MODELAGEM E ANÁLISE PARA OFFLOADING ADAPTATIVO EM EMSDs SOB RESTRIÇÕES DE COMUNICAÇÃO E ENERGIA

Hélio Peres Martins Neto[1], **Frederico Silva Moreira**[1]

[1] *Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, Brasil*
(helioperesmartinsneto@gmail.com)

Resumo: Este trabalho apresenta uma modelagem físico-matemática e computacional para análise do *offloading* adaptativo em EMSDs agrícolas, considerando restrições de comunicação sem fio, latência e consumo energético. Os resultados demonstram que a viabilidade do offloading depende da interação entre distância, frequência, modulação e qualidade do enlace, evidenciando a necessidade de estratégias adaptativas para equilibrar robustez, desempenho e eficiência energética

Palavras-chave: Offloading adaptativo; EMSDs agrícolas; Comunicação sem fio; Reed-Solomon; STM32H7

INTRODUÇÃO

O agronegócio possui papel estratégico na economia brasileira, demandando soluções capazes de aumentar a produtividade, reduzir custos operacionais e otimizar o uso de recursos no campo. Nesse contexto, a Agricultura de Precisão (AP) destaca-se como uma abordagem baseada no manejo das variabilidades espaciais e temporais das lavouras, permitindo tomadas de decisão mais precisas a partir de dados coletados em campo.

Segundo Betoni *et al.* (2024), os Veículos Aéreos Não Tripulados (VANTs), popularmente conhecidos como drones, têm se consolidado como ferramentas promissoras na agricultura de precisão, especialmente no monitoramento de lavouras, identificação da saúde das plantas, mapeamento agrícola e aplicação localizada de insumos.

A utilização de drones agrícolas, entretanto, depende de condições operacionais específicas. Em aplicações de pulverização na cultura da soja, Nascimento *et al.* (2023) analisaram diferentes alturas de voo e observaram que a altura de 3,0 m proporcionou melhor volume recuperado e menor potencial de risco de deriva.

Além disso, a arquitetura da planta pode gerar o chamado "efeito guarda-chuva", no qual o terço superior da cultura dificulta a penetração da calda de pulverização nos terços médio e inferior, exigindo maior controle sobre a distribuição das gotas e sobre os parâmetros de voo. Assim, a baixa altitude operacional, embora agronomicamente relevante, impõe desafios adicionais à comunicação sem fio entre o drone e a estação-base.

Essas plataformas aéreas robóticas dedicadas à aplicação de insumos são caracterizadas na literatura internacional como Drones Pulverizadores Elétricos Multirotores, referidos pela sigla EMSDs (*Electric Multi-rotors Spraying Drones*). De acordo com Ming *et al.* (2019), os EMSDs operam sob severas restrições de desempenho de autonomia, tornando o estudo do canal ar-solo fundamental, visto que a eficiência do enlace de rádio e o consumo energético embarcado determinam o sucesso e a continuidade da missão em campo.

Segundo Maxama e Markus (2018) a propagação de ondas de rádio em terrenos irregulares pode sofrer degradação por reflexão, difração, espalhamento, perda de percurso, interferência, *fading*, características do terreno, frequência utilizada e altura das antenas. Em comparação ao espaço livre, onde o expoente de perda de percurso é aproximadamente 2, ambientes irregulares podem apresentar expoentes entre 3,5 e 4,2, resultando em maior atenuação do sinal à medida que a distância entre transmissor e receptor aumenta.

A confiabilidade do enlace torna-se ainda mais crítica em sistemas aéreos. Amorim *et al.* (2017) mostram que a existência de visada direta não garante, por si só, uma propagação ideal, uma vez que obstruções na primeira Zona de Fresnel podem introduzir perdas adicionais de difração. Os autores também observam que o aumento da altitude do VANTs pode expandir o horizonte de rádio e aumentar a exposição a fontes interferentes, reduzindo a relação sinal-interferência-ruído (SINR). Embora esse comportamento tenha sido observado em um cenário celular específico, ele evidencia a importância de considerar conjuntamente distância, altura, obstrução, interferência e qualidade do canal na modelagem de enlaces para VANTs.

Nesse cenário, técnicas de diversidade espacial, como SIMO (*Single-Input Multiple-Output*) e MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), tornam-se relevantes para a aná-

lise de enlaces sem fio. Em sistemas SIMO, o transmissor utiliza uma única antena enquanto o receptor emprega múltiplas antenas, permitindo ganho de recepção e maior robustez contra variações do canal. Já em sistemas MIMO, múltiplas antenas podem ser utilizadas tanto na transmissão quanto na recepção, explorando diversidade espacial e, em determinados cenários, aumentando a capacidade efetiva do enlace.

Maxama e Markus (2018) apontam que tecnologias como MIMO e OFDM apresentam potencial para mitigar perdas em redes sem fio sobre terrenos irregulares. Contudo, essas estratégias também podem elevar a complexidade do sistema, o consumo energético e os requisitos de processamento, fatores críticos em plataformas embarcadas de baixo consumo.

A transmissão contínua de imagens ou vídeo, como fluxos MJPEG, pode se tornar energeticamente custosa e tecnicamente limitada, especialmente quando o drone opera com *hardware* embarcado restrito.

Este trabalho propõe uma modelagem teórica e computacional para avaliar frequências, larguras de banda, modulações, potência de transmissão, arquiteturas SIMO/MIMO e codificação Reed-Solomon em cenários de comunicação entre EMSDs agrícolas e uma estação-base.

A análise considera uma plataforma baseada no microcontrolador STM32H7 e busca identificar condições em que o processamento local ou o *offloading* (capacidade de transferência de tarefas intensivas locais para processamento em servidores remotos) tornam-se mais adequados, considerando taxa útil de transmissão, latência, confiabilidade do enlace e consumo energético.

Dessa forma, o estudo contribui para a formulação de estratégias de *offloading* adaptativo capazes de explorar os limites físicos do canal e reduzir custos de transmissão em ambientes rurais.

MATERIAIS E MÉTODOS

Modelagem da Capacidade de Transmissão

Para analisar a comunicação entre o drone e a estação-base, parte-se inicialmente de um modelo de taxa de transmissão em enlace sem fio. A taxa efetiva disponível para *offloading* depende da largura de banda do canal, da potência de transmissão, do ganho do enlace, do ruído térmico e da interferência agregada no canal.

De forma semelhante ao modelo adotado por Chen *et al.* (2016) para *offloading* computacional em ambiente sem fio multiusuário, a taxa de transmissão no enlace de subida pode ser expressa pela Equação 1:

$$r_n = W \log_2 \left(1 + \frac{q_n g_{n,s}}{\bar{w}_0 + \sum_{i \neq n} q_i g_{i,s}}\right) \quad (1)$$

Onde r_n representa a taxa de transmissão do drone n, W é a largura de banda do canal, q_n é a potência de transmissão do drone, $g_{n,s}$ é o ganho do canal entre o drone e a estação-base, $\bar{w}_0$ representa o ruído térmico do sistema e $\sum_{i \neq n} q_i g_{i,s}$ corresponde à interferência agregada produzida por outros transmissores que compartilham o mesmo recurso espectral.

No presente trabalho, considera-se inicialmente um cenário rural controlado, com apenas um drone transmitindo para a estação-base. Assim, na ausência de outros transmissores ativos no mesmo canal, o termo de interferência agregada pode ser desprezado, resultando na Equação 2:

$$r_n = W \log_2 \left(1 + \frac{q_n g_{n,s}}{w_0}\right) \quad (2)$$

A Equação 2 pode ser reescrita em função da SINR(R), resultando na Equação 3:

$$r_n = W \log_2 \left(1 + SINR(R)\right) \quad (3)$$

Observa-se que o ganho de canal entre o drone e a estação-base não é constante nem linear, pois depende da distância, da frequência, da altura das antenas e das características do ambiente de propagação.

Para modelar essa variação, adota-se uma forma simplificada do modelo log-distância apresentado por Matolak e Sun (2017), no qual a perda de percurso é expressa em função da distância entre transmissor e receptor (4):

$$PL(R) = A_0 + 10 n_a \log_{10} \left(\frac{R}{R_{\min}}\right) + X_a + \zeta F_a \quad (4)$$

Onde $PL(R)$ representa a perda de percurso em dB para a distância R, A_0 é a perda de referência na distância mínima $R_{\min}$, n_a é o expoente de perda de percurso, X_a representa uma variável aleatória gaussiana de média zero associada ao sombreamento e às variações do canal, $\zeta \in \{-1, 1\}$ indica o sentido de deslocamento em relação à estação-base, e F_a é um pequeno fator de ajuste direcional.

Neste trabalho, por não se modelar explicitamente o efeito do sentido de deslocamento do drone, o termo direcional ζF_a é desconsiderado. Além disso, adota-se a perda em espaço livre na distância de referência como aproximação para A_0, resultando na Equação 5:

$$A_0 = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R_{\min}}{\lambda}\right) \quad (5)$$

Assim, a perda de percurso utilizada na simulação é dada pela Equação 6:

$$PL(R) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R_{\min}}{\lambda}\right) + 10n_a \log_{10}\left(\frac{R}{R_{\min}}\right) + X_a \tag{6}$$

onde $\lambda = c/f$ é o comprimento de onda, c é a velocidade da luz e f é a frequência portadora. O parâmetro n_a é definido de acordo com o cenário de propagação analisado. Em espaço livre, esse expoente tende a assumir valor próximo de 2; entretanto, em terrenos irregulares ou com maior obstrução, pode variar aproximadamente entre 3,5 e 4,2, indicando maior degradação do enlace com a distância Maxama e Markus (2018).

