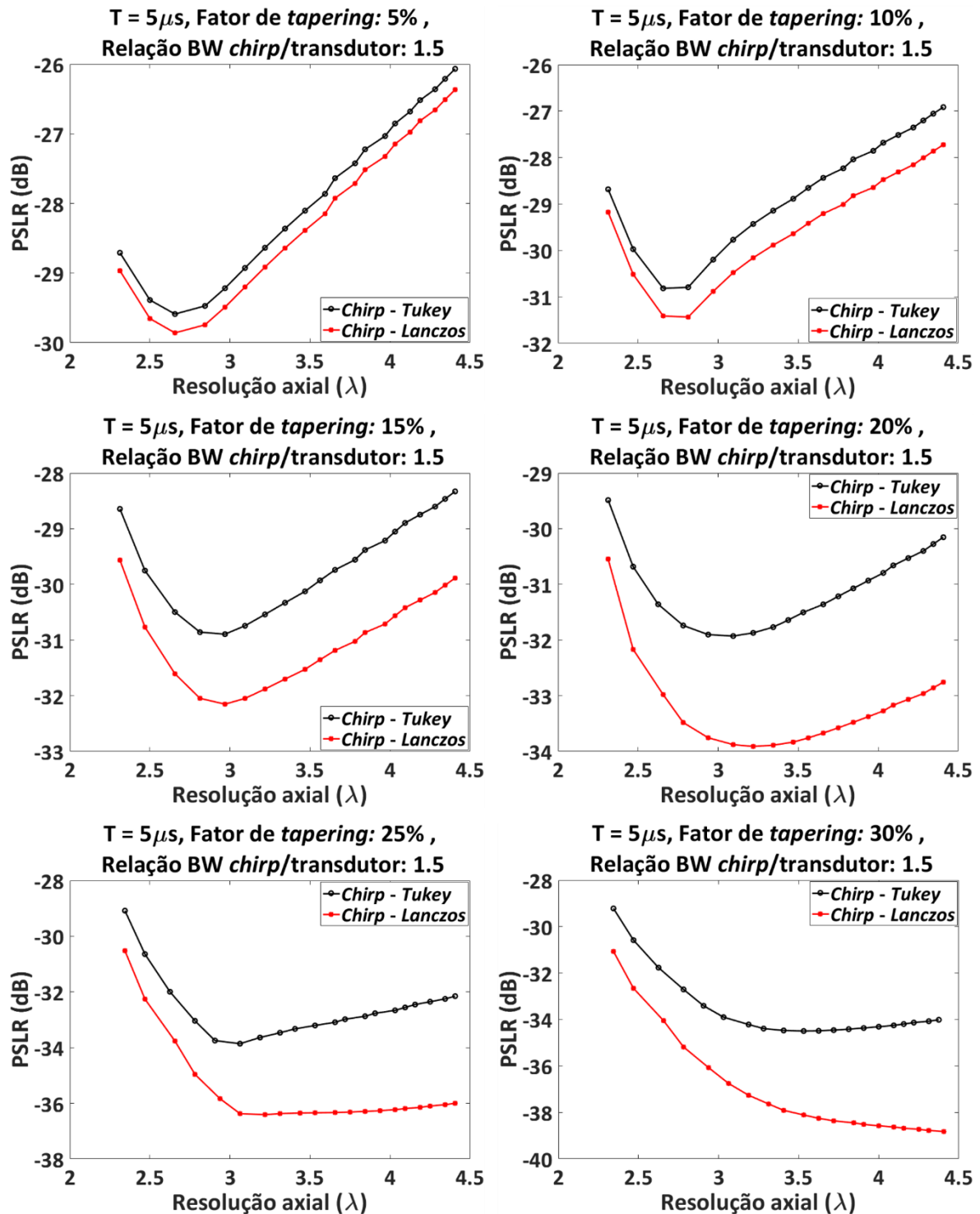


Figura A.2 – Gráficos PSRLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação *chirp* com *tapering* de amplitude, com tempo de duração total (T) = $5 \mu\text{s}$ e relação BW *chirp*/transdutor = 1,5.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: **Chirp com tapering**; $T = 5 \mu s$; Relação BW *chirp*/transdutor: 2,0.

