

Calibração Conjunta de Alcance e Ângulo de Chegada em Radares Automotivos FMCW sem Câmara Anecoica

Híterson Silva, João Rocha, Arthur Laterza, Rafael Silva, Evandro Teixeira, Daniel C. Araújo, Sébastien Rondineau

Resumo—A calibração tradicional de radares automotivos FMCW (Onda Contínua Modulada em Frequência) exige câmara anecoica, instalação onerosa que inviabiliza recalibrações ágeis em fim de linha ou em campo. Este artigo propõe e valida experimentalmente uma metodologia conjunta de calibração de alcance e ângulo de chegada (AoA) para radares de 77 GHz operada em área aberta de baixa refletividade. Uma matriz global estimada por mínimos quadrados absorve simultaneamente o acoplamento mútuo entre as antenas e o descasamento de ganho e fase entre canais, enquanto o multipercurso residual é tratado como ruído estruturado e atenuado pela média das varreduras. Em experimentos com o radar AWR2944EVM, com partição treino/teste de 30%/70% dos ângulos, obteve-se viés residual de alcance de 0,024 m e erro angular máximo reduzido de $4,22^\circ$ para $0,957^\circ$ (desvio padrão de $0,26^\circ$). Os resultados superam os coeficientes nativos do fabricante e viabilizam testes de fim de linha e recalibrações em campo sem instalação especializada.

Palavras-Chave—Radar Automotivo; FMCW; Calibração; Ângulo de Chegada; Mínimos Quadrados.

I. INTRODUÇÃO

A segurança veicular permanece um dos maiores desafios globais de saúde pública: a Organização Mundial da Saúde estima cerca de 1,19 milhão de mortes anuais decorrentes de colisões de trânsito [1], e estudos mostram que grande parcela dessas ocorrências poderia ser evitada por sistemas avançados de assistência ao motorista. Esse panorama tem levado fabricantes e órgãos reguladores a migrar funcionalidades como frenagem autônoma de emergência, controle de cruzeiro adaptativo e detecção de pontos cegos da condição de itens opcionais para conjuntos obrigatórios, ao mesmo tempo em que pavimentam a transição para veículos de direção autônoma [2], [3], [4]. Nesse contexto, o radar veicular emerge como sensor crítico para a percepção, dado seu desempenho robusto em chuva, neblina, poeira e iluminação extrema — cenários em que câmeras e LiDARs apresentam degradação severa [5], [6].

Radares automotivos baseados em onda contínua modulada em frequência (FMCW) consolidaram-se na banda milimétrica de 76–81 GHz após sua liberação regulatória, oferecendo elevada resolução em alcance e a compactação física necessária para integração veicular [7], [8], [9]. A estimativa precisa do ângulo de chegada (AoA) é fundamental para a percepção e demanda algoritmos de processamento de arranjos como classificação de múltiplos sinais (MUSIC), estimação de parâmetros de sinal via técnicas de invariância rotacional (ESPRIT), máxima verossimilhança determinística (DML) ou

abordagens baseadas em transformada discreta de Fourier (DFT) [9], [10]. Imperfeições da placa de circuito impresso e acoplamento mútuo entre antenas adjacentes inserem distorções sistêmicas de fase e amplitude no sinal recebido, deteriorando o estimador angular [11], [12], [13]. Em operação, essas distorções coexistem com reflexões de multipercurso que geram alvos fantasmas [14], enquanto a estimação de alcance sofre vieses proporcionais a não linearidades de rampa e atrasos não compensados na cadeia de radiofrequência (RF) [8], [15].

A literatura de calibração de arranjos mmWave (ondas milimétricas) pode ser estratificada em três correntes principais. (i) Calibração ativa em ambiente controlado: caracteriza os erros posicionando alvos de elevada seção reta radar (RCS) em ângulos conhecidos dentro de uma câmara anecoica e ajustando matrizes globais ou locais de compensação por mínimos quadrados ou inversão direta [11], [16], [17]. Em [16], [17] demonstrou-se que erros dependentes do ângulo de varredura demandam matrizes locais, ao passo que [10] comparou abordagens locais e globais em radar automotivo comercial. A matriz local é mais precisa, porém exige armazenar uma matriz diagonal por ângulo, enquanto a matriz global oferece compromisso favorável ao hardware embarcado. (ii) Auto-calibração e calibração cega: [13] explora a coerência do retorno do solo para auto-calibrar arranjo 3-D atrás de coberturas plásticas, [18] utiliza alvos estacionários de oportunidade, e [12] formula um estimador cego conjunto de acoplamento mútuo, fase e ganho. Essas técnicas dispensam ângulos conhecidos, mas pressupõem cenários ricos em retornos ou modelos paramétricos do meio, dificultando a avaliação quantitativa do erro residual por carência de valor angular de referência. (iii) Calibração de fábrica: cadeias de produção de fabricantes como a *Texas Instruments* (TI) aplicam compensações de ganho/fase canal a canal a partir de um único alvo no broadside, sem modelar o acoplamento mútuo [19].