Além da perda de percurso associada à distância, deve-se considerar que a obstrução parcial da primeira Zona de Fresnel pode introduzir perdas adicionais no enlace. Conforme discutido por Amorim *et al.* (2017), a existência de visada direta não garante, por si só, uma propagação equivalente ao espaço livre, pois obstruções superiores a 40% da primeira Zona de Fresnel podem causar excesso significativo de perda de percurso quando comparadas ao caso ideal.

No contexto deste trabalho, essa condição é particularmente relevante, pois EMSDs agrícolas operam em baixas alturas de voo. Em aplicações de pulverização na cultura da soja, Nascimento *et al.* (2023) analisaram alturas entre 2,5 m e 4,5 m, observando destaque operacional para a altura de 3,0 m. Nessas condições, mesmo com visada direta entre o drone e a estação-base, parte da primeira Zona de Fresnel pode ser interceptada pelo solo, pela vegetação ou por irregularidades do terreno.

Assim, a perda de percurso adotada neste trabalho é acrescida de um termo de perda excedente associado à obstrução da primeira Zona de Fresnel (7):

$$\begin{aligned} PL(R) = {} & 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R_{\min}}{\lambda}\right) \\ & + 10n_a \log_{10}\left(\frac{R}{R_{\min}}\right) + X_a + L_{fr}(R) \end{aligned} \tag{7}$$

Em que $L_{fr}(R)$ representa a perda adicional, em dB, provocada pela obstrução parcial da primeira Zona de Fresnel. Neste modelo, $L_{fr}(R)$ é tratado como um termo não negativo, isto é, $L_{fr}(R) \geq 0$, sendo nulo quando não há obstrução relevante e crescente quando a obstrução ultrapassa o limiar considerado crítico.

A primeira Zona de Fresnel é dada pela Equação 8:

$$r_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \tag{8}$$

Em que λ é o comprimento de onda, d_1 é a distância entre o transmissor e o ponto analisado, e d_2 é a distância entre esse ponto e o receptor. Para simplificação, considera-se o ponto médio do enlace, onde a primeira Zona de Fresnel apresenta seu maior raio. Assim, para $d_1 = d_2 = R/2$, tem-se a Equação 9:

$$r_1(R) = \sqrt{\frac{\lambda R}{4}} \tag{9}$$

A obstrução da primeira Zona de Fresnel é analisada por meio do parâmetro de difração de Fresnel-Kirchhoff, amplamente utilizado em modelos de difração por obstáculo isolado do tipo gume de faca (*knife-edge diffraction*) (International Telecommunication Union, 2025). Esse parâmetro adimensional relaciona a altura relativa do obstáculo em relação à linha de visada com a geometria do enlace e o comprimento de onda, permitindo estimar a perda adicional introduzida pela obstrução parcial do caminho de propagação.

De forma geral, o parâmetro de difração pode ser expresso pela Equação 10:

$$\nu = H_{LOS}\sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \tag{10}$$

Onde H_{LOS} representa a distância vertical entre o obstáculo e a linha de visada, d_1 e d_2 são as distâncias entre o obstáculo e os terminais do enlace, e λ é o comprimento de onda. Como o raio da primeira Zona de Fresnel é dado pela Equação 11:

$$r_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \tag{11}$$

O parâmetro de difração pode ser reescrito através da Equação 12:

$$\nu(R) = \sqrt{2}\frac{H_{LOS}}{r_1(R)} \tag{12}$$

Essa formulação é adequada para este trabalho porque permite representar, de forma simplificada, o efeito da obstrução parcial da Zona de Fresnel pelo solo ou pela vegetação em enlaces de baixa altitude, situação típica de EMSDs agrícolas.

Substituindo (9) em (12), obtém-se a Equação 13:

$$\nu(R) = H_{LOS}\sqrt{\frac{8}{\lambda R}} \tag{13}$$

O termo H_{LOS} representa a distância vertical entre o obstáculo e a linha de visada. Valores positivos indicam que o obstáculo está acima da linha de visada, enquanto valores negativos indicam que o obstáculo está abaixo dela. Como, neste trabalho, considera-se o solo como principal elemento de obstrução da primeira Zona de Fresnel, adota-se:

$$H_{LOS}(d_1) = -\left(h_t - \frac{h_t - h_r}{R} d_1\right) \tag{14}$$

Onde h_t é a altura da antena transmissora e h_r é a altura da antena receptora. Considerando o ponto médio do enlace, isto é, $d_1 = R/2$, tem-se a Equação 15:

$$H_{LOS} = -\left(\frac{h_t + h_r}{2}\right) \tag{15}$$

Assim, o parâmetro de difração utilizado na simulação é dado pela substituição de Equação 15 em 13:

$$\nu(R) = -\left(\frac{h_t + h_r}{2}\right)\sqrt{\frac{8}{\lambda R}} \tag{16}$$

A perda por difração é estimada pela aproximação de gume de faca Lee (1995), dada pela Equação 17:

$$L(\nu) = 6.9 + 20\log_{10}\left(\sqrt{(\nu - 0.1)^2 + 1} + \nu - 0.1\right) \tag{17}$$

Para fins de simulação, adota-se uma aproximação por limiar, na qual perdas adicionais são consideradas apenas quando a obstrução relativa da primeira Zona de Fresnel ultrapassa o limite crítico:

$$L_{fr}(R) = \begin{cases} \max(0, L(\nu(R))), & \nu(R) \geq -0{,}8 \\ 0, & \nu(R) < -0{,}8 \end{cases} \tag{18}$$

O limiar $\nu(R) \geq -0{,}8$ aproxima a condição em que menos de 60% da primeira Zona de Fresnel permanece livre, isto é, quando a obstrução se aproxima ou ultrapassa cerca de 40% da região crítica de propagação. Dessa forma, $L_{fr}(R)$ representa uma penalização adicional aplicada ao *path-loss* quando a baixa altura operacional do EMSD favorece a interceptação parcial da Zona de Fresnel pelo solo.

Como variável da taxa de transmissão, considera-se também o ruído efetivo do sistema, representado por $\bar{w}_0$. Esse termo é modelado a partir da densidade espectral de ruído térmico e do fator de ruído do receptor. Assim, a potência de ruído em dBm é dada pela Equação 19:

$$N(dBm) = N_a + 10\log_{10}(W) + N_f \tag{19}$$

Onde N_a representa a densidade espectral de ruído térmico, adotada como -174 dBm/Hz em temperatura ambiente (Rappaport, 2002), W é a largura de banda do canal em Hz, e N_f é o fator de ruído do sistema, expresso em dB. Neste trabalho, adota-se $N_f = 5$ dB como valor conservador, embora Chang *et al.* (2008) apresente valor de aproximadamente 3,5 dB.

A potência de ruído em escala linear, utilizada no denominador da SINR, é então obtida pela conversão de dBm para watts (20):

$$\bar{w}_0 = 10^{\frac{N(dBm)-30}{10}} \tag{20}$$

SIMO e MIMO

Para superar limitações impostas por canais de rádio sujeitos a perda de percurso, interferência, multipercurso e desvanecimento, podem ser empregadas arquiteturas com múltiplas antenas. Em sistemas SISO (*Single-Input Single-Output*), há apenas uma antena transmissora e uma antena receptora. Já em arquiteturas com múltiplas antenas, a confiabilidade ou a capacidade do enlace podem ser ampliadas por meio de diversidade espacial, combinação de sinais ou multiplexação espacial (Maxama; Markus, 2018).

- **SIMO (*Single-Input Multiple-Output*):** utiliza uma única antena transmissora e múltiplas antenas receptoras. Seu principal objetivo é aumentar a robustez do enlace por diversidade de recepção, permitindo que sinais recebidos por diferentes antenas sejam combinados para reduzir os efeitos de desvanecimento e melhorar a relação sinal-interferência-ruído.
- **MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*):** utiliza múltiplas antenas tanto na transmissão quanto na recepção. Além da diversidade espacial, pode permitir multiplexação espacial, aumentando a capacidade efetiva do canal quando há condições adequadas de propagação, baixa correlação entre antenas e múltiplas cadeias de RF disponíveis.

Embora arquiteturas MIMO possam elevar a capacidade do enlace, sua adoção em EMSDs agrícolas embarcados pode aumentar a complexidade do sistema, o consumo energético, o número de cadeias de RF, o volume ocupado e o peso total da plataforma Li *et al.* (2022). Esses fatores são críticos em drones agrícolas, nos quais energia e massa impactam diretamente a autonomia de voo e a carga útil disponível. Por esse motivo, este trabalho adota uma arquitetura SIMO como hipótese de modelagem, considerando uma única antena transmissora no drone e múltiplas antenas na estação-base.

Essa escolha é justificada pelo fato de a estação-base possuir restrições energéticas e de peso significativamente menores que o drone. Assim, a complexidade adicional das antenas receptoras é deslocada para a infraestrutura fixa, preservando a simplicidade e o baixo consumo do EMSD.

