



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

FRANCISCO LEONARDO BEZERRA MARTINS

ACOPLADOR TRIPLO SIMÉTRICO PLANAR COM NÚCLEOS
INTERCAMBIÁVEIS

FORTALEZA

2023

FRANCISCO LEONARDO BEZERRA MARTINS

ACOPLADOR TRIPLO SIMÉTRICO PLANAR COM NÚCLEOS INTERCAMBIÁVEIS

Tese apresentada à coordenação do Programa de Pós Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia de Teleinformática. Área de concentração: Eletromagnetismo aplicado.

Orientador: Prof. Dr. José Cláudio do Nascimento.

FORTALEZA – CE

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

M343a Martins, Francisco Leonardo Bezerra.
Acoplador triplo simétrico planar com núcleos intercambiáveis / Francisco Leonardo Bezerra
Martins. – 2023.
92 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação
em Engenharia de Teleinformática, Fortaleza, 2023.
Orientação: Prof. Dr. José Cláudio do Nascimento.

1. Óptica Linear, Dispositivos Ópticos, Acoplador de Fibra Óptica, Circuito Lógico Totalmente Óptico,
Processamento de Sinais Ópticos. I. Título.

CDD 621.38

FRANCISCO LEONARDO BEZERRA MARTINS

ACOPLADOR TRIPLO SIMÉTRICO PLANAR COM NÚCLEOS INTERCAMBIÁVEIS

Tese apresentada à coordenação do Programa de Pós Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia de Teleinformática. Área de concentração: Eletromagnetismo aplicado.

Aprovada em 13/12/2023.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. José Cláudio do Nascimento (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. André Castelo Branco Soares
Universidade Federal do Piauí (UFPI)

Prof. Dr. Fabio Barros de Sousa
Universidade Federal do Pará (UFPA)

Prof. Dr. Joao Batista Rosa Silva
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Kléber Zuza Nóbrega
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Ao Criador. A minha família. Ao meu professor orientador e aos meus amigos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço ao Criador do universo. Pelo dom da vida, pela inteligência, pela saúde, pela força, e pela coragem que me concedeu para enfrentar cada um dos problemas pessoais e acadêmicos até agora, e também no futuro.

Agradeço a minha família. Meus pais Luiz Rocha Martins e Lúcia Maria Bezerra Martins, e meus irmãos Adriano Bezerra Martins e Letícia Bezerra Martins, por cada pequena ajuda, pelo apoio e incentivo que me deram ao longo do curso e de toda minha vida até agora.

Aos meus amigos. Em especial João Paulo Teófilo Rodrigues, colega de mestrado em Engenharia Elétrica e Computação pelo PPGEEC, e de doutorado em Engenharia de Teleinformática pelo PPGETI, por sua valiosa amizade e por todo o apoio que me deu ao longo dos cursos.

Aos meus professores. Em especial ao meu orientador e amigo, Dr. José Cláudio do Nascimento, por seu apoio, confiança e paciência ao longo de toda a minha trajetória acadêmica.

E finalmente, agradeço a Universidade Federal do Ceará. Pela oportunidade de obter graduação, mestrado, e agora doutorado. Em especial, agradeço pelo suporte financeiro que recebi na forma de bolsa de estudos concedida pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES – Código de Financiamento 001) via Programa de Excelência Acadêmica (PROEX).

RESUMO

Poucos estudos abordam dispositivos lógicos digitais totalmente ópticos lineares, e os que o fazem geralmente usam cristais fotônicos 2D microestruturados. Até agora, nenhum trabalho propõe esses dispositivos usando fibra óptica. Esta tese propõe um novo dispositivo acoplador de fibra óptica de três núcleos, chamado de acoplador triplo simétrico planar com núcleos intercambiáveis (ATSPNI). O ATSPNI é linear, apresenta chaveamento completo, e é propagado por pulsos de baixa potência modulados em amplitude. Desde que as condições de linearidade, dispersão e atenuação sejam observadas, o ATSPNI pode ser fabricado usando qualquer tecnologia de fibra óptica, e propagado por pulsos de qualquer comprimento de onda. Usando nosso dispositivo, demonstramos a primeira aquisição numérica das funções lógicas digitais totalmente ópticas MUX, DEMUX, XOR, XNOR e meio-somador num dispositivo de fibra óptica linear. Este resultado é uma evidência da possibilidade de obtenção de processamento lógico complexo, inclusive processamento lógico não-linear, usando apenas design de fibra linear.