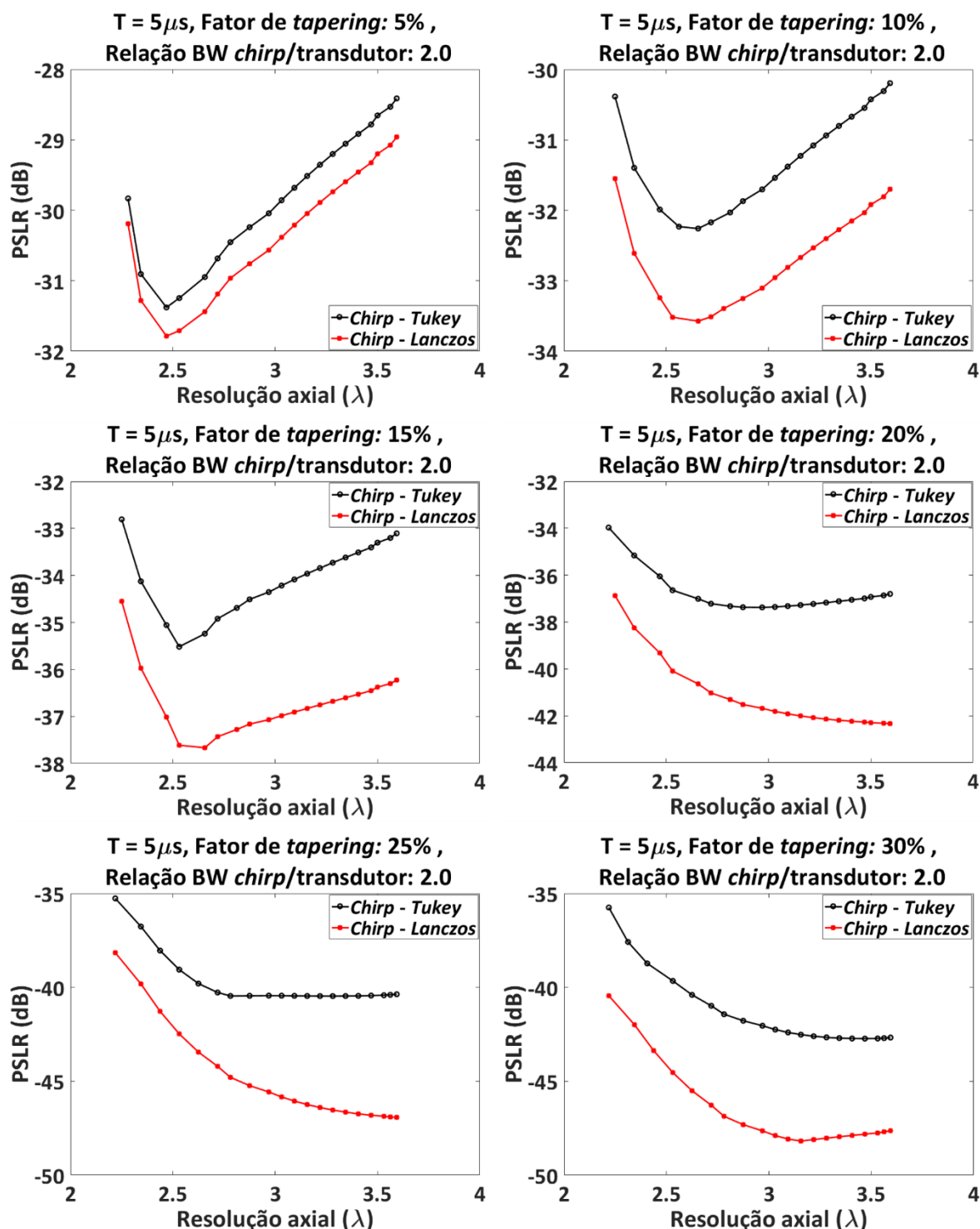


Figura A.3 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação *chirp* com *tapering* de amplitude, com tempo de duração total (T) = 5 μs e relação BW *chirp*/transdutor = 2,0.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: Técnica REC; T = 5 μ s; Relação BW *chirp*/transdutor: 1,0.