Neste modelo, considera-se que a estação-base possui N_r antenas receptoras e realiza combinação ideal dos sinais recebidos. Sob a hipótese simplificadora de ramos de recepção independentes e com ganhos equivalentes, a SINR efetiva do enlace SIMO é aproximada pela Equação 21:

$$SINR_{SIMO}(R) = N_r \cdot SINR(R) \tag{21}$$

Essa aproximação representa um limite superior simplificado, pois não considera correlação entre antenas, imperfeições de combinação, perdas de implementação ou acoplamento físico entre elementos receptores. em que N_r representa o número de antenas receptoras na estação-base. Consequentemente, a taxa de transmissão no enlace com diversidade SIMO é dada substituindo a Equação 21 em 3:

$$r_n^{SIMO}(R) = W \log_2 (1 + SINR_{SIMO}(R)) \tag{22}$$

Overhead e Eficiência de Protocolo

A taxa obtida a partir da capacidade do canal representa uma taxa física ou nominal do enlace. Entretanto, na transmissão real de dados, nem toda a largura de banda disponível é convertida em informação útil ao usuário. Parte dos bits transmitidos é ocupada por cabeçalhos, preâmbulos físicos, quadros de controle, mecanismos de endereçamento, verificação de integridade, confirmação de recebimento, retransmissões e intervalos de guarda. Esse conjunto de informações adicionais é denominado *overhead* de protocolo (Tanenbaum; Wetherall; Feamster, 2021).

Em redes sem fio, esse efeito tende a ser mais relevante, pois o meio compartilhado exige mecanismos adicionais de controle de acesso, sincronização e recuperação de erros. Dessa forma, a taxa útil de aplicação, também chamada de *goodput*, é inferior à taxa nominal do enlace. A eficiência de protocolo pode ser representada pela razão entre o comprimento do dado útil e o comprimento total transmitido (23):

$$\eta = \frac{L_{payload}}{L_{payload} + L_{overhead}} \tag{23}$$

Onde $L_{payload}$ representa o tamanho da informação útil e $L_{overhead}$ representa a carga adicional associada aos protocolos de comunicação. Neste trabalho, adota-se $\eta = 0{,}6$ como fator agregado de eficiência de protocolo, representando um cenário conservador para enlaces sem fio sujeitos a fragmentação, controle de acesso ao meio e retransmissões em canais ruidosos (Espinosa-Gavira *et al.*, 2024).

Assim, a taxa útil de transmissão considerada no processo de *offloading* é obtida pela aplicação desse fator de eficiência sobre a taxa nominal do enlace SIMO:

$$r_{real}^{SIMO}(R) = \eta W \log_2 (1 + SINR_{SIMO}(R)) \tag{24}$$

Análise de Erros: BER, PER e FEC

A integridade das transmissões em canais sem fio pode ser degradada por ruído térmico, interferência eletromagnética, desvanecimento, sombreamento e perda de percurso, fenômenos que afetam diretamente a potência recebida e a qualidade do enlace (Goldsmith, 2005). Esses fatores reduzem a relação sinal-interferência-ruído e aumentam a probabilidade de erro na detecção dos símbolos recebidos, o que pode resultar em inversões de bits durante a recepção (Proakis; Salehi, 2008). Para quantificar esse efeito, utilizam-se dois indicadores fundamentais: a Taxa de Erro de Bit, ou BER (*Bit Error Rate*), e a Taxa de Erro de Pacote, ou PER (*Packet Error Rate*).

A BER representa a probabilidade de um bit individual ser recebido incorretamente. Em canais com ruído gaussiano aditivo, ela pode ser aproximada em função da relação sinal-ruído por bit, representada por γ_b, e da modulação adotada. Com base nas formulações clássicas apresentadas por Proakis e Salehi (2008), as aproximações de BER para QPSK, M-PSK e M-QAM são dadas as Equações 25, 26 e 27:

$$BER_{QPSK} = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \tag{25}$$

$$BER_{M\text{-}PSK} = \frac{2}{\log_2(M)} Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \tag{26}$$

$$BER_{M\text{-}QAM} = \frac{4}{\log_2(M)}\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2(M)\gamma_b}{M-1}}\right) \tag{27}$$

Em que M representa a ordem da modulação. Neste trabalho, a relação sinal-ruído por bit é aproximada pela Equação 28:

$$\gamma_b(R) \approx \frac{SINR_{linear}(R)}{\log_2(M)} \tag{28}$$

Onde $SINR_{linear}$ é dado pela Equação 29:

$$SINR_{linear}(R) = 10^{\frac{SINR_{dB}(R)}{10}} \tag{29}$$

A função $Q(x)$ representa a probabilidade de cauda da distribuição normal padrão, sendo definida pela Equação 30:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}}\, dt \tag{30}$$

A partir da BER, estima-se a probabilidade de erro de pacote. Na ausência de correção de erros, um erro residual em qualquer bit do pacote pode tornar o pacote inválido após a verificação de integridade. Assumindo erros de bit independentes, a PER para um pacote de comprimento

L bits é dada pelas Equações 25, 26 e 27 a depender da modulação:

$$PER_M = 1 - (1 - BER_M)^L \tag{31}$$

Onde L representa o comprimento total do pacote em bits. Essa relação mostra que, mesmo para valores reduzidos de BER, pacotes longos podem apresentar alta probabilidade de erro. Esse efeito é particularmente relevante em transmissões de imagens ou vídeo, nas quais o volume de dados é elevado e retransmissões sucessivas podem aumentar a latência e o consumo energético.

Para reduzir a dependência de retransmissões, podem ser empregados mecanismos de FEC (*Forward Error Correction*). Em FEC, o transmissor adiciona redundância controlada aos dados antes da transmissão, permitindo que o receptor detecte e corrija uma quantidade limitada de erros sem solicitar o reenvio do pacote. Esse tipo de estratégia é particularmente relevante em redes sem fio de baixa potência, pois retransmissões consomem tempo e energia; por isso, a literatura aponta FEC como alternativa preferível ao ARQ em cenários nos quais a energia é escassa ou a retransmissão é custosa (Alrajeh *et al.*, 2015).

Neste trabalho, adota-se Reed-Solomon (RS) como mecanismo de correção de erros. Diferentemente de códigos voltados à correção de erros isolados, como os códigos de Hamming, códigos Reed-Solomon operam sobre símbolos de múltiplos bits, e não diretamente sobre bits individuais. Essa característica torna os códigos RS adequados para lidar com erros em rajada, pois múltiplos bits corrompidos dentro de um mesmo símbolo ainda podem ser tratados como um único erro simbólico (Brown, 1999).

Um código Reed-Solomon é usualmente representado como $\mathrm{RS}(n, k)$, em que k corresponde ao número de símbolos de informação e n ao número total de símbolos da palavra-código após a adição dos símbolos de paridade. Como a quantidade de símbolos redundantes é dada por $n-k$ e a capacidade de correção é de até t símbolos quando $2t = n - k$, a estrutura do código pode ser representada por (Brown, 1999):

$$n = k + 2t \tag{32}$$

Onde n é o número total de símbolos do bloco codificado, k é o número de símbolos de informação e $2t$ é o número de símbolos de paridade adicionados ao bloco. A capacidade de correção é dada isolando t na Equação 32:

$$t = \frac{n - k}{2} \tag{33}$$

Assim, um código $\mathrm{RS}(n, k)$ é capaz de corrigir até t símbolos incorretos por bloco. Caso a quantidade de símbolos corrompidos exceda t, o bloco pode não ser recuperado corretamente, exigindo descarte ou retransmissão.

Percebe-se que a codificação Reed-Solomon adiciona redundância ao bloco transmitido. Essa redundância aumenta a capacidade de correção de erros, mas reduz a taxa útil, pois parte dos símbolos transmitidos passa a ser composta por paridade. A razão de código é dada por:

$$R_c = \frac{k}{n} \tag{34}$$

Onde k representa o número de símbolos úteis e n representa o número total de símbolos do bloco codificado. Quando k é próximo de n, há menor *overhead*, porém menor capacidade de correção. Quando k é significativamente menor que n, há maior redundância, maior capacidade de correção e maior *overhead*.

Assim, a taxa de transmissão útil após a inclusão da redundância Reed-Solomon pode ser inicialmente representada pela Equação 35:

$$r_{RS}^{SIMO}(R) = r_{real}^{SIMO}(R) \cdot \frac{k}{n} \tag{35}$$

Como códigos Reed-Solomon operam sobre símbolos, e não diretamente sobre bits isolados, é necessário estimar a probabilidade de erro de símbolo. Considerando símbolos de $m = 8$ bits, a probabilidade de pelo menos um bit do símbolo estar incorreto é dado considerando símbolos de 8 bits ($L = 8$ na Equação 31):

$$P_s = 1 - (1 - BER_M)^8 \tag{36}$$

Onde P_s representa a probabilidade de erro de símbolo para uma modulação M.

Considerando um bloco Reed-Solomon com n símbolos, a probabilidade de exatamente i símbolos estarem corrompidos é dada pela distribuição binomial (37):

$$P(i) = \binom{n}{i} P_s^i (1 - P_s)^{n-i} \tag{37}$$

Onde $\binom{n}{i}$ representa o número de combinações possíveis para a ocorrência de i símbolos corrompidos dentro de um bloco de n símbolos.