Palavras-chave: Óptica Linear; Dispositivos Ópticos; Acoplador de Fibra Óptica; Circuito Lógico Totalmente Óptico; Processamento de Sinais Ópticos.

ABSTRACT

Few studies address linear digital logic all-optical devices, and those that do usually employ microstructured 2D photonic crystals. So far, no research paper proposes such using optical fiber-based devices. This thesis proposes a new three-core optical fiber coupler device, called the interchanging-cores planar three-core fiber coupler (ICPTC coupler). The ICPTC coupler is linear, presents complete switching, and is propagated by low-powered amplitude-modulated pulses. As long as the linearity, dispersion and attenuation conditions are observed, the ICPTC can be made using any optical fiber technology, and operate with pulses of any wavelength. Using our device, we demonstrate the first numerical acquisition of all-optical digital MUX, DEMUX, XOR, XNOR, and half-adder functions using a linear optical fiber-based device. This result is evidence of the possibility of obtaining complex logical processing, even nonlinear logical processing, using only linear fiber design.

Keywords: Linear Optics; Optical Devices; Optical Fiber Coupler; All-Optical Logic Circuit; Optical Signal Processing.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

- Figura 1** – (a) MUX 2×1 . Os dados lógicos nas duas linhas de entrada (I_1 e I_2) são reproduzidos na linha de saída (Out) com base no valor do seletor (S). (b) DEMUX 1×2 . Os dados lógicos na linha de entrada (I) são reproduzidos nas duas linhas de saída (Out_1 e Out_2) com base no valor do seletor (S). (c) DEMUX 1×3 . Os dados lógicos na linha de entrada (I) são reproduzidos nas três linhas de saída (Out_1 , Out_2 e Out_3) com base nos valores dos seletores (S_1 e S_2). Os valores de (S_1, S_2) para seleção das saídas podem ser quaisquer combinações de três das quatro possíveis: (0, 0), (0, 1), (1, 0) e (1, 1). Neste exemplo usamos (0, 1), (1, 0) e (1, 1).....24
- Figura 2** – Diagrama lógico do MUX 2×1 . $Out = I_1$ para $S = 0$ e $Out = I_2$ para $S = 1$. São necessárias quatro portas lógicas elementares: duas ANDs, uma OR e uma NOT. A concatenação NOT-AND-OR na parte superior do circuito é bastante difícil de se realizar usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares.....24
- Figura 3** – Diagrama lógico do DEMUX 1×2 . $Out_1 = I$ para $S = 0$ e $Out_2 = I$ para $S = 1$. São necessárias três portas lógicas elementares: duas ANDs e uma NOT.....25
- Figura 4** – Diagrama lógico do DEMUX 1×3 . São necessárias oito portas lógicas elementares: seis ANDs e duas NOTs. $Out_1 = I$ para $S_1 = 0$ e $S_2 = 1$, $Out_2 = I$ para $S_1 = 1$ e $S_2 = 0$, e $Out_3 = I$ para $S_1 = 1$ e $S_2 = 1$. A concatenação NOT-AND-AND é bastante difícil de se realizar usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares.....25
- Figura 5** – (a) Porta lógica digital XOR. Verifica a desigualdade dos bits nas linhas de entrada. Se $I_1 = I_2$, $Out = 0$ e se $I_1 \neq I_2$, $Out = 1$. (b) Porta lógica digital XNOR. Lógica inversa da porta XOR. Verifica a igualdade dos bits nas linhas de entrada. Se $I_1 = I_2$, $Out = 1$ e se $I_1 \neq I_2$, $Out = 0$27
- Figura 6** – Diagrama lógico da função XOR. $Out = 0$ para $I_1 = I_2$ e $Out = 1$ para $I_1 \neq I_2$. São necessárias cinco portas lógicas elementares: duas ANDs, uma OR e duas NOTs. Apesar das concatenações NOT-AND-OR, o circuito completo é facilmente obtido usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares.....28