O denominador comum das correntes (i) e (iii) é a dependência de instalações dedicadas — câmara anecoica ou linha de produção —, cuja replicação em laboratórios universitários, fim de linha de pequenos integradores ou oficinas independentes é logisticamente cara. Já as abordagens cegas (ii), embora elegantes, dificultam aferição do erro residual por carecerem de referência angular controlada. Este artigo propõe e valida experimentalmente uma metodologia conjunta de calibração de alcance e AoA para radares FMCW de 77 GHz que opera

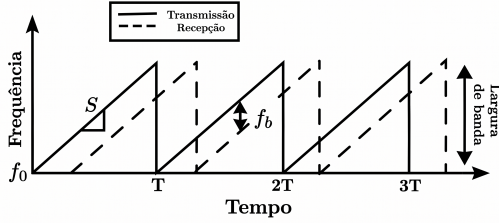


Fig. 1: *Chirps* transmitidos (sólida) e eco atrasado de τ (tracejada); a diferença vertical instantânea entre as rampas é f_b e S é a taxa da rampa.

em área aberta de baixa refletividade, dispensando câmara anecoica e mantendo valor angular de referência controlado por motor de passo. As contribuições são:

- **(C1)** formulação conjunta dos vieses de alcance ΔR e angular $\mathbf{C}$ e sua estimativa por mínimos quadrados em *setup* com motor de passo e refletor de canto;
- **(C2)** comparação direta com a calibração nativa da TI [19], evidenciando que a matriz global proposta supera os coeficientes canal a canal por capturar também o acoplamento mútuo.

Notação: letras minúsculas em itálico (a, R, θ) denotam escalares; minúsculas em negrito ($\mathbf{a}, \mathbf{x}, \mathbf{n}$), vetores coluna; maiúsculas em negrito ($\mathbf{A}, \mathbf{C}, \mathbf{Q}$), matrizes. Os símbolos $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ e $(\cdot)^\dagger$ representam, respectivamente, transposição, transposição conjugada e pseudo-inversa de Moore-Penrose, $[\mathbf{A}]_n$ a n -ésima linha de $\mathbf{A}$, $\|\cdot\|_F$ a norma de Frobenius, $\hat{\cdot}$ um estimador, $\mathbb{C}$ o conjunto dos complexos e $j = \sqrt{-1}$.

II. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

A. Princípio de operação do radar FMCW

Um radar FMCW transmite uma sequência periódica de *chirps*, sinais cuja frequência instantânea varia linearmente com o tempo segundo $f_{Tx}(t) = f_0 + St$, com f_0 sendo a frequência inicial e S a taxa da rampa, conforme ilustra a Fig. 1. O sinal refletido por um alvo a distância R retorna após o atraso $\tau = 2R/c$ (com c sendo a velocidade da luz) e, ao ser misturado com uma cópia do sinal transmitido e filtrado em passa-baixas, produz um sinal de frequência intermediária (IF) cuja frequência de batimento, dada pela diferença vertical instantânea entre as rampas de transmissão e recepção na Fig. 1, é

$$f_b = S\tau = \frac{2SR}{c}, \quad (1)$$

proporcional ao alcance. Estimar R reduz-se, portanto, a estimar τ por meio de f_b .

Em um arranjo arranjo linear uniforme (ULA) de N_{rx} antenas com espaçamento d , a fase relativa entre antenas codifica o AoA θ do alvo por meio do vetor de direção $\mathbf{a}(\theta) \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times 1}$, de componentes $a_n(\theta) = e^{j2\pi d n \sin \theta / \lambda}$, $n = 0, \dots, N_{rx}-1$, sendo $\lambda = c/f_0$ [20]. Cada *chirp* é digitalizado por conversor analógico-digital (ADC) em N_s amostras e N_c *chirps* consecutivos forma um *frame*, organizando os dados em um cubo $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_c \times N_s}$ indexado, respectivamente, pela antena no eixo espacial, pelo índice de chirp no eixo de tempo lento e pelo índice de amostra dentro do *chirp* no eixo de tempo rápido.