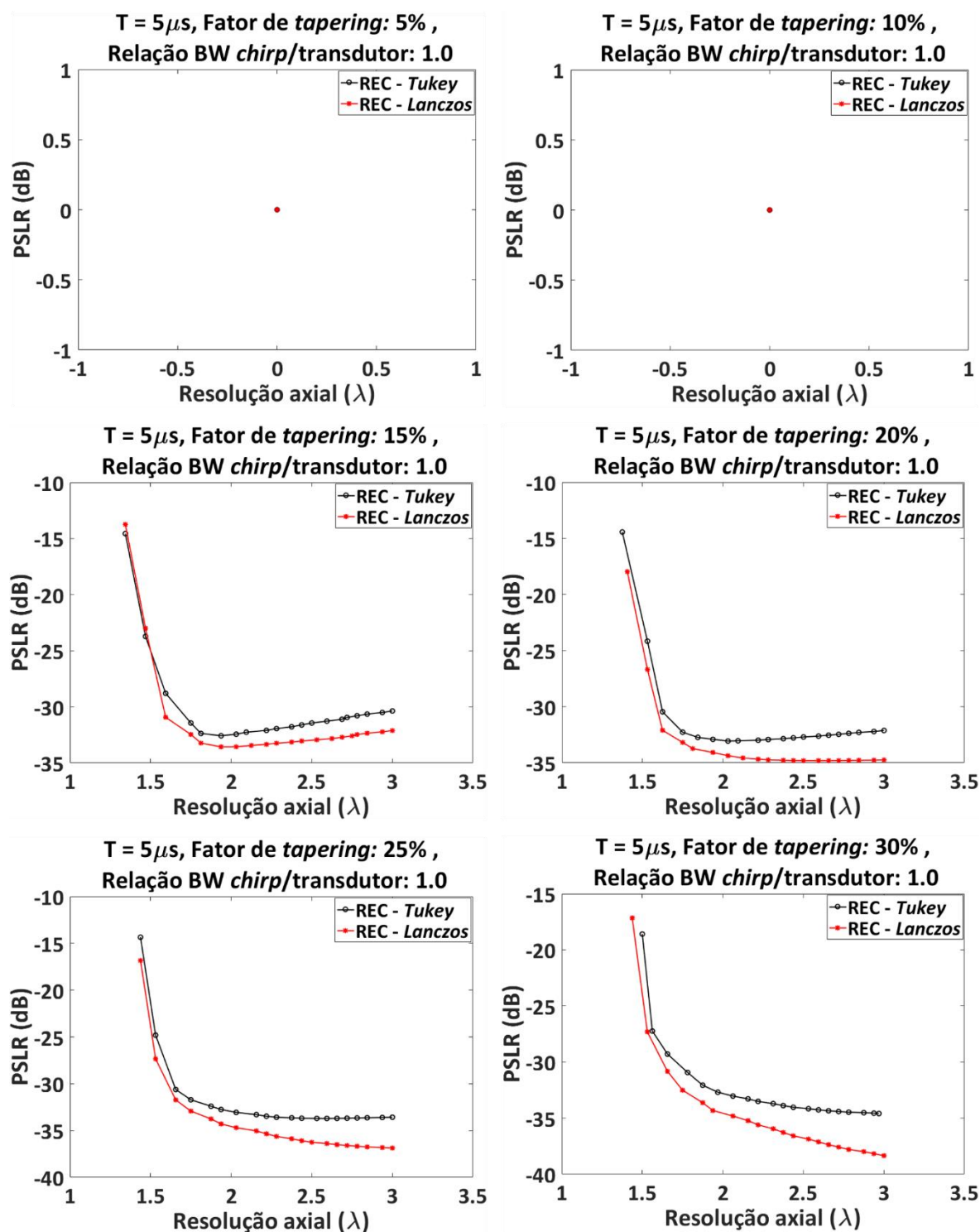


Figura A.4 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de da técnica REC, com tempo de duração total (T) = 5 μ s e relação BW *chirp*/transdutor = 1,0.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: **Chirp com tapering**; $T = 10 \mu s$; Relação BW chirp/transdutor: **1,14**.

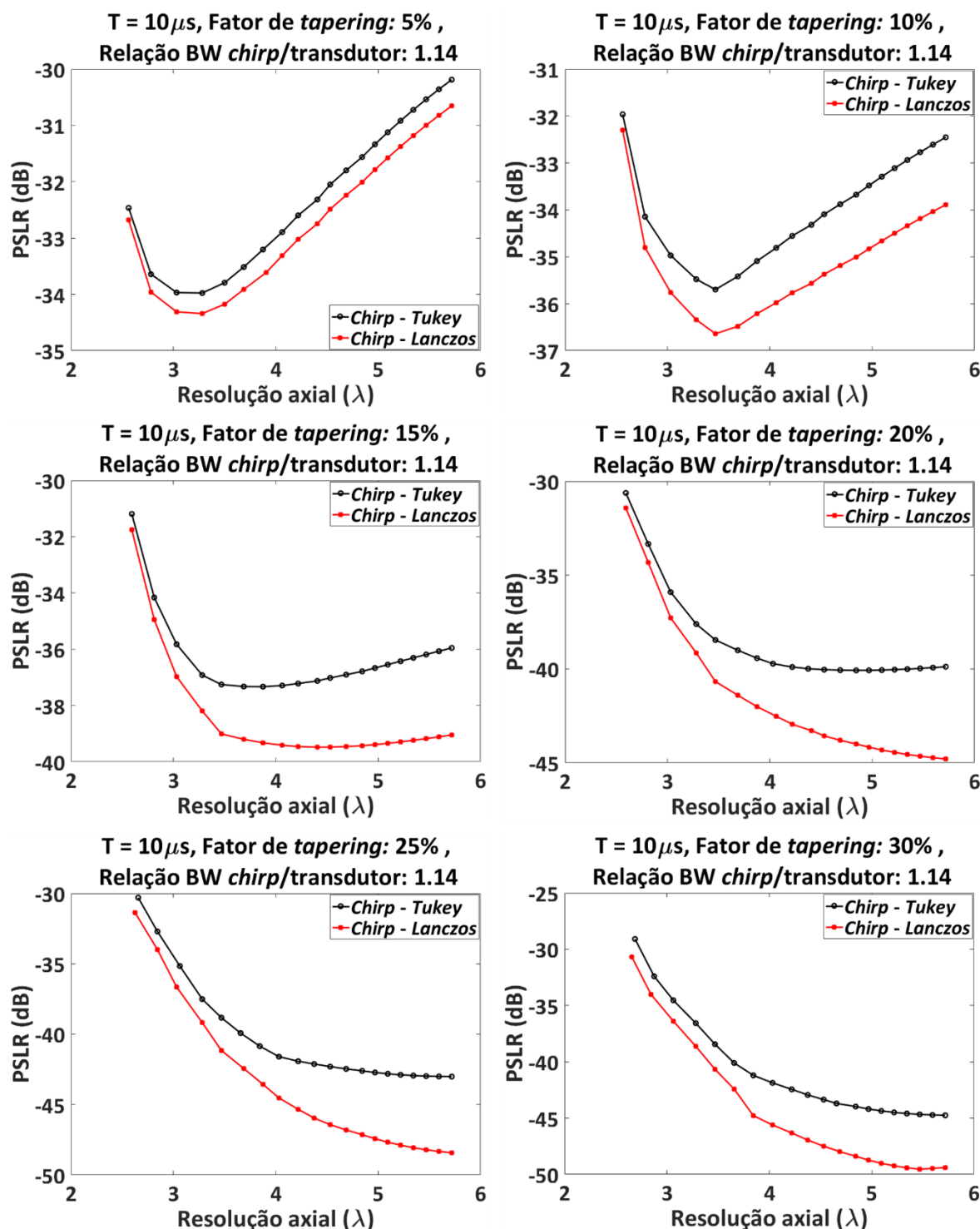


Figura A.5 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = $10 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,14.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: **Chirp com tapering**; $T = 10 \mu s$; Relação BW chirp/transdutor: 1,5.