Como um código Reed-Solomon $\mathrm{RS}(n, k)$ corrige até t símbolos incorretos, com $t = (n - k)/2$, a probabilidade de falha do bloco ocorre quando o número de símbolos corrompidos é maior que t. Essa probabilidade de perda (P_B) é calculada acumulando-se todos os cenários em que o volume de erros ultrapassa o limite de correção do código (38):

$$P_B = \sum_{i=t+1}^{n} \binom{n}{i} P_s^i (1 - P_s)^{n-i} \tag{38}$$

Onde P_B representa a probabilidade de falha do bloco Reed-Solomon, isto é, a probabilidade de que a quantidade

de símbolos corrompidos exceda a capacidade de correção do código.

Dessa forma, a taxa efetiva esperada, considerando eficiência de protocolo, diversidade SIMO, *overhead* Reed-Solomon e probabilidade de sucesso do bloco, é dada pela Equação 39:

$$r_{E,RS}^{SIMO}(R) = \eta \cdot \frac{k}{n} \cdot W \log_2 \left(1 + SINR_{SIMO}(R)\right) \cdot (1 - P_B) \tag{39}$$

Transmissão de Imagem e Compactação

Com $r_{E,RS}^{SIMO}(R)$ definido, pode-se calcular o tempo de transmissão associado ao volume de dados b_n, conforme a formulação de tempo de *offloading* apresentada por Chen *et al.* (2016). Assim:

$$t_{n,off}^{c}(R) = \frac{b_n}{r_{E,RS}^{SIMO}(R)} \tag{40}$$

Onde b_n representa a quantidade de bits a serem transmitidos pelo drone e $r_{E,RS}^{SIMO}(R)$ representa a taxa efetiva de transmissão, considerando eficiência de protocolo, diversidade SIMO, codificação Reed-Solomon e probabilidade de sucesso do bloco.

Para analisar o custo de transmissão de imagens, considera-se inicialmente um frame bruto representado no formato ARGB8888. Essa escolha é adotada por ser compatível com o fluxo de aquisição e codificação utilizado em sistemas embarcados baseados em microcontroladores Cortex-M, nos quais a imagem capturada pode ser processada em ARGB8888 antes da conversão para JPEG (Bautista-Guerrero, 2023). Nesse formato, cada pixel é representado por quatro canais de 8 bits, correspondentes a Alpha, Red, Green e Blue, totalizando 32 bits por pixel. A adoção de ARGB8888 não implica que esse seja o único formato possível para aquisição de imagens, mas estabelece um cenário-base conservador para estimar o volume bruto de dados antes da compressão JPEG. Dessa forma, o tamanho bruto de um frame, em bits, é dado pela Equação 41:

$$F_{raw} = N_x \times N_y \times 32 \tag{41}$$

em que N_x e N_y representam, respectivamente, a largura e a altura da imagem em pixels. Caso se deseje representar o tamanho em bytes, tem-se a Equação 42:

$$F_{raw,bytes} = N_x \times N_y \times 4 \tag{42}$$

Na transmissão de vídeo contínuo em MJPEG, cada quadro do vídeo é codificado individualmente como uma imagem JPEG. Assim, o volume bruto de dados gerado por segundo, antes da compressão, é dado pela Equação 43:

$$S_{raw@FPS} = F_{raw} \times FPS \tag{43}$$

Em que FPS representa a quantidade de frames por segundo. Observa-se que o aumento da resolução, como SD, HD ou FHD, eleva diretamente o número de pixels por frame e, consequentemente, o volume total de dados transmitidos. Como $t_{n,off}^{c}(R) \propto b_n$ e $b_n \propto S_{raw@FPS}$, maiores resoluções e maiores taxas de quadros aumentam diretamente o tempo de transmissão e o custo energético associado ao *offloading*.

Para mitigar esse custo, este trabalho considera uma plataforma baseada no microcontrolador STM32H7. A família STM32H7 possui arquitetura dual-core baseada em Cortex-M7 e Cortex-M4, além de periféricos voltados a aplicações gráficas e de vídeo, como interface LCD-TFT, MIPI-DSI, acelerador ChromART e acelerador JPEG em *hardware* (Bautista-Guerrero, 2023; Şahin; Tarhan, 2025). Conforme discutido por Bautista-Guerrero (2023), o acelerador JPEG permite a codificação e decodificação eficiente de imagens JPEG, descarregando essa tarefa da CPU principal.

Após a compressão JPEG, o tamanho do frame passa a depender do fator de compressão CR. Assim:

$$F_{CR} = \frac{F_{raw}}{CR} \tag{44}$$

Consequentemente, o volume de dados comprimidos gerado por segundo é dado pela Equação 45:

$$S_{CR@FPS} = F_{CR} \times FPS \tag{45}$$

O fator de compressão JPEG, entretanto, não é uma constante universal. Ele depende do conteúdo espacial da imagem, do nível de qualidade configurado, da resolução, da distribuição de frequências espaciais, da etapa de quantização e da entropia visual da cena (Wallace, 1991; Pennebaker; Mitchell, 1993). Dessa forma, imagens com maior quantidade de detalhes, bordas, ruído ou textura tendem a apresentar menor compressibilidade, enquanto imagens com regiões mais homogêneas tendem a alcançar maior compressão.

Neste trabalho, adota-se $CR = 13$ como parâmetro fixo de simulação, obtido por extrapolação aritmética a partir dos resultados analisados de Bautista-Guerrero (2023). Essa escolha não implica que a taxa de compressão seja constante em aplicações reais, mas permite isolar o impacto da resolução, do FPS e da taxa efetiva do canal sobre o tempo e a energia de transmissão.

Tempo de Aquisição, Compressão e Transmissão

O tempo associado ao envio de imagens não depende apenas da taxa efetiva do enlace, mas também do tempo necessário para aquisição e compressão de cada frame. Considerando a formulação apresentada por Bautista-Guerrero

(2023), o tempo de aquisição de um frame pode ser representado pela Equação 46:

$$t_{frame} = t_{rows_btw_frame} + t_{rows_matrix} \tag{46}$$

Onde $t_{rows_btw_frame}$ representa o intervalo entre linhas ou frames consecutivos, e t_{rows_matrix} representa o tempo necessário para leitura da matriz de pixels da imagem.

De forma simplificada, esse tempo pode ser aproximado em função da resolução da imagem e da frequência de pixels da câmera (47):

$$t_{frame} \approx \frac{N_x N_y \alpha_c}{f_{pixels}} \tag{47}$$

Onde N_x e N_y representam a largura e a altura da imagem em pixels, f_{pixels} é a frequência de pixels da câmera, e α_c é um fator empírico associado ao número médio de ciclos ou operações necessárias por pixel. No caso ideal de leitura simples, $\alpha_c \approx 1$; entretanto, em sistemas reais, esse fator pode ser maior devido a atrasos de interface, filas, processamento intermediário e organização de *buffers*.

O tamanho comprimido de um frame é dado pela Equação 48:

$$F_{CR,bits} = \frac{F_{raw,bits}}{CR} \tag{48}$$

Então o tempo de transmissão por frame é estabelecido pela Equação 49:

$$t_{tx,frame}(R) = \frac{F_{CR,bits}}{r_{E,RS}^{SIMO}(R)} \tag{49}$$

E o tempo total por frame é quantificado pela Equação 50:

$$t_{total,frame}(R) = t_{frame} + t_{tx,frame}(R) \tag{50}$$

Para vídeo contínuo, em uma janela de 1 segundo, consideram-se o produto de FPS pela Equação 50:

$$t_{total,1s}(R) = FPS \cdot \left(t_{frame} + \frac{F_{CR,bits}}{r_{E,RS}^{SIMO}(R)} \right) \tag{51}$$

Energia de Transmissão e Compressão

A energia consumida na transmissão depende da potência elétrica consumida pelo transmissor e do tempo necessário para envio dos dados. A potência informada em dBm representa a potência de RF irradiada, não necessariamente a potência elétrica consumida pelo *hardware*. Assim, considera-se a eficiência do transmissor ϵ_{tx}:

$$P_{RF} = 10^{\frac{P_{dBm}-30}{10}} \tag{52}$$

Entretanto, a potência de RF irradiada não corresponde diretamente à potência elétrica consumida pelo transmissor, pois o estágio de transmissão apresenta eficiência finita. Considerando a eficiência do transmissor ϵ_{tx}, definida como a razão entre a potência de saída em RF e a potência elétrica consumida pelo estágio de transmissão, tem-se (Steer, 2022):

$$\epsilon_{tx} = \frac{P_{RF}}{P_{tx,elec}} \tag{53}$$

Isolando $P_{tx,elec}$ de 53, obtém-se:

$$P_{tx,elec} = \frac{P_{RF}}{\epsilon_{tx}} \tag{54}$$

Onde P_{RF} é a potência de RF em watts, $P_{tx,elec}$ é a potência elétrica aproximada consumida pelo transmissor, e ϵ_{tx} representa a eficiência do estágio de transmissão.