A estimação dos parâmetros do alvo explora cada eixo do cubo. Uma transformada rápida de Fourier (FFT) ao longo do tempo rápido revela picos na frequência de batimento, de onde se extrai o alcance

$$\hat{R} = \frac{c k_R f_s}{2 S N_s}, \quad (2)$$

com k_R o índice do *bin* de pico e f_s a taxa de amostragem. Selecionado o *bin* do alvo, uma segunda FFT sobre o eixo espacial converte a fase relativa entre antenas em AoA,

$$\hat{\theta} = \arcsen\left(\frac{k_\theta \lambda}{N_{FFT} d}\right), \quad (3)$$

podendo ser substituída por MUSIC, ESPRIT ou DML quando a resolução angular nativa do arranjo é insuficiente [10].

B. Modelo de calibração e impacto sobre as estimativas

Dois desvios sistêmicos do hardware corrompem as estimativas anteriores. Para um alvo isolado em (R, θ) , o sinal de IF na n -ésima antena pode ser escrito como

$$s_{IF}^{(n)}(t) = \alpha [\mathbf{C} \mathbf{a}(\theta)]_n e^{j2\pi(f_b + \Delta f_b)t} + w_n(t), \quad (4)$$

em que α é uma amplitude complexa, $w_n(t)$ o ruído, e $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{rx}}$ a matriz que agrega o acoplamento mútuo entre antenas e o descasamento de ganho e fase entre canais de recepção [11]. O viés temporal $\Delta\tau$, originado por não linearidades da rampa e atrasos não compensados na cadeia de RF, desloca a frequência de batimento por $\Delta f_b = 2S\Delta R/c$, com $\Delta R = c\Delta\tau/2$.

O impacto sobre a estimativa de alcance é direto: o pico da FFT em tempo rápido desloca-se de f_b para $f_b + \Delta f_b$ e

$$\hat{R} = R + \Delta R + \eta_R, \quad (5)$$

com η_R a componente aleatória de medição. O viés ΔR é constante de frame para frame e manifesta-se como um *offset* sistêmico aditivo no alcance estimado.

O impacto angular é menos trivial. Em ambiente não controlado, o sinal é contaminado por reflexões de multipercurso vindas do solo, estruturas próximas e difrações. Sejam P caminhos parasitas com ganhos complexos $\{\beta_p\}_{p=1}^P$ chegando dos ângulos $\{\phi_p\}_{p=1}^P$. Após a FFT em tempo rápido sobre (4) e a seleção do *bin* de alcance do alvo, o vetor espacial efetivamente medido é

$$\mathbf{x}(\theta) = \mathbf{C} [\alpha \mathbf{a}(\theta) + \sum_p \beta_p \mathbf{a}(\phi_p)] + \mathbf{n}, \quad (6)$$

em que $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times 1}$ é o ruído espacial. A FFT aplicada a $\mathbf{x}(\theta)$, em vez de $\mathbf{a}(\theta)$, deforma o pico angular: $\mathbf{C}$ introduz deriva e dispersão do estimador, enquanto os termos de multipercurso produzem picos espúrios.

Em radares mmWave, a potência da componente direta domina as reflexões: a baixa refletividade do asfalto em 77 GHz, o espalhamento difuso típico de superfícies rugosas e a atenuação acentuada com a distância resultam em $|\beta_p| \ll |\alpha|$. No limite $\beta_p \rightarrow 0$, recupera-se o cenário ideal de calibração em câmara anecoica, $\mathbf{x}(\theta) = \alpha \mathbf{C} \mathbf{a}(\theta) + \mathbf{n}$.

O problema de calibração consiste, portanto, em (i) estimar o viés ΔR que afeta (5) e (ii) estimar uma matriz $\mathbf{Q} \approx \mathbf{C}^{-1}$ tal que $\mathbf{Q} \mathbf{x}(\theta) \approx \mathbf{a}(\theta)$, mesmo na presença do termo residual de multipercurso.