- Figura 7** – Diagrama lógico da função XNOR. $Out = 0$ para $I_1 \neq I_2$ e $Out = 1$ para $I_1 = I_2$. São necessárias cinco portas lógicas elementares: duas ANDs, uma OR e duas NOTs. O circuito completo é facilmente obtido usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares. Aqui, note que, diferentemente dos circuitos da subseção anterior, as funções XOR e XNOR tem apenas três conectores: duas entradas e uma saída. As funções MUX 2×1 e DEMUX 1×2 têm ambas quatro conectores, e a função DEMUX 1×3 têm seis conectores. Logo, a quantidade de conectores (entradas e saídas) do circuito lógico têm grande peso na sua dificuldade de implementação.....28
- Figura 8** – Portas lógicas não triviais de duas entradas. Os círculos vermelhos representam bit 0 e os círculos azuis representam bit 1. A reta pontilhada de cor magenta em cada quadro representa uma possível superfície de decisão linear, que separa bit 0 de bit 1. Os pontos de interrogação nos dois últimos quadros representam a incerteza quanto à superfície de decisão (Duas ou mais retas? Parábola? Polinômio de grau 2 ou maior? Elipse? Etc.) Das 14 possíveis saídas lógicas não triviais de uma porta de duas entradas, 12 são linearmente separáveis e duas não são.....30
- Figura 9** – Circuito lógico digital meio-somador. Soma dois bits. Equivale a uma porta lógica XOR em paralelo com uma porta lógica AND, em um único dispositivo de duas entradas e duas saídas. Se $I_1 = I_2$, $Out_1 = 0$ e se $I_1 \neq I_2$, $Out_1 = 1$. Se $I_1 = 0$ ou $I_2 = 0$, $Out_2 = 0$ e se $I_1 = I_2 = 1$, $Out_2 = 1$31
- Figura 10** – Diagrama lógico do circuito meio-somador. São necessárias seis portas lógicas elementares: três ANDs, uma OR e duas NOTs. O circuito completo é relativamente fácil de obter usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares (já que as portas AND e XOR são fáceis de obter). O circuito meio-somador tem quatro conectores: duas entradas e duas saídas.....31
- Figura 11** – Acoplador triplo simétrico planar (ATSP) de comprimento z , diâmetro de núcleo d , e separação entre núcleos Λ . As setas coloridas mostram o caminho percorrido pelos pulsos ópticos ao longo do acoplador.....34
- Figura 12** – Seção transversal do ATSPNI. As extremidades são ATSPs de comprimentos z_1 e z_3 . A parte do meio consiste em três pedaços separados de fibra de núcleo único, cada um de comprimento z_2 , responsável por intercambiar os dois

primeiros núcleos. As setas coloridas mostram o caminho percorrido pelos pulsos ópticos ao longo do dispositivo proposto.....35

Figura 13 – Transmissão de potência normalizada para os três núcleos do ATSP. Não existe nenhum valor de θ para o qual $T_1 = T_2 = T_3 = 0$. A figura mostra um período completo das curvas de T_1 e T_3 (de 0 a $2\pi/\sqrt{2}$) e dois períodos da curva de T_2 (de 0 a $\pi/\sqrt{2}$ e de $\pi/\sqrt{2}$ a $2\pi/\sqrt{2}$). Note também que, assim como calculado, $T_2 = 0$ em $\theta = \pi/2\sqrt{2} + n\pi/\sqrt{2}$ e $T_1 = T_3 = 0$ em $\theta = \pi/\sqrt{2} + 2n\pi/\sqrt{2}$, para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$42

Figura 14 – Transmissão de potência normalizada para o núcleo 1 do ATSPNI. Existem várias regiões onde $T_1 \cong 0$ (regiões azuis), todas em torno de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com $n_1, n_3 \in Z^+$, mas não ímpares simultaneamente. Como já era esperado, T_1 é periódico em região, sendo a primeira região uma área quadrada de lado $2\pi/\sqrt{2}$, ($0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2}$), marcada pelo quadrado pontilhado de cor magenta. A figura mostra 9 períodos completos da região de T_147

Figura 15 – Transmissão de potência normalizada para o núcleo 2 do ATSPNI. Existem várias regiões onde $T_2 \cong 0$ (regiões azuis), todas em torno de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com $n_1, n_3 \in Z^+$. T_2 é periódico em região, sendo a primeira região uma área quadrada de lado $\pi/\sqrt{2}$, ($0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$), marcada pelo quadrado pontilhado de cor magenta. A figura mostra 36 períodos completos da região de T_248

Figura 16 – Transmissão de potência normalizada para o núcleo 3 do ATSPNI. Existem várias regiões onde $T_3 \cong 0$ (regiões azuis), todas em torno de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com $n_1, n_3 \in Z^+$, mas não pares simultaneamente. T_3 é periódico em região, sendo a primeira região uma área quadrada de lado $2\pi/\sqrt{2}$, ($0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2}$), marcada pelo quadrado pontilhado de cor magenta. A figura mostra 9 períodos completos da região de T_349