Para uma janela de 1 segundo de vídeo contínuo, a energia de transmissão pode ser quantificada pela Equação 55:

$$E_{tx,1s}(R) = P_{tx,elec} \cdot FPS \cdot t_{tx,frame}(R) \tag{55}$$

ou, de forma explícita, a relação é descrita por:

$$E_{tx,1s}(R) = P_{tx,elec} \cdot \frac{FPS \cdot F_{CR,bits}}{r_{E,RS}^{SIMO}(R)} \tag{56}$$

A energia associada à aquisição e compressão de frames pelo microcontrolador pode ser aproximada a partir da potência elétrica média consumida durante a operação. Considerando a relação fundamental entre potência, tensão e corrente elétrica, obtém-se a Equação 57:

$$P_{MCU} = V_{dd} \cdot I_{run} \tag{57}$$

Onde V_{dd} representa a tensão de alimentação do microcontrolador e I_{run} representa a corrente média consumida em modo de execução. Para a família STM32H7, esses parâmetros podem ser obtidos a partir das condições elétricas e das tabelas de consumo em modo Run apresentadas no *datasheet* do fabricante (STMicroelectronics, 2024). Assim, a energia consumida durante a aquisição e compressão de um frame pode ser estimada pela Equação 58:

$$E_{comp,frame} = P_{MCU} \cdot t_{frame} \tag{58}$$

Essa formulação representa uma aproximação agregada, pois considera uma potência média constante durante o intervalo de aquisição e compressão. Variações associadas à frequência de clock, periféricos ativos, uso do acelerador JPEG, acessos à memória e estados de baixo consumo não são modeladas individualmente neste trabalho.

Para uma transmissão contínua com FPS frames por segundo, a energia de compressão em uma janela de 1 segundo é quantificada pela Equação 59:

$$E_{comp,1s} = FPS \cdot P_{MCU} \cdot t_{frame} \tag{59}$$

Assim, a energia total estimada para aquisição, compressão e transmissão em uma janela de 1 segundo é a soma da Equação 55 pela 59:

$$E_{total,1s}(R) = E_{tx,1s}(R) + E_{comp,1s} \tag{60}$$

SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Após definir o modelo físico-matemático do *enlace*, a eficiência de transmissão, os efeitos de erro e os custos temporais e energéticos do envio de imagens comprimidas, esta seção descreve a simulação computacional utilizada para avaliar diferentes configurações operacionais.

O objetivo não é reproduzir um *enlace* específico de mercado, mas identificar tendências, regiões de viabilidade e pontos de ruptura em função da distância, frequência, largura de banda, modulação, potência de transmissão, altura das antenas, resolução, taxa de quadros e latência-alvo de forma teórica.

Cenário de Simulação

A simulação foi implementada em linguagem Python e estruturada como uma análise em grade, na qual diferentes combinações de parâmetros físicos, computacionais e operacionais foram avaliadas. Para cada cenário, o algoritmo calculou a perda de percurso, a perda adicional associada à obstrução parcial da primeira Zona de Fresnel, a SINR efetiva com diversidade SIMO, a taxa de transmissão com e sem codificação Reed-Solomon, o tempo total de *offloading*, o consumo energético associado à transmissão e à compressão, bem como a viabilidade do envio em relação a diferentes limites de latência.

Foram consideradas frequências portadoras de 433 MHz, 868 MHz, 915 MHz, 1,2 GHz, 2,4 GHz e 5,8 GHz, com larguras de banda compatíveis com cada faixa analisada. As distâncias entre o EMSD e a estação-base variaram de 10 m a 2500 m, cobrindo cenários com variação de SINR, perda de percurso e obstrução parcial da Zona de Fresnel.

Também foram avaliadas diferentes potências de transmissão, especificamente 20 dBm e 30 dBm, a fim de comparar cenários de menor e maior potência disponível no transmissor. As alturas da antena da estação-base e do EMSD foram variadas para analisar o impacto da geometria do enlace sobre a Zona de Fresnel e, consequentemente, sobre a perda adicional introduzida pela baixa altitude operacional do drone.

No nível da aplicação, foram simuladas três resoluções de imagem: 720x480, 720x1080 e 1920x1080. Para cada resolução, foram avaliadas diferentes taxas de quadros por segundo, incluindo 1, 5, 10, 15 e 30 FPS. Esses cenários permitem comparar desde transmissões esporádicas de imagens até fluxos contínuos de vídeo comprimido, aproximando a análise das condições reais de monitoramento visual em EMSDs agrícolas.

Como critério temporal, foram adotados diferentes limites de latência-alvo, incluindo 0,3 s, 0,5 s e 1,0 s. Esses valores representam níveis distintos de exigência operacional: cenários mais rigorosos, nos quais o *offloading* precisa ocorrer quase em tempo real, e cenários mais tolerantes, nos quais atrasos moderados ainda podem ser aceitáveis para tomada de decisão ou monitoramento.

Para cada combinação de parâmetros, foram calculadas as taxas efetivas de transmissão com e sem Reed-Solomon, a SINR em dB, a potência recebida, o tempo de compressão, o tempo de transmissão, o tempo de *buffer*, o tempo total de *offloading*, a energia consumida na transmissão e a energia total estimada. Um cenário foi considerado viável quando o tempo total permaneceu abaixo da latência-alvo definida para a aplicação.

Taxa de Transmissão, SINR e Perda de Percurso

Inicialmente, analisa-se o comportamento da SINR e do *path-loss* em função da distância, uma vez que essas grandezas determinam diretamente a taxa útil de transmissão do enlace. Em seguida, compara-se o impacto dessa degradação sobre a taxa de transmissão efetiva com e sem codificação Reed-Solomon, considerando bandas altas e bandas sub-GHz, de modo a evidenciar o compromisso entre capacidade, robustez e alcance.

A Figura 1 apresenta a evolução da SINR e do *path-loss* com a distância para diferentes larguras de banda em 2,4 GHz. Observa-se que o aumento da distância eleva progressivamente a perda de percurso e reduz a SINR disponível no enlace. Além disso, larguras de banda maiores resultam em menores valores de SINR, uma vez que ampliam a potência de ruído efetiva do sistema. Esse comportamento explica a degradação observada nas taxas úteis de transmissão apresentadas nas figuras seguintes.

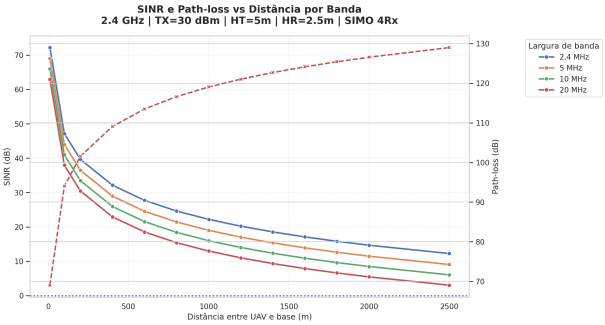


Figura 1: Comparação de SINR e *PATH-LOSS* por distância e bandas.

As Figuras 2 e 3 comparam as taxas de transmissão com e sem Reed-Solomon para as frequências de 2,4 GHz e 5,8 GHz. Em ambos os casos, as maiores larguras de banda proporcionam taxas iniciais mais elevadas, porém com perda mais acentuada de desempenho à medida que a distância aumenta. O aumento da potência de transmissão de 20 dBm para 30 dBm desloca os pontos de ruptura para distâncias maiores, mas não elimina a tendência de colapso da taxa útil em enlaces mais longos.

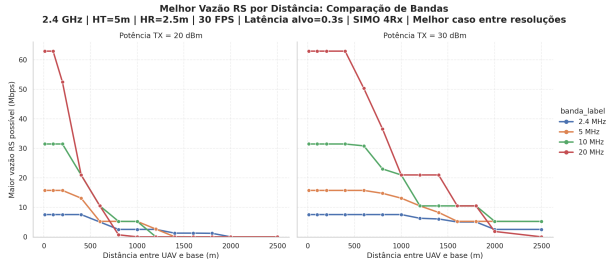


Figura 2: Melhor taxa RS por banda 2.4GHz.

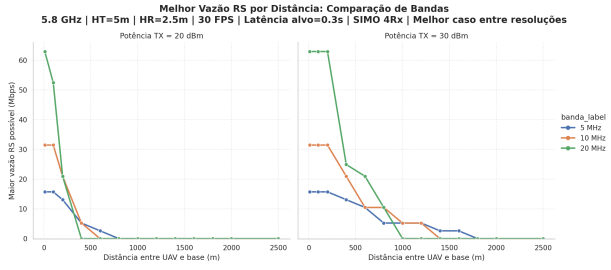


Figura 3: Melhor taxa RS por banda 5.8GHz.

As Figuras 4 e 5 apresentam o mesmo tipo de análise para 0,868 GHz e 0,915 GHz. Diferentemente das bandas mais elevadas, observa-se maior estabilidade da taxa útil ao longo da distância, embora com valores absolutos significativamente menores. Esse resultado indica que frequências sub-GHz podem ser mais adequadas para enlaces robustos de longo alcance, mas apresentam limitações importantes quando a aplicação exige transmissão contínua de imagens ou vídeo. Esse comportamento ocorre porque as bandas sub-GHz apresentam menor perda de percurso e maior robustez em distância, mas operam com larguras de banda menores, limitando a taxa máxima de transmissão disponível.