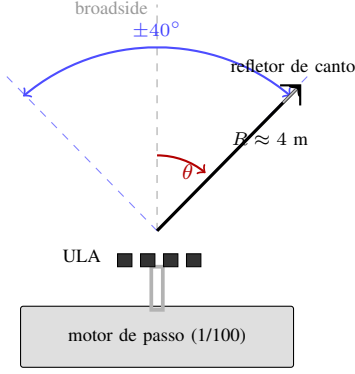


Fig. 2: Geometria do setup de calibração angular.

III. METODOLOGIA DE CALIBRAÇÃO

A. Calibração de alcance

Sejam K medições $\{(R_k, \hat{R}_k)\}_{k=1}^K$ obtidas para alvos posicionados em distâncias verdadeiras R_k conhecidas. Substituindo cada par no modelo (5), ΔR é estimado pela minimização do erro quadrático médio entre o alcance medido e o alcance verdadeiro acrescido do viés desconhecido,

$$\widehat{\Delta R} = \arg \min_{\Delta R} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\hat{R}_k - R_k - \Delta R)^2, \quad (7)$$

cujas solução fechada [15] é a média dos resíduos

$$\widehat{\Delta R} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\hat{R}_k - R_k). \quad (8)$$

Em operação, a distância corrigida é $R_{corr} = \hat{R} - \widehat{\Delta R}$.

B. Calibração angular

A geometria adotada para a aquisição dos dados de calibração angular é ilustrada na Fig. 2: o radar gira sobre um motor de passo enquanto um refletor de canto, fixo a aproximadamente 4 m, fornece um alvo pontual de elevada RCS para varrer ângulos no intervalo $\theta \in [-40^\circ, +40^\circ]$.

Coletando medições em J ângulos distintos $\{\theta_j\}_{j=1}^J$, definem-se $\mathbf{A}_{ideal} = [\mathbf{a}(\theta_1) \cdots \mathbf{a}(\theta_J)]$ e $\mathbf{A}_{medido} = [\mathbf{x}(\theta_1) \cdots \mathbf{x}(\theta_J)]$, e empilha-se coluna a coluna o modelo do sinal recebido na forma matricial $\mathbf{A}_{medido} = \mathbf{C}(\mathbf{A}_{ideal} + \mathbf{M}) + \mathbf{N}$, em que $\mathbf{M} = [\mathbf{m}_1 \cdots \mathbf{m}_J]$ com $\mathbf{m}_j = \sum_p \beta_{p,j} \mathbf{a}(\phi_{p,j})$ agrega as contribuições de multipercurso na j -ésima varredura, e $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times J}$ é o ruído espacial. Procura-se uma matriz $\mathbf{Q} \approx \mathbf{C}^{-1}$ tal que $\mathbf{Q} \mathbf{A}_{medido} \approx \mathbf{A}_{ideal}$. Adotando o critério de minimização do erro quadrático médio matricial sob a norma de Frobenius,

$$\hat{\mathbf{Q}} = \arg \min_{\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{rx}}} \|\mathbf{A}_{ideal} - \mathbf{Q} \mathbf{A}_{medido}\|_F^2, \quad (9)$$

cujas solução fechada é [16]

$$\hat{\mathbf{Q}} = \mathbf{A}_{ideal} \cdot \mathbf{A}_{medido}^\dagger, \quad (10)$$

em que $\mathbf{A}_{medido}^\dagger$ é a pseudo-inversa de Moore-Penrose. Substituindo o modelo com multipercurso em (9), a aplicação de

Algorithm 1 Calibração conjunta de alcance e AoA

Require: Distâncias $\{R_k\}_{k=1}^K$ aferidas por trena a laser; ângulos de treino $\{\theta_j\}_{j=1}^J$ impostos pelo motor de passo; refletor de canto de RCS elevada

Ensure: Viés de alcance ΔR e matriz angular $\hat{\mathbf{Q}}$

Etapa 1 — Calibração offline de alcance:

- 1: **for** $k = 1, \dots, K$ **do**
- 2: Posicionar refletor a R_k no eixo broadside
- 3: Adquirir cubo de dados; aplicar FFT em tempo rápido
- 4: $\hat{R}_k \leftarrow$ alcance do bin de maior magnitude após detecção
- 5: **end for**
- 6: $\widehat{\Delta R} \leftarrow \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\hat{R}_k - R_k)$ ▷ cf. (8)