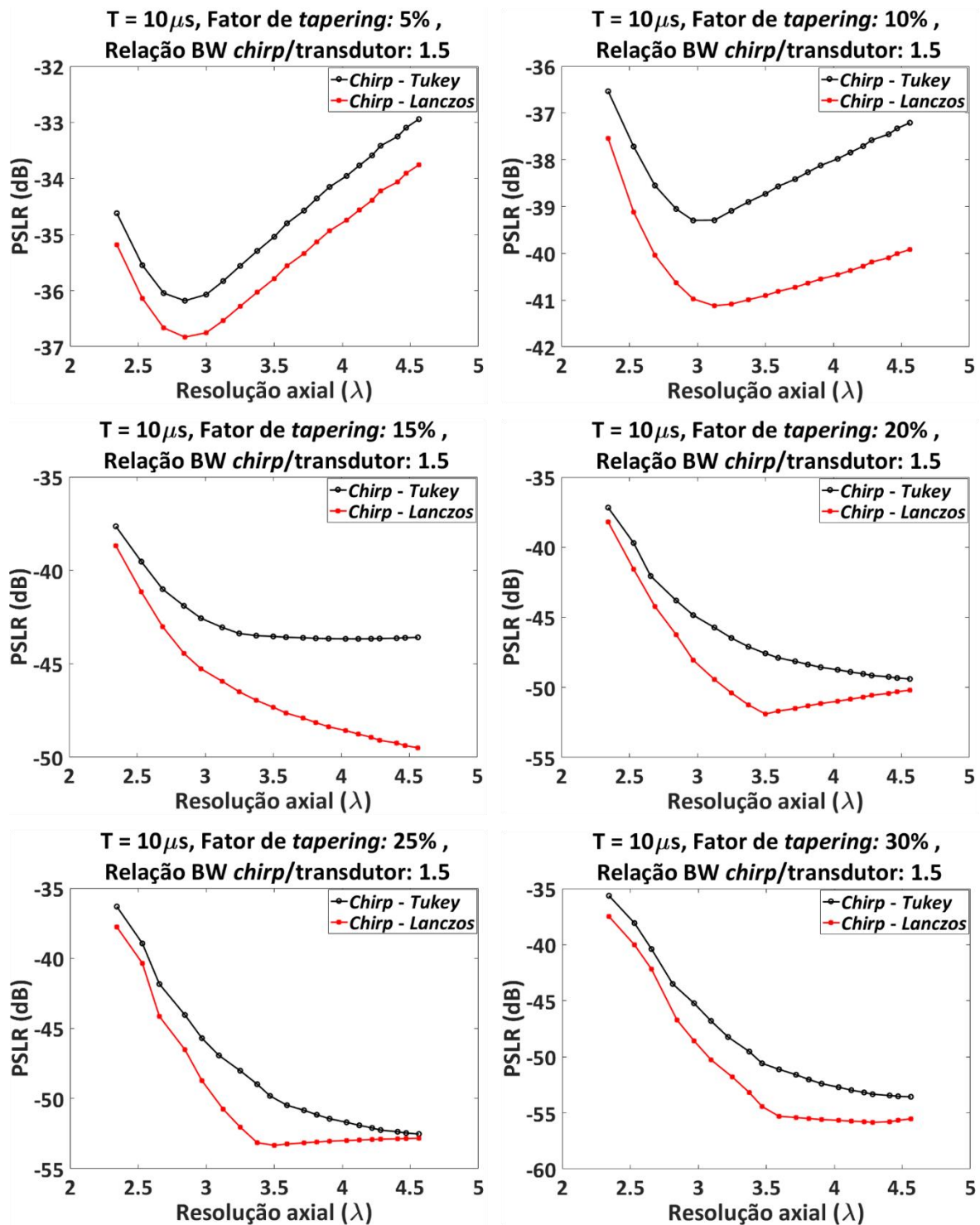


Figura A.6 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = $10 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,5.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: **Chirp com tapering**; $T = 10 \mu s$; Relação BW chirp/transdutor: 2,0.