Figura 17 – Transmissão de potência normalizada no intervalo de $0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2}$, que equivale a: **a)** O primeiro período de acoplamento do núcleo 1 (T_1); **b)** Os quatro primeiros períodos de acoplamento do núcleo 2 (T_2); **c)** O primeiro período de

	acoplamento do núcleo 3 (T_3). A legenda colorida discriminando 7 diferentes intervalos de T é a mesma para os três núcleos.....	50
Figura 18	– Diagrama de olho. As curvas vermelhas são pulsos modulados como bit 0, $A_0(0, t) = \varepsilon_0 sech(t)$, no intervalo de $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, com passo 0,05. As curvas azuis são os pulsos modulados como bit 1, $A_1(0, t) = \varepsilon_1 sech(t)$, no intervalo de $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$, com passo 0,05. O pulso preto é o pulso de referência, $A_{ref}(0, t) = sech(t)$. A abertura de olho é de $A_{olho} = \min(\varepsilon_1) - \max(\varepsilon_0) = 1,2 - 0,8 = 0,4$. Neste exemplo usamos pulsos secante hiperbólicos de 100 fs de largura à meia altura.....	53
Figura 19	– Pulsos de saída para o melhor MUX 2×1 . A linha preta tracejada em $A_{out} = 1$ é a linha de referência.....	56
Figura 20	– Pulsos de saída para o melhor DEMUX 1×2	57
Figura 21	– Pulsos de saída para o melhor DEMUX 1×3	58
Figura 22	– Pulsos de saída para a melhor porta XOR.....	59
Figura 23	– Variações nas amplitudes de pico dos pulsos enquanto se propagam nos dois ATSPs do ATSPNI. Caso $A = 1, B = 0, C = 0$ (primeira linha da Tabela 6). A variação ao longo de θ_1 ocorre no primeiro ATSP. Em θ_2 os pulsos nos núcleos 1 e 2 são intercambiados. E a variação ao longo de θ_3 ocorre no segundo ATSP. Observando a curva dourada (onde encontraremos a porta XNOR), note que: o pulso, modulado como bit 0, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 0,2; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo (saindo do núcleo 2 do primeiro ATSP e entrando no núcleo 1 do segundo ATSP); troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 1,136, sendo demodulado como bit 1 (já que tem amplitude maior que 1).....	60
Figura 24	– Caso $A = 1, B = 0, C = 1$ (segunda linha da Tabela 6). Observando a curva dourada, note que: o pulso, modulado como bit 0, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 0,2; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 0,879, sendo demodulado como bit 0 (já que tem amplitude menor que 1).....	61

- Figura 25** – Caso $A = 1, B = 1, C = 0$ (terceira linha da Tabela 6). Observando a curva dourada, note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,8; troca (e perde) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 0,878, sendo demodulado como bit 0.....61
- Figura 26** – Caso $A = 1, B = 1, C = 1$ (última linha da Tabela 6). Observando a curva dourada, note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,8; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 1,163, sendo demodulado como bit 1.....61
- Figura 27** – Pulsos de saída para a melhor porta XNOR.....62
- Figura 28** – Variações nas amplitudes de pico dos pulsos enquanto se propagam nos dois ATSPs do ATSPNI. Caso $A = 0, B = 0, C = 1$ (primeira linha da Tabela 7). Observando a curva dourada (saída Sum do meio-somador), note que: o pulso, modulado como bit 0, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 0,25; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo (saindo do núcleo 2 do primeiro ATSP e entrando no núcleo 1 do segundo ATSP); troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 0,715, sendo demodulado como bit 0 (já que tem amplitude menor que 1). Observando a curva turquesa (saída Carry do meio-somador), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 3 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do primeiro ATSP; se mantém no mesmo núcleo (apenas os núcleos 1 e 2 são intercambiados no ATSPNI); troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 3 do ATSPNI com uma amplitude de 0,954, sendo demodulado como bit 0.....63
- Figura 29** – Caso $A = 0, B = 1, C = 1$ (segunda linha da Tabela 7). Observando a curva dourada (Sum), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca

energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 1,223, sendo demodulado como bit 1 (já que tem amplitude maior que 1). Observando a curva turquesa (Carry), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 3 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do primeiro ATSP; se mantém no mesmo núcleo; troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 3 do ATSPNI com uma amplitude de 0,953, sendo demodulado como bit 0.....63

Figura 30 – Caso $A = 1, B = 0, C = 1$ (terceira linha da Tabela 7). Observando a curva dourada (Sum), note que: o pulso, modulado como bit 0, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 0,25; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 1,075, sendo demodulado como bit 1. Observando a curva turquesa (Carry), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 3 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do primeiro ATSP; se mantém no mesmo núcleo; troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 3 do ATSPNI com uma amplitude de 0,903, sendo demodulado como bit 0.....64