Etapa 2 — Calibração offline angular:

- 7: **for** $j = 1, \dots, J$ **do**
- 8: Girar radar para θ_j via motor de passo
- 9: Adquirir cubo; aplicar FFT em tempo rápido
- 10: Selecionar bin de alcance do refletor
- 11: Integrar coerentemente os chirps do frame
- 12: $\mathbf{x}(\theta_j) \leftarrow$ vetor espacial complexo em $\mathbb{C}^{N_{rx} \times 1}$
- 13: **end for**
- 14: $\mathbf{A}_{ideal} \leftarrow [\mathbf{a}(\theta_1) \cdots \mathbf{a}(\theta_J)]$
- 15: $\mathbf{A}_{medido} \leftarrow [\mathbf{x}(\theta_1) \cdots \mathbf{x}(\theta_J)]$
- 16: $\hat{\mathbf{Q}} \leftarrow \mathbf{A}_{ideal} \mathbf{A}_{medido}^\dagger$ via SVD ▷ cf. (10)

Etapa 3 — Operação online (embarcada):

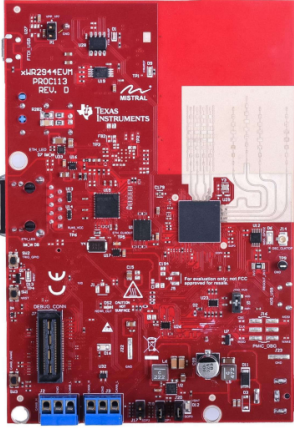
- 17: **for** cada frame recebido **do**
- 18: Obter $\hat{R}$ e $\mathbf{x}$ do cubo de dados
- 19: $R_{corr} \leftarrow \hat{R} - \widehat{\Delta R}$ ▷ correção de alcance
- 20: $\tilde{\mathbf{x}} \leftarrow \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{x}$ ▷ correção angular
- 21: $Y[k] \leftarrow \text{DFT}_{N_{FFT}}(\tilde{\mathbf{x}})$; $k_{max} \leftarrow \arg \max_k |Y[k]|$
- 22: $\hat{\theta} \leftarrow \arcsen(k_{max} \lambda / (N_{FFT} d))$
- 23: **end for**
- 24: **return** ($R_{corr}, \hat{\theta}$)

$\hat{\mathbf{Q}}$ ao sinal medido fornece $\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{A}_{medido} = (\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{C}) \mathbf{A}_{ideal} + (\hat{\mathbf{Q}} \mathbf{C}) \mathbf{M} + \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{N}$. Como a rotação do radar entre varreduras altera a iluminação do entorno, as colunas de $\mathbf{M}$ são aproximadamente descorrelacionadas, e o estimador de mínimos quadrados as trata como ruído estruturado: a contribuição é atenuada na média, com decaimento da ordem $1/\sqrt{J}$, e remanesce apenas como um piso de erro angular após calibração. Em operação, todo vetor recebido é pré-multiplicado por $\hat{\mathbf{Q}}$ e o AoA é estimado aplicando a DFT sobre o vetor corrigido $\tilde{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{x}$, $Y[k] = \sum_{n=0}^{N_{rx}-1} \tilde{x}[n] e^{-j2\pi kn/N_{FFT}}$, mapeando o índice de pico k_{max} em $\theta = \arcsen(k_{max} \lambda / (N_{FFT} d))$.

O Algoritmo 1 sintetiza a aquisição dos dados de calibração e o cálculo de $\widehat{\Delta R}$ e $\hat{\mathbf{Q}}$, bem como a sua aplicação em operação. As etapas *offline* de aquisição e estimação são executadas uma única vez no setup da Fig. 2, ao passo que as etapas *online* são embarcadas no processador do radar.

C. Calibração fornecida pela TI

A TI fornece um método de calibração próprio para seus radares, baseado na compensação de fase e ganho dos canais virtuais, que não considera o acoplamento mútuo entre antenas. O procedimento posiciona um refletor de canto a uma distância conhecida em frente ao radar, com elevação e azimuth em 0° , e aplica o algoritmo de calibração para obter os coeficientes de compensação. Tomando o sinal complexo $x_0 = A_0 e^{j\phi_0}$ da primeira antena virtual como referência, cada antena i recebe um coeficiente $C_i = x_0/x_i = (A_0/A_i) e^{j(\phi_0 - \phi_i)}$ [19], que equaliza o ganho e zera a diferença de fase relativa.