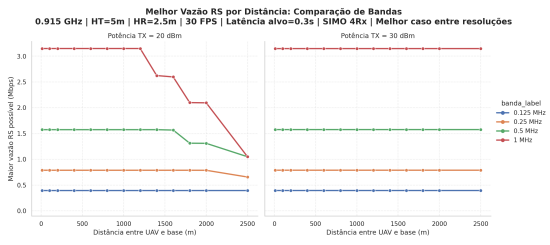


Figura 4: Melhor taxa RS por banda 0.915GHz

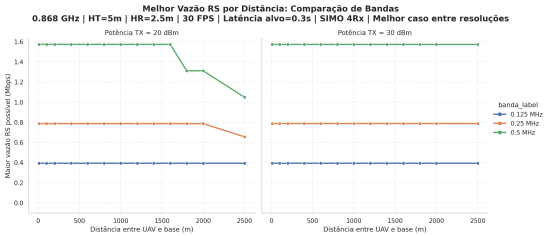


Figura 5: Melhor taxa RS por banda 0.868GHz

Avaliação da Modulação por Frequência

Além da largura de banda e da potência de transmissão, a modulação adotada influencia diretamente a taxa útil obtida no enlace. Para avaliar esse efeito, foram comparadas diferentes modulações digitais, incluindo BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM e 64QAM, em diferentes frequências e larguras de banda. A análise foi realizada considerando codificação Reed-Solomon, diversidade SIMO 4Rx, altura da estação-base de 5 m e altura do EMSD de 2,5 m.

A Figura 6 apresenta a comparação entre modulações para 2,4 GHz, considerando larguras de banda de 2,4 MHz. Observa-se que modulações de maior ordem, como 32QAM e 64QAM, apresentam maiores taxas em curtas distâncias, pois transportam mais bits por símbolo. Entretanto, essas modulações também sofrem colapso mais rápido à medida que a distância aumenta, uma vez que exigem maior qualidade de canal para manter baixa probabilidade de erro. Por outro lado, BPSK e QPSK apresentam menores taxas, mas mantêm funcionamento em distâncias maiores, evidenciando maior robustez em cenários de degradação do enlace.

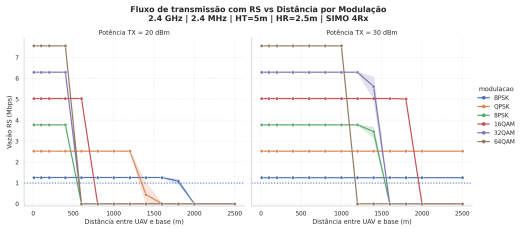


Figura 6: Vazão com Reed-Solomon por modulação em 2,4 GHz usando 2.4MHz para diferentes potências de transmissão.

A Figura 7 apresenta o mesmo tipo de comparação para 5,8 GHz, considerando larguras de banda de 5 MHz. Nesse caso, o comportamento de ruptura é ainda mais evidente. Embora as modulações de maior ordem apresentem vazões iniciais elevadas, a região de operação viável é reduzida, especialmente para potência de transmissão de 20 dBm. Com 30 dBm, há deslocamento do ponto de ruptura para distâncias maiores, mas a tendência geral permanece: quanto maior a ordem da modulação, maior a taxa inicial e menor a robustez frente à degradação do canal.

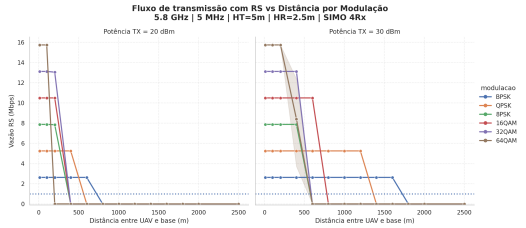


Figura 7: Vazão com Reed-Solomon por modulação em 5,8 GHz para diferentes potências de transmissão.

Esses resultados reforçam a necessidade de uma estratégia adaptativa de *offloading*. Em curtas distâncias, modulações de maior ordem podem ser utilizadas para maximizar a vazão e reduzir o tempo de transmissão. Entretanto, conforme a distância aumenta e a SINR diminui, torna-se necessário migrar para modulações mais robustas, mesmo com menor taxa útil. Assim, a escolha da modulação não deve ser fixa, mas condicionada ao estado do enlace, à distância operacional, à largura de banda disponível e ao limite de latência exigido pela aplicação.

Viabilidade do *offloading* por Resolução, FPS e Latência

Após analisar a taxa efetiva do enlace, avaliou-se a viabilidade do *offloading* considerando simultaneamente resolução da imagem, taxa de quadros por segundo, modulação, distância e latência-alvo. Um cenário foi considerado viável quando o tempo total de *offloading*, composto pelo tempo de compressão, tempo de transmissão e tempo de *buffer*, permaneceu abaixo do limite de latência estabelecido. Nesta análise, adota-se latência-alvo de 0,3 s, representando um cenário rigoroso para aplicações que exigem resposta quase em tempo real.

A Figura 8 apresenta os cenários viáveis em 2,4 GHz com largura de banda de 20 MHz. Para potência de transmissão de 20 dBm, observa-se que resoluções mais elevadas e maiores taxas de quadros permanecem restritas às menores distâncias. À medida que a distância aumenta, a viabilidade passa a depender de combinações mais conservadoras, especialmente com modulações mais robustas, como BPSK e QPSK. Com 30 dBm, há ampliação da região viável, permitindo que algumas combinações de maior resolução e FPS sejam mantidas por distâncias superiores. Entretanto, mesmo nesse caso, observa-se redução progressiva da complexidade admissível do fluxo transmitido conforme o enlace se degrada.

A Figura 9 mostra o comportamento equivalente para 5,8 GHz com largura de banda de 20 MHz. Embora essa configuração permita maior capacidade em curtas distâncias, a região viável é significativamente mais limitada quando comparada ao cenário de 2,4 GHz. A maior frequência intensifica a perda de percurso, fazendo com que resoluções mais altas e modulações de maior ordem sejam viáveis apenas em distâncias reduzidas. Com 30 dBm, a viabilidade é ampliada, mas permanece concentrada em

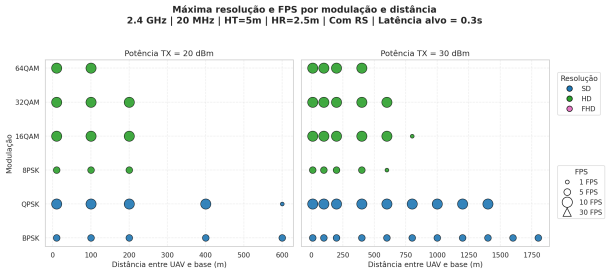


Figura 8: Máxima resolução e FPS viáveis por modulação e distância em 2,4 GHz, considerando codificação Reed-Solomon e latência-alvo de 0,3 s.

enlaces curtos e intermediários.

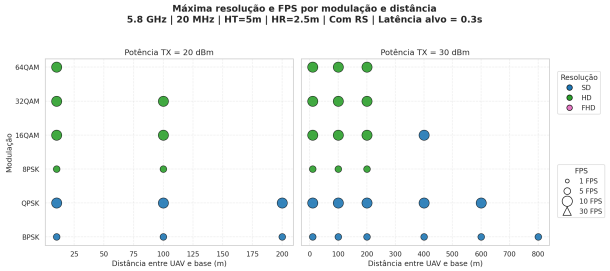


Figura 9: Máxima resolução e FPS viáveis por modulação e distância em 5,8 GHz, 20MHz, considerando codificação Reed-Solomon e latência-alvo de 0,3 s.

Esses resultados evidenciam que a escolha da estratégia de *offloading* deve ser adaptativa. Em regiões próximas à estação-base, o sistema pode explorar resoluções maiores, maior FPS e modulações de ordem superior para maximizar a qualidade visual e reduzir o tempo de transmissão. Em distâncias maiores, entretanto, a manutenção da latência-alvo exige redução da resolução, diminuição do FPS ou migração para modulações mais robustas. Dessa forma, a viabilidade do *offloading* não é uma propriedade fixa do *hardware*, mas uma condição dinâmica determinada pelo estado do enlace e pelos requisitos temporais da aplicação.

Ressalta-se que, nesta modelagem, os tempos de aquisição, compressão, transmissão e *buffer* foram considerados de forma sequencial, isto é, sem sobreposição temporal entre etapas. Portanto, os resultados representam uma estimativa conservadora do tempo total de *offloading*, uma vez que arquiteturas com paralelismo, *pipeline* ou processamento assíncrono poderiam reduzir a latência efetiva observada.

Tempo de *offloading* e Pontos de Ruptura Temporais

Para compreender a viabilidade temporal do *offloading*, analisaram-se separadamente os componentes que compõem o tempo total de envio: tempo de compressão, tempo de transmissão e tempo de *buffer*. O tempo total foi comparado à latência-alvo de 0,3 s, permitindo identificar

em que condições o enlace permanece operacionalmente viável e em que ponto ocorre sua ruptura temporal.

As Figuras 10 e 11 mostram que o tempo de compressão permanece aproximadamente constante ao longo da distância, uma vez que depende principalmente da resolução e do processamento local, e não da condição do canal. Em contrapartida, o tempo de transmissão cresce com a distância devido à redução da taxa útil do enlace. Esse crescimento é inicialmente gradual, mas se intensifica à medida que a SINR diminui e a vazão disponível se aproxima do limite necessário para sustentar o fluxo de dados.

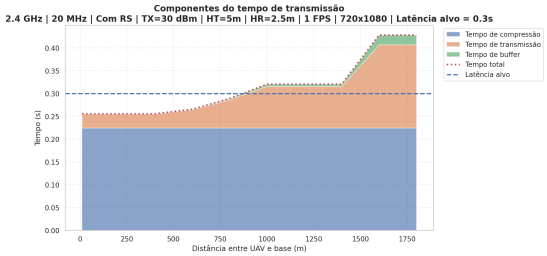


Figura 10: Componentes do tempo total de offloading em função da distância para a portadora de 2,4 GHz.