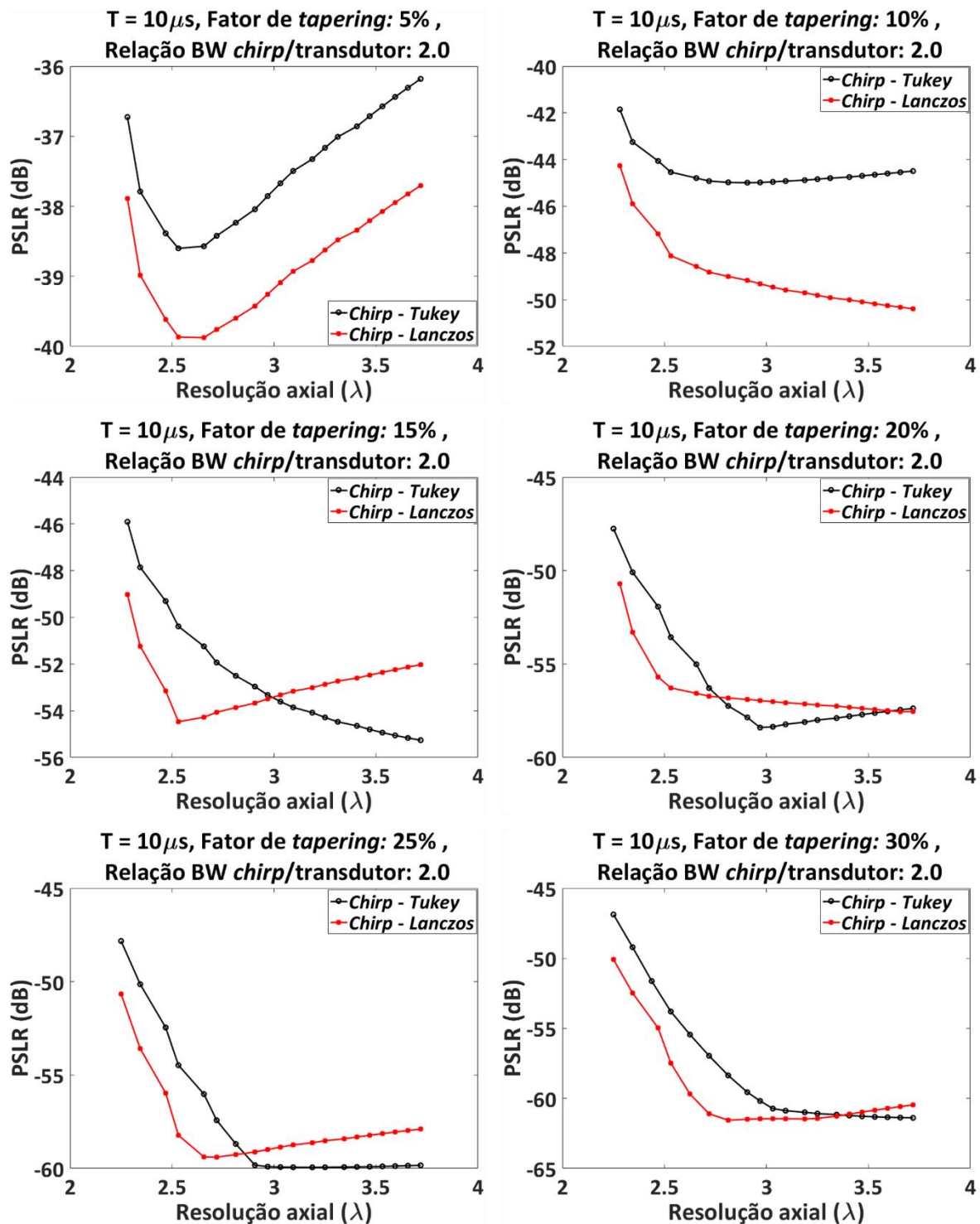


Figura A.7 – Gráficos PSNR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = $10 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 2,0.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: Técnica REC; T = 10 μ s; Relação BW *chirp*/transdutor: 1,0.

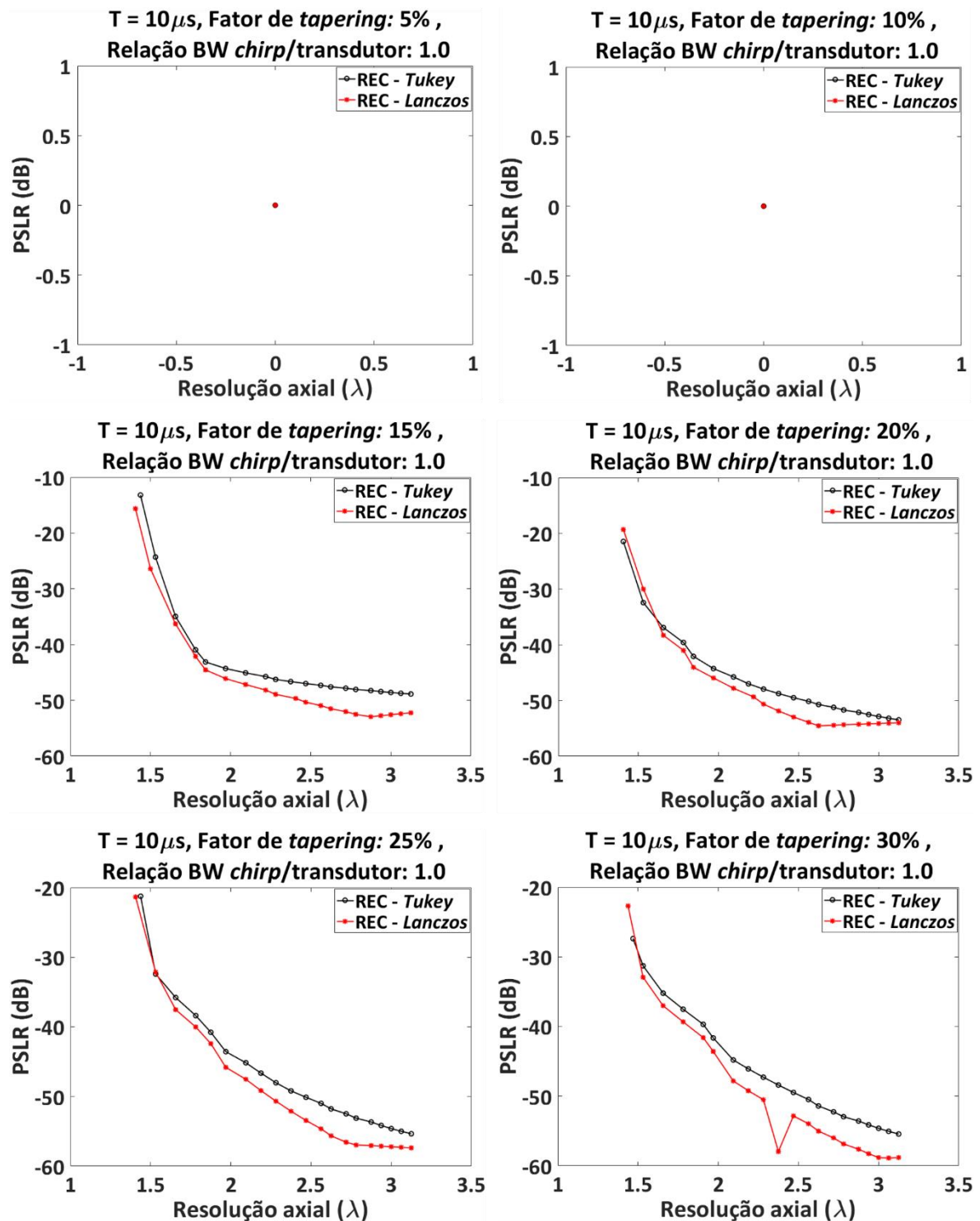


Figura A.8 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de da técnica REC, com tempo de duração total (T) = 10 μ s e relação BW *chirp*/transdutor = 1,0.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: **Chirp com tapering**; $T = 20 \mu s$; Relação BW chirp/transdutor: **1,14**.