(a) Radar AWR2944EVM (TI).



(b) Ambiente de coleta.

Fig. 3: Sensor utilizado e ambiente de coleta dos dados de calibração.

TABELA I: Configuração dos parâmetros do radar AWR2944EVM.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Antenas TX	1	Amostras ADC	256
Antenas RX	4	f_s	10 Msps
f_0	77 GHz	T_{rampa}	60 μ s
Banda	0,767 GHz	Frames	1
Resol. R	0,195 m	Chirps/frame	128
Slope	29,98 MHz/ μ s	R_{max}	25 m

IV. MEDIÇÕES E RESULTADOS

A. Ambiente de medições e calibração

As medições de alcance e AoA foram realizadas em um estacionamento aberto e desocupado, para reduzir reflexões parasitas. A Fig. 3 ilustra o ambiente de coleta, e a Tab. I resume a configuração do radar AWR2944EVM da TI.

Para a calibração de alcance, realizaram-se 6 medições em distâncias de 2 a 12 m, com passo de 2 m, aferidas com trena a laser entre o radar e o refletor de canto.

Na calibração do AoA, o *setup* seguiu as recomendações de [11] para radares mmWave. O radar foi montado sobre um motor de passo com redução 1/100, garantindo precisão de $0,5^\circ$ por medição, com o refletor de canto fixado a aproximadamente 4 m. As varreduras cobriram o intervalo $\theta \in [-40^\circ, +40^\circ]$. A calibração da TI foi realizada no mesmo ambiente, obtendo-se os coeficientes de compensação de fase e ganho para comparação.

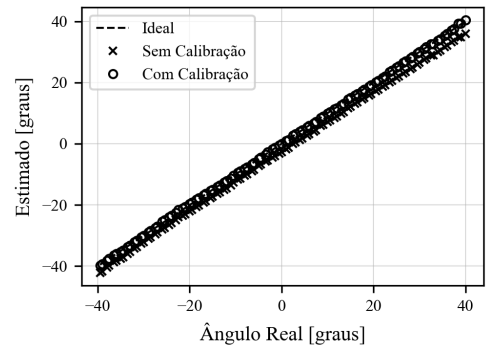
B. Resultados das Calibrações

Os resultados para a calibração de alcance, com base no algoritmo de [15], estão na Tab. II. Para o AoA, utilizaram-se 30% dos ângulos medidos na estimativa de $\hat{\mathbf{Q}}$, sendo os 70% restantes reservados para avaliação. A Fig. 4a apresenta as estimativas de AoA com e sem calibração contra os ângulos verdadeiros e a Fig. 4b o erro angular correspondente: sem calibração, o erro máximo atinge $4,228^\circ$, sendo reduzido para $0,9577^\circ$ após a aplicação de $\hat{\mathbf{Q}}$, com viés médio de $-0,0112^\circ$ e desvio padrão de $0,2606^\circ$. Por fim, a Fig. 5 confronta os ângulos 0° , 10° e 20° medidos sem calibração, com a calibração da TI e com a matriz global em cenário distinto: o

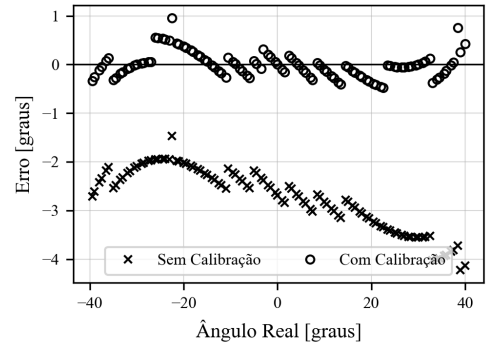
TABELA II: Calibração de alcance: medições e estatísticas do viés.

Alcance (m)	Real (m)	Radar (FFT) (m)	Erro Rel. (%)
2	2,00	1,95	2,59
4	4,02	4,10	1,91
6	6,02	6,25	3,66
8	8,01	8,01	0,08
10	10,00	9,97	0,31
12	11,99	11,92	0,65

Estatística	Valor (m)
Viés estimado $\widehat{\Delta R}$	0,0242
Média do erro	0,0000
Desvio padrão do erro	0,1024



(a) Ângulos estimados com e sem calibração.



(b) Erro angular correspondente.