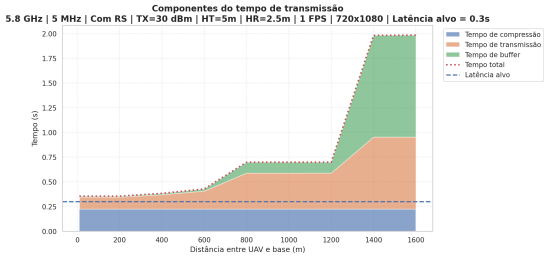


Figura 11: Componentes do tempo total de offloading em função da distância para a portadora de 5,8 GHz.

No cenário de 2,4 GHz e 20 MHz (Figura 10), observa-se que o tempo de compressão representa a maior parcela do atraso em curtas distâncias, enquanto o tempo de transmissão cresce progressivamente e leva o tempo total a ultrapassar a latência-alvo em distâncias mais elevadas. Nesse caso, o tempo de *buffer* permanece reduzido, indicando que o enlace ainda consegue absorver o fluxo gerado durante parte significativa do intervalo analisado.

Já no cenário de 5,8 GHz e 5 MHz (Figura 11), a degradação do enlace produz um comportamento mais crítico. Além do aumento do tempo de transmissão, observa-se crescimento acentuado do tempo de *buffer* em maiores distâncias. Esse efeito ocorre porque a taxa útil passa a se aproximar do *bitrate* gerado pela aplicação, produzindo acúmulo de dados e tornando o envio progressivamente inviável. Como consequência, o tempo total cresce abruptamente e ultrapassa de forma significativa a latência-alvo.

Esses resultados evidenciam que a inviabilidade temporal do *offloading* não depende apenas do tempo de transmissão isolado. Quando o enlace se aproxima da saturação, o tempo de *buffer* torna-se dominante e passa a representar o principal indicador de colapso operacional. Assim, a decisão de *offloading* deve considerar não apenas a taxa instantânea do enlace, mas também sua capacidade de sustentar continuamente o fluxo gerado pela aplicação.

Consumo Energético do *offloading*

Além da viabilidade temporal, o *offloading* deve ser avaliado sob a perspectiva do consumo energético, uma vez que EMSDs embarcados operam sob forte restrição de energia. Para essa análise, a energia total foi decomposta em duas parcelas principais: energia de compressão, associada ao processamento local da imagem, e energia de transmissão, associada ao envio do dado pelo enlace sem fio.

As Figuras 12 e 13 mostram que a energia de compressão permanece aproximadamente constante ao longo da distância, uma vez que depende principalmente da resolução da imagem, da taxa de quadros e da carga de processamento local. Em contraste, a energia de transmissão varia com a condição do enlace e tende a crescer à medida que a distância aumenta, refletindo a redução da taxa útil e o consequente aumento do tempo necessário para envio dos dados.

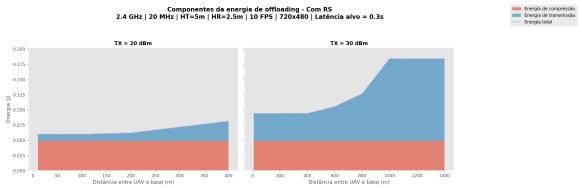


Figura 12: Componentes do consumo energético do offloading em função da distância

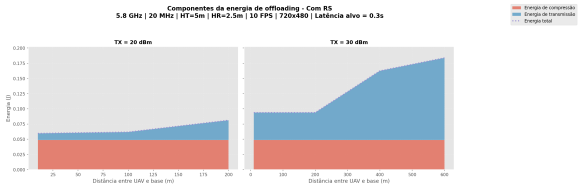


Figura 13: Componentes do consumo energético do offloading em função da distância

No cenário de 2,4 GHz (Figura 12), observa-se que a energia total permanece relativamente estável em curtas distâncias, sendo dominada pela parcela de compressão. Entretanto, com o aumento da distância, a energia de transmissão passa a crescer progressivamente, tornando-se dominante, sobretudo para potência de transmissão de 30 dBm. Esse comportamento evidencia que a ampliação do alcance operacional ocorre à custa de maior consumo energético por operação.

Para 5,8 GHz (Figura 13), verifica-se comportamento semelhante, porém mais crítico. Embora a energia de compressão se mantenha constante, a energia de transmissão cresce mais rapidamente com a distância, especialmente para 30 dBm, indicando maior sensibilidade dessa frequência à degradação do enlace. Como consequência, o custo energético do offloading torna-se elevado em distâncias menores quando comparado ao caso de 2,4 GHz, reforçando o compromisso entre capacidade de transmissão e eficiência energética.

Esses resultados mostram que a decisão de *offloading* não deve considerar apenas a possibilidade de transmissão dentro do limite de latência, mas também o custo energético associado. Em particular, aumentar a potência de transmissão pode ampliar a região viável do enlace, porém impõe maior consumo de energia. Assim, a estratégia adaptativa de *offloading* deve buscar não apenas maximizar o alcance, mas equilibrar latência, robustez de comunicação e eficiência energética.

Impacto da Combinação de Alturas no Desempenho do Enlace

Por fim, analisou-se a influência da altura da antena da estação-base (H_T) e da altura do EMSD (H_R) sobre a SINR do enlace. Essa análise foi realizada por meio da combinação de diferentes valores de altura, permitindo observar em que medida a geometria do enlace altera a qualidade da comunicação em frequências distintas.

A Figura 14 mostra que, para 2,4 GHz, a SINR permaneceu praticamente inalterada em todas as combinações de altura avaliadas, assumindo valor aproximadamente constante de 16 dB. Esse resultado indica que, no intervalo analisado, a variação de H_T e H_R teve efeito desprezível sobre o desempenho do enlace nessa frequência.

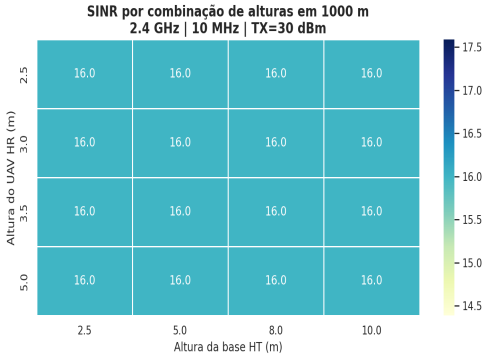


Figura 14: SINR para diferentes combinações de altura das antenas.

Em contraste com a Figura 15 observa-se maior sensibilidade da SINR à combinação de alturas. Nessa condição, a elevação de H_T e H_R tende a melhorar a qualidade do enlace, com a SINR variando de aproximadamente 41,5 dB até 43,9 dB. Embora a diferença absoluta não seja elevada, ela evidencia que, em frequências mais baixas, a geometria do enlace pode exercer influência mais perceptível no desempenho da comunicação.

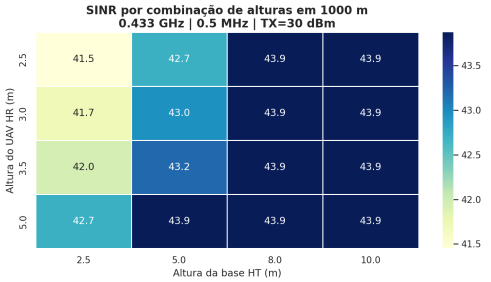


Figura 15: SINR para diferentes combinações de altura das antenas na frequência de 0,433 GHz.

Esse comportamento sugere que, nos cenários simulados, o efeito da altura das antenas se torna mais relevante em frequências mais baixas, enquanto em frequências mais elevadas ele se mostra secundário frente aos demais fatores do canal. Assim, embora a otimização geométrica do enlace possa trazer ganhos marginais, sua contribuição prática depende da faixa de frequência utilizada e deve ser analisada em conjunto com largura de banda, potência de transmissão e distância operacional.

CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma modelagem físico-matemática e computacional para avaliar o *offloading* adaptativo em EMSDs agrícolas operando sob restrições de comunicação sem fio, baixa altitude operacional e limitações energéticas. A análise considerou perda de percurso, obstrução parcial da primeira Zona de Fresnel, SINR, largura de banda, frequência portadora, potência de transmissão, modulação, codificação Reed-Solomon, resolução da imagem, taxa de quadros, latência-alvo e consumo energético. O objetivo principal foi identificar regiões de viabilidade e pontos de ruptura nos quais o envio remoto de dados deixa de ser vantajoso para aplicações embarcadas.

Os resultados indicaram que a taxa de transmissão útil não depende apenas da largura de banda nominal disponível, mas da interação entre distância, frequência, potência de transmissão e qualidade do enlace. Frequências mais elevadas, como 2,4 GHz e 5,8 GHz, apresentaram maior capacidade em curtas distâncias, especialmente com maiores larguras de banda. Entretanto, também demonstraram degradação mais acentuada com o aumento da distância, reduzindo rapidamente a taxa útil e restringindo a viabilidade do *offloading* em cenários de baixa latência.