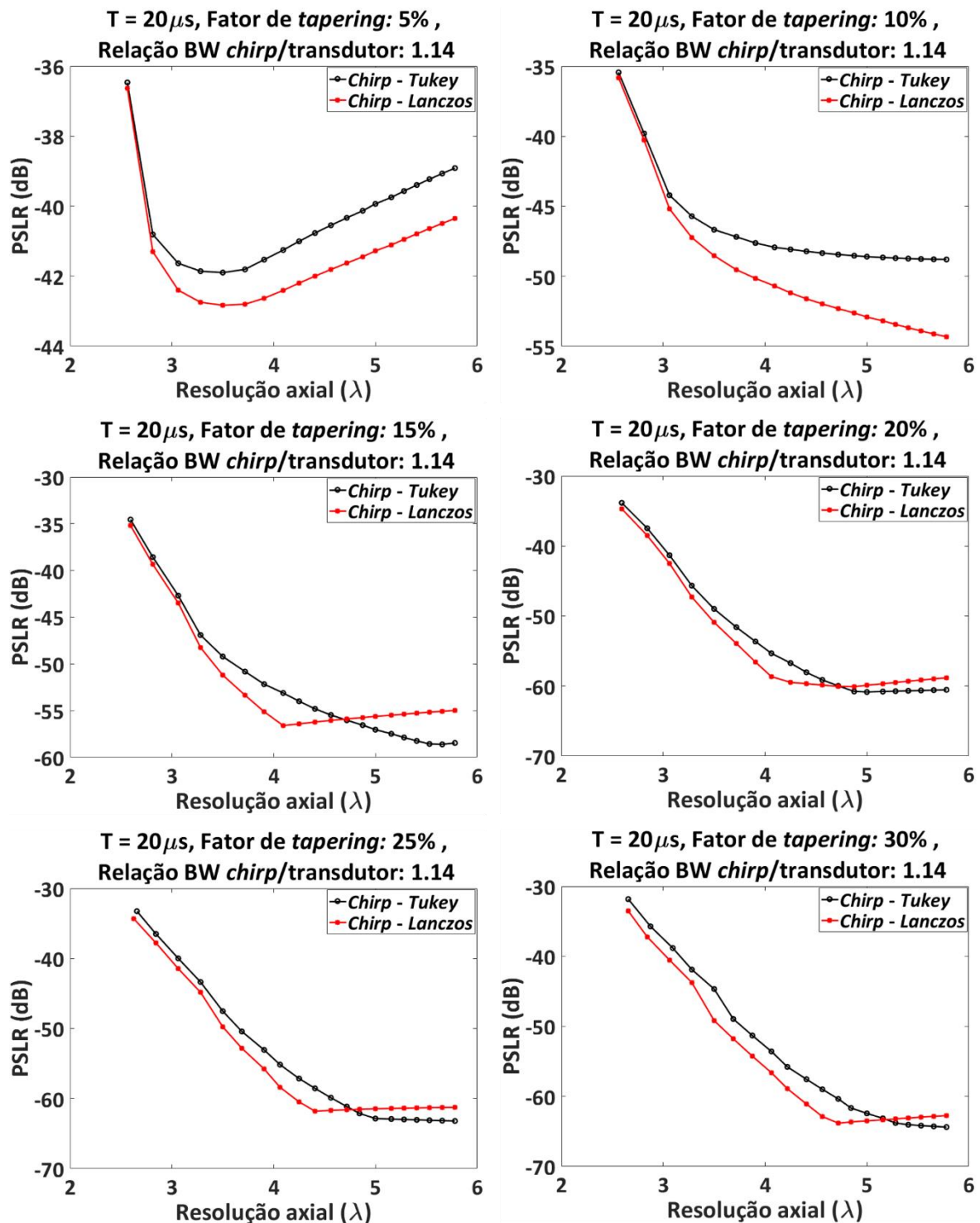


Figura A.9 – Gráficos PSRLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = $20 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,14.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: **Chirp com tapering**; $T = 20 \mu s$; Relação BW chirp/transdutor: 1,5.