Fig. 4: Desempenho da calibração angular nos 70% de ângulos reservados para validação.

erro angular máximo foi de $0,84^\circ$ para a matriz global e de aproximadamente 2° para os coeficientes de compensação da TI.

C. Análise dos Resultados

Na calibração de alcance, observa-se na Tab. II uma diferença absoluta máxima de cerca de 23 cm entre a medida real e a estimada pelo radar para o alvo a 6 m. Considerando a resolução teórica de alcance de 19,53 cm, conclui-se que o radar opera próximo do seu limite físico de resolução. A estimativa de viés resultou em apenas 2,4 cm com desvio padrão do erro de 10,24 cm, o que caracteriza o erro como um *offset* sistêmico, não aleatório, passível de cancelamento por *software*.

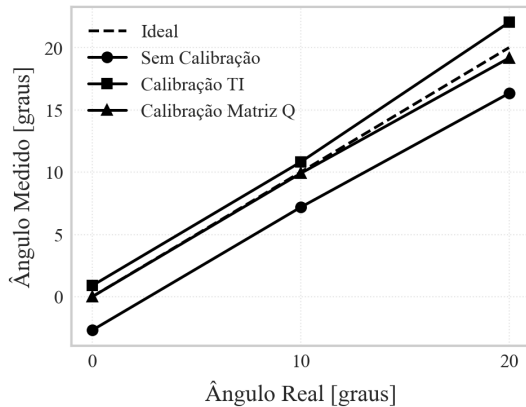


Fig. 5: Comparação dos ângulos 0° , 10° e 20° sem calibração, com matriz global e com TI.

Para o AoA, $\hat{Q}$ reduz o erro angular máximo de $4,228^\circ$ para $0,9577^\circ$, com desvio padrão de $0,26^\circ$. Estimada com 30% dos ângulos e avaliada nos 70% restantes, a matriz corrobora [10] de que não é necessário coletar todos os ângulos para uma calibração global confiável por mínimos quadrados. A Fig. 4b confirma a compensação: a curva sem calibração é oscilatória — efeito do acoplamento mútuo e do descasamento entre canais —, enquanto a calibrada concentra-se em torno de zero. O baixo desvio padrão residual também valida a hipótese $|\beta_p| \ll |\alpha|$ da Seção II: o multipercorso pelo asfalto em 77 GHz mantém-se abaixo do sinal direto, sendo tratado como ruído estruturado e atenuado na média das varreduras. A Fig. 5 reforça esse efeito ao mostrar que a matriz global supera os coeficientes de ganho/fase da TI, por capturar também o acoplamento mútuo entre antenas.

V. CONCLUSÕES

Apresentou-se uma calibração conjunta de alcance e AoA para radares FMCW de 77 GHz que dispensa câmara anecoica e valida as premissas da Seção II. O desvio padrão residual de $0,26^\circ$ corrobora $|\beta_p| \ll |\alpha|$, justificando a operação em ambiente aberto; o erro angular máximo de $0,96^\circ$ com partição treino/teste 30%/70% confirma que a matriz global compensa acoplamento mútuo e descasamento de canais sem coleta exaustiva; e a redução de 2° para $0,84^\circ$ frente à TI evidencia a relevância de capturar o acoplamento mútuo. Com viés residual de $0,024$ m, os resultados habilitam recalibrações em campo sem instalação especializada. Trabalhos futuros incluem comparação com calibração controlada e estimadores de alta resolução.