A análise das modulações mostrou que esquemas de maior ordem, como 32QAM e 64QAM, oferecem maior vazão em condições favoráveis de canal, mas perdem robustez rapidamente à medida que a SINR diminui. Por outro lado, modulações mais conservadoras, como BPSK e QPSK,

apresentam menor taxa de transmissão, porém mantêm operação em distâncias maiores. Esse comportamento reforça a necessidade de estratégias adaptativas, nas quais a modulação, a resolução, o FPS e a decisão de *offloading* sejam ajustados de acordo com o estado do enlace.

Os resultados de viabilidade demonstraram que o *offloading* não pode ser tratado como uma decisão fixa. Em regiões próximas à estação-base, o sistema pode explorar maior resolução, maior taxa de quadros e modulações de maior ordem. Contudo, em distâncias maiores, a manutenção da latência-alvo exige redução da carga transmitida ou migração para configurações mais robustas. Assim, o ponto de ruptura do sistema não ocorre apenas quando o enlace é perdido, mas quando a combinação entre taxa útil, tempo de transmissão e tempo de *buffer* torna o envio incompatível com os requisitos temporais da aplicação.

A decomposição temporal evidenciou que o tempo de compressão permanece aproximadamente constante para uma mesma resolução, enquanto o tempo de transmissão e o tempo de *buffer* aumentam conforme a taxa útil do enlace diminui. Em cenários próximos à saturação, o tempo de *buffer* passa a representar um indicador crítico de inviabilidade, pois revela que o enlace já não consegue sustentar continuamente o fluxo de dados gerado pela aplicação.

Do ponto de vista energético, observou-se que a energia de compressão tende a permanecer estável para uma dada configuração de imagem, enquanto a energia de transmissão cresce com a distância e com o aumento da potência de transmissão. Embora maiores potências possam ampliar a região operacional do enlace, esse ganho ocorre às custas de maior consumo energético. Dessa forma, a melhor configuração não é necessariamente aquela que maximiza o alcance, mas aquela que equilibra latência, robustez de comunicação e custo energético.

Como contribuição, este trabalho propõe uma estrutura integrada de análise para apoiar decisões de *offloading* adaptativo em EMSDs agrícolas. Em vez de avaliar apenas taxa de transmissão ou apenas consumo energético, o modelo combina aspectos físicos do canal, confiabilidade da transmissão, requisitos da aplicação e restrições embarcadas. Essa abordagem permite identificar regiões operacionais nas quais o *offloading* é viável, bem como condições em que o processamento local ou a redução da carga transmitida se tornam alternativas mais adequadas.

Como limitações, destaca-se que os resultados foram obtidos por simulação, a partir de parâmetros e aproximações teóricas. O modelo não substitui medições experimentais em campo, especialmente em ambientes agrícolas reais sujeitos a variações de relevo, vegetação, umidade, interferência externa, mobilidade do drone e características específicas dos módulos de rádio utilizados. Além disso, a eficiência de protocolo, o modelo de compressão e os parâmetros de consumo energético foram tratados de forma agregada, podendo ser refinados em estudos futuros.

Como trabalhos futuros, pretende-se validar o modelo com medições reais em campo, incorporar modelos dinâmicos de mobilidade e interferência, avaliar diferentes codecs de imagem e vídeo, comparar algoritmos de decisão adaptativa e integrar o modelo de comunicação com o consumo global do drone. Também poderão ser investigadas estratégias híbridas, nas quais o EMSD alterna entre processamento local, transmissão de imagens reduzidas, envio sob demanda e *offloading* completo conforme a distância, a qualidade do enlace e o estado energético da plataforma.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS/MEC – Brasil.

*

Disponibilidade de Dados e Código

Os arquivos de código, a base de dados simulada e as Figuras completas encontram-se disponíveis como material suplementar em: `https://drive.google.com/drive/folders/11weZvqETJQwwhg-QyK6POb0hl56KcPMk?usp=drive_link`

REFERÊNCIAS

ALRAJEH, N. A. *et al.* Error Correcting Codes in Wireless Sensor Networks: An Energy Perspective. **Sensors**, MDPI, v. 15, n. 3, p. 4919–4944, 2015. DOI: 10.12785/amis/090229.

AMORIM, R. *et al.* Pathloss Measurements and Modeling for UAVs Connected to Cellular Networks. *In:* IEEE Vehicular Technology Conference. [*S. l.: s. n.*], 2017. DOI: 10.1109/VTCSpring.2017.8108204.

BAUTISTA-GUERRERO, S. A. **Development of a Cost-Efficient Video Acquisition System for Medical Applications Using a Dual-Core Cortex-M Microcontroller**. 2023. Trabajo de obtención de grado (Especialidad en Sistemas Embebidos) – ITESO, Universidad Jesuita de Guadalajara, Tlaquepaque, Jalisco, Mexico. Disponível em: https://hdl.handle.net/11117/10265.

BETONI, P. d. O. *et al.* O uso de drones na agricultura de precisão: uma revisão. **Lumen et Virtus**, v. 15, n. 41, p. 5658–5670, 2024. DOI: 10.56238/levv15n41-056.

BROWN, G. **Reed-Solomon Codes**. [*S. l.: s. n.*], 1999. Tutorial sobre propriedades e estrutura de códigos Reed-Solomon. Disponível em: https://www.cs.cmu.edu/~guyb/realworld/reedsolomon/reed_solomon_codes.html.

CHANG, C.-J. *et al.* A MISO CMOS transceiver for WLAN 802.11b/g/n applications. *In:* 2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. [*S. l.: s. n.*], 2008. p. 101–104. DOI: 10.1109/RFIC.2008.4561395.

CHEN, X. *et al.* Efficient Multi-User Computation Offloading for Mobile-Edge Cloud Computing. **IEEE/ACM Transactions on Networking**, v. 24, n. 5, p. 2795–2808, out. 2016. ISSN 1063-6692. DOI: 10.1109/TNET.2015.2487344.

ESPINOSA-GAVIRA, M. J. *et al.* Characterization and Performance Evaluation of ESP32 for Real-time Synchronized Sensor Networks. **Procedia Computer Science**, Elsevier, v. 239, p. 1018–1025, 2024.

GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION. **Recommendation ITU-R P.526: Propagation by diffraction**. Geneva, 2025. Disponível em: https://www.itu.int/rec/R-REC-P.526.

LEE, W. C. Y. **Mobile Cellular Telecommunications: Analog and Digital Systems**. 2nd. New York: McGraw-Hill, 1995. ISBN 9780070380899.

LI, J. *et al.* Rapid Evaluation Model of Endurance Performance and Its Application for Agricultural UAVs. **Drones**, MDPI, v. 6, n. 8, p. 186, 2022. DOI: 10.3390/drones6080186.

MATOLAK, D. W.; SUN, R. Air–Ground Channel Characterization for Unmanned Aircraft Systems—Part I: Methods, Measurements, and Models for Over-Water Settings. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 66, n. 1, p. 26–44, 2017. DOI: 10.1109/TVT.2016.2530306.

MAXAMA, X. B.; MARKUS, E. D. A Survey on Propagation Challenges in Wireless Communication Networks over Irregular Terrains. *In:* IEEE Conference Proceedings. [*S. l.: s. n.*], 2018. p. 79–86. DOI: 10.1109/OI.2018.8535598.

MING, R. *et al.* Test and evaluation method for endurance performance of electric multi-rotors spraying drones. **International Journal of Agricultural and Biological Engineering**, v. 12, n. 2, p. 18–28, 2019. DOI: 10.25165/j.ijabe.20191202.4348.

NASCIMENTO, J. M. *et al.* Diferentes alturas de voo na aplicação via drone DJI Agras T10 na cultura da soja. *In:* CONGRESSO Técnico Científico da Engenharia e da Agronomia – CONTECC. [*S. l.: s. n.*], 2023.

PENNEBAKER, W. B.; MITCHELL, J. L. **JPEG: Still Image Data Compression Standard**. New York: Springer, 1993. ISBN 978-0-442-01272-4.

PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital Communications**. 5th. [*S. l.*]: McGraw-Hill, 2008.

RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications: Principles and Practice**. 2nd. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-042232-0.

ŞAHIN, M. C.; TARHAN, A. K. Evaluation and Selection of Hardware and AI Models for Edge Applications: A Method and A Case Study on UAVs. **Drones**, MDPI, v. 9, n. 2, p. 36, 2025. DOI: 10.3390/app15031026.

STEER, M. **Microwave and RF Design V: Amplifiers and Oscillators**. [*S. l.*]: LibreTexts, 2022. Seção 2.4: Amplifier Efficiency. Disponível em: https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_V%3A_Amplifiers_and_Oscillators_%28Steer%29/02%3A_Linear_Amplifiers/2.04%3A_Amplifier_Efficiency.

STMICROELECTRONICS. **STM32H742xI/G and STM32H743xI/G: 32-bit Arm Cortex-M7 MCUs, Datasheet**. [*S. l.*], 2024. DS12110, Rev. 10. Electrical characteristics and current consumption in Run mode. Disponível em: https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32h743vi.pdf.

TANENBAUM, A. S.; WETHERALL, D. J.; FEAMSTER, N. **Computer Networks**. 6th. [*S. l.*]: Pearson, 2021.

WALLACE, G. K. The JPEG Still Picture Compression Standard. **Communications of the ACM**, v. 34, n. 4, p. 30–44, 1991. DOI: 10.1145/103085.103089.