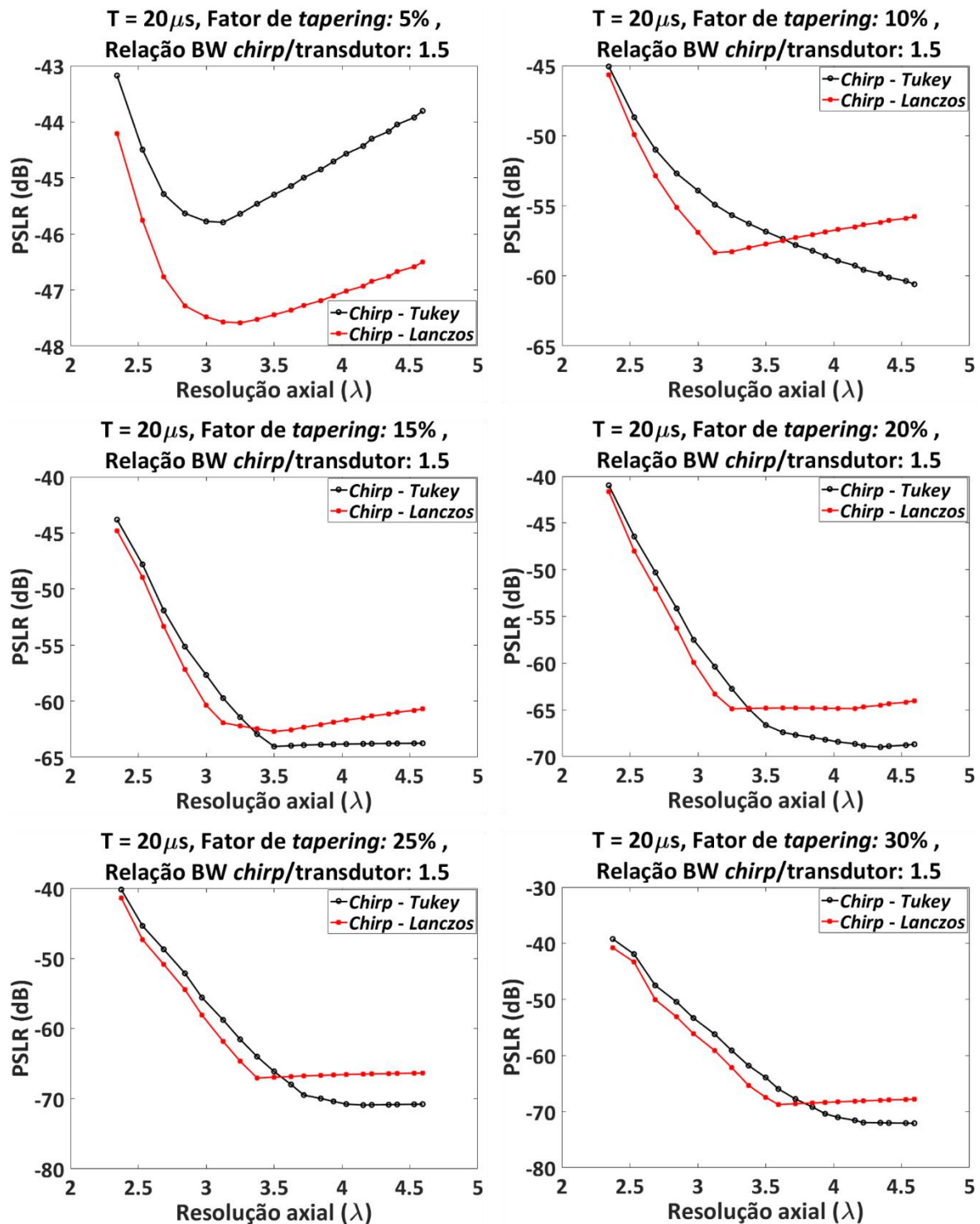


Figura A.10 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = $20 \mu s$ e relação BW chirp/transdutor = 1,5.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: **Chirp com tapering**; $T = 20 \mu s$; Relação BW chirp/transdutor: 2,0.