AGRADECIMENTOS

Este projeto de pesquisa é realizado sob o Acordo de Parceria nº 23106.086591/2023-16, com o objetivo de fomentar a pesquisa, o desenvolvimento e a inovação, firmado pelas ICTs USP, UnB e UFPE. Os autores agradecem à Stellantis, Renault do Brasil, BlueGrid Ltda., Intelbras S.A., Omnisys Engenharia Ltda. e Tecsyst do Brasil Industrial pelo apoio ao projeto, e à FUNDEP pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] World Health Organization, “Global Status Report on Road Safety 2023,” World Health Organization, Geneva, Switzerland, rel. técn., 2023.
- [2] I. Bilik, O. Longman, S. Villeval e J. Tabrikian, “The Rise of Radar for Autonomous Vehicles: Signal Processing Solutions and Future Research Directions,” *IEEE Signal Process. Mag.*, v. 36, n. 5, pp. 20–31, 2019.
- [3] S. Sun, A. P. Petropulu e H. V. Poor, “MIMO Radar for Advanced Driver-Assistance Systems and Autonomous Driving: Advantages and Challenges,” *IEEE Signal Process. Mag.*, v. 37, n. 4, pp. 98–117, 2020.
- [4] C. Waldschmidt, J. Hasch e W. Menzel, “Automotive Radar — From First Efforts to Future Systems,” *IEEE J. Microw.*, v. 1, n. 1, pp. 135–148, 2021.
- [5] M. Markel, *Radar for Fully Autonomous Driving*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2022.
- [6] A. Soumya, C. Krishna Mohan e L. R. Cenkaramaddi, “Recent Advances in mmWave-Radar-Based Sensing, Its Applications, and Machine Learning Techniques: A Review,” *Sensors*, v. 23, n. 21, p. 8901, 2023. DOI: 10.3390/s23218901.
- [7] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel e C. Waldschmidt, “Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, v. 60, n. 3, pp. 845–860, 2012.
- [8] S. Patole, M. Torlak, D. Wang e M. Ali, “Automotive radars: A review of signal processing techniques,” *IEEE Signal Process. Mag.*, v. 34, n. 2, pp. 22–35, 2017.
- [9] F. Engels, P. Heidenreich, A. M. Zoubir, F. K. Jondral e M. Wintermantel, “Advances in Automotive Radar: A Framework on Computationally Efficient High-Resolution Frequency Estimation,” *IEEE Signal Process. Mag.*, v. 34, n. 2, pp. 36–46, 2017.
- [10] M. Stephan, K. Wang, T. Reissland, R. Weigel, K. Wu e F. Lurz, “Evaluation of Antenna Calibration and DOA Estimation Algorithms for FMCW Radars,” em *Proc. 16th Eur. Radar Conf. (EuRAD)*, 2019.
- [11] C. Vasaneli et al., “Calibration and Direction-of-Arrival Estimation of Millimeter-Wave Radars: A practical introduction,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, v. 62, n. 5, pp. 34–45, 2020.
- [12] S. Goldgraber Casspi, J. Tabrikian e H. Messer, “Blind Array Calibration of Mutual Coupling, Phase, and Gain for Automotive Radar,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 2023. DOI: 10.1109/TAES.2023.3336298.
- [13] M. Harter, J. Hildebrandt, A. Ziroff e T. Zwick, “Self-Calibration of a 3-D-Digital Beamforming Radar System for Automotive Applications With Installation Behind Automotive Covers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, v. 64, n. 9, pp. 2994–3000, 2016.
- [14] L. Zheng, J. Long, M. Lops, F. Liu, X. Hu e C. Zhao, “Detection of Ghost Targets for Automotive Radar in the Presence of Multipath,” *IEEE Trans. Signal Process.*, v. 72, pp. 2204–2220, 2024. DOI: 10.1109/TSP.2024.3384750.
- [15] H. O. Silva, J. R. Paula, R. Rodrigues, E. L. S. Teixeira, D. Araújo e S. R. M. J. Rondineau, “Método de Calibração de Alcance em Radar FMCW de 77 GHz para Aplicações Automotivas,” em *Anais XLIII Simp. Bras. Telecomun. Process. Sinais (SBtT)*, 2025. DOI: 10.14209/sbtt.2025.1571157066.
- [16] M. Lanne, A. Lundgren e M. Viberg, “Calibrating an Array with Scan Dependent Errors Using a Sparse Grid,” em *Proc. 40th Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, 2006, pp. 2242–2246.
- [17] M. Schoor e B. Yang, “Local and global calibration for high-resolution DOA estimation in automotive radar,” em *Proc. IEEE Sensor Array Multichannel Signal Process. Workshop (SAM)*, 2008, pp. 68–72.
- [18] A. Bobaru, C. Nafofnita e C. Vesa, “A Method for Automatic Radar Azimuth Calibration using Stationary Targets,” em *Proc. IEEE 17th Int. Conf. Intell. Comput. Commun. Process. (ICCP)*, 2021.
- [19] C. Kumar, A. Ozer e A. K. K. V., “mmWave Production Testing Overview,” Texas Instruments, Application Note SPRACX7, abr. de 2021. endereço: www.ti.com.
- [20] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing (Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV)*. New York, NY: John Wiley & Sons, 2002.