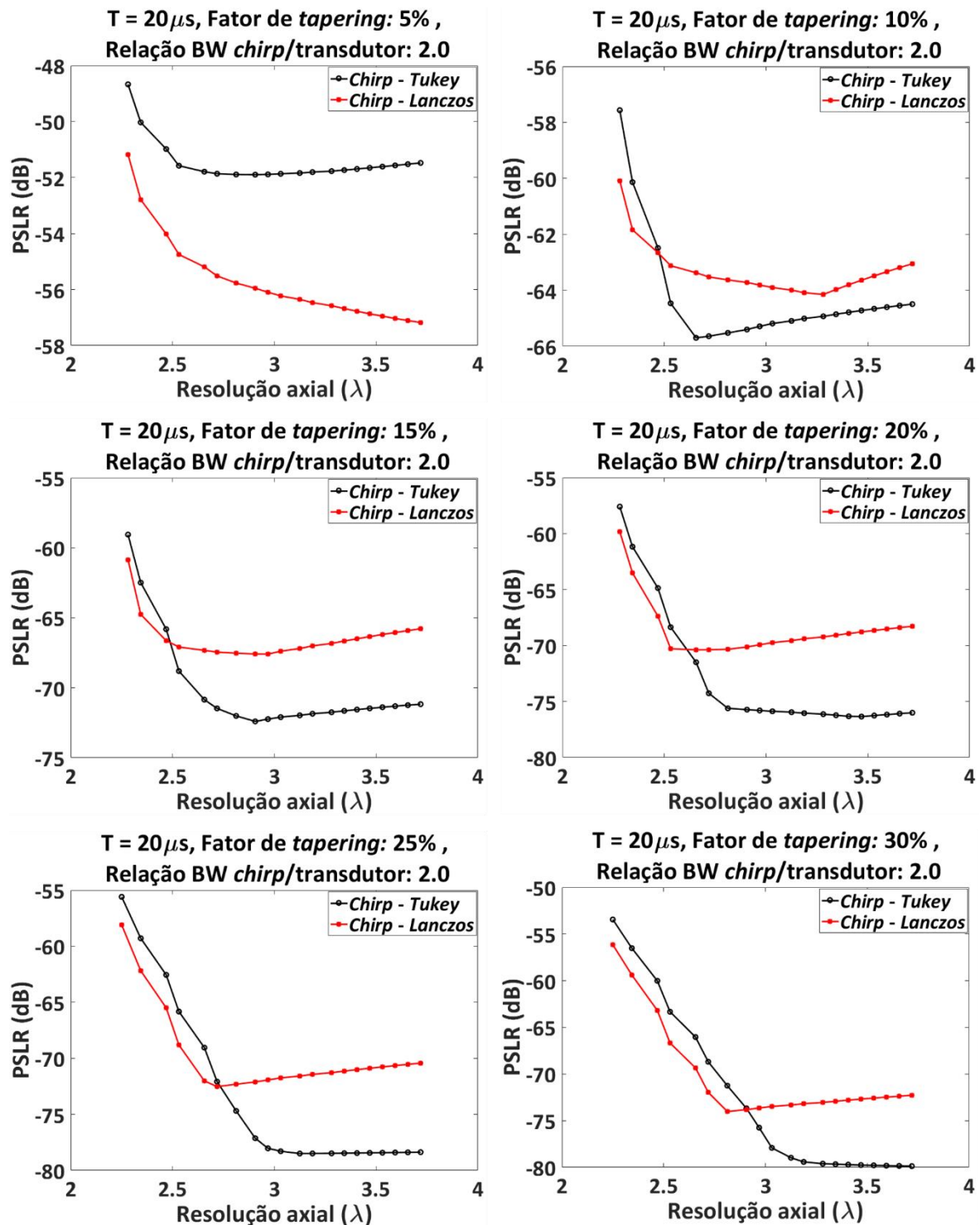


Figura A.11 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de uma excitação chirp com tapering de amplitude, com tempo de duração total (T) = 20 μs e relação BW chirp/transdutor = 2,0.

APÊNDICE A – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- Excitação: Técnica REC; T = 20 μ s; Relação BW *chirp*/transdutor: 1,0.

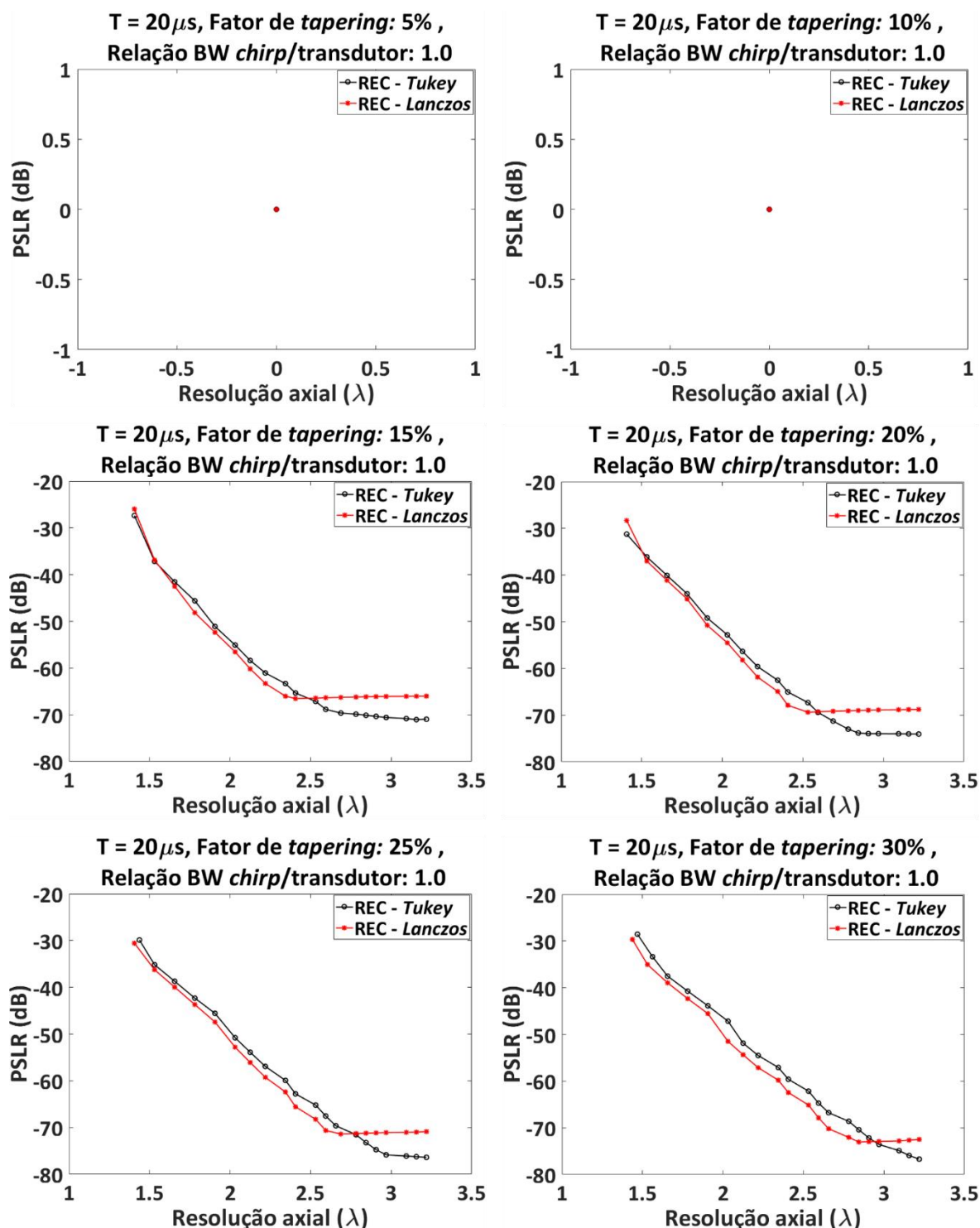


Figura A.12 – Gráficos PSLR vs. Resolução axial, mostrando a variação do comportamento de mecanismos excitação/compressão de pulso em resposta à aplicação de pares de janelamento Tukey/Dolph-Chebyshev e Lanczos/Dolph-Chebyshev, resultante de simulações de da técnica REC, com tempo de duração total (T) = 20 μ s e relação BW *chirp*/transdutor = 1,0.