Figura 31 – Caso $A = 1, B = 1, C = 1$ (última linha da Tabela 7). Observando a curva dourada (Sum), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 0,955, sendo demodulado como bit 0. Observando a curva turquesa (Carry), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 3 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do primeiro ATSP; se mantém no mesmo núcleo; troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 3 do ATSPNI com uma amplitude de 1,046, sendo demodulado como bit 1.....64

Figura 32 – Pulsos de saída para o melhor meio-somador.....65

- Figura 33** – Intervalos de saídas lógicas e contrastes observados na saída do núcleo 2 (núcleo central) de um ATSP linear modulado em ASK com $\varepsilon_0 = 0,45$ e $\varepsilon_1 = 1,55$. Encontramos apenas quatro saídas lógicas distintas. A linha pontilhada marca $|C_R| = 0,3 \text{ dB}$. Perceba a exata simetria de saída lógica, contraste e tamanho de intervalo ao longo do eixo em $\theta = \pi/2\sqrt{2}$ (o ângulo de acoplamento para pulsos inseridos no núcleo 2 do ATSP).....66
- Figura 34** – Regiões de saídas lógicas e contrastes observados na saída do núcleo 2 de um ATSPNI linear modulado em ASK com $\varepsilon_0 = 0,45$ e $\varepsilon_1 = 1,55$. Encontramos 22 portas lógicas distintas (todas com $|C_R| > 0,3 \text{ dB}$). Os espaços em branco são as fronteiras de região, com $|C_R| \leq 0,3 \text{ dB}$. Perceba que apesar de existir simetria de tamanho, forma e contraste nas regiões ao longo do eixo diagonal em $\theta_1 = \theta_3 = \pi/\sqrt{2}$ (ângulo de acoplamento do ATSPNI), não há simetria de saída lógica, como ocorre no ATSP.....68
- Figura 35** – Regiões de ocorrência e contraste da função MUX 2×1 para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,2, 1,8)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de fabricação.....69
- Figura 36** – Regiões de ocorrência e contraste da função MUX 2×1 para θ_1 e θ_3 fixos em $(0,795, 1,225)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8, 1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.....70
- Figura 37** – Regiões de ocorrência e contraste da função DEMUX 1×2 para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,4, 1,8)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de fabricação.....71
- Figura 38** – Regiões de ocorrência e contraste da função DEMUX 1×2 para θ_1 e θ_3 fixos em $(0,815, 0,2)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8, 1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.....71
- Figura 39** – Regiões de ocorrência e contraste da função DEMUX 1×3 para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,25, 1,8)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma margem de tolerância razoável para variações nos parâmetros de fabricação.....72

- Figura 40** – Regiões de ocorrência e contraste da função DEMUX 1×3 para θ_1 e θ_3 fixos em $(1,515, 0,61)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.....73
- Figura 41** – Regiões de ocorrência e contraste da porta XOR para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,2, 1,4)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de fabricação.....74
- Figura 42** – Regiões de ocorrência e contraste da porta XOR para θ_1 e θ_3 fixos em $(0,145, 0,965)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma margem de tolerância razoável para variações nos parâmetros de modulação.....74
- Figura 43** – Regiões de ocorrência e contraste da porta XNOR para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,2, 1,8)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma margem de tolerância razoável para variações nos parâmetros de fabricação.....75
- Figura 44** – Regiões de ocorrência e contraste da porta XNOR para θ_1 e θ_3 fixos em $(1,535, 1,71)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.....76
- Figura 45** – Regiões de ocorrência e contraste do meio-somador para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,25, 1,55)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma pequena margem de tolerância para variações nos parâmetros de fabricação.....77
- Figura 46** – Regiões de ocorrência e contraste do meio-somador para θ_1 e θ_3 fixos em $(0,855, 1,325)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma pequena margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.....77

LISTA DE TABELAS

- Tabela 1** – Lista de artigos abordando MUX/DEMUXes digitais totalmente ópticos até o momento. Siglas: CF2D - Cristal Fotônico 2D; AOS - Amplificador Óptico Semicondutor; MAD - Multiplexador Add/Drop; AOSR - Amplificador Óptico Semicondutor Refletivo; PM - Poço Multiquântico.....26
- Tabela 2** – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para o melhor MUX 2×1 . O sinal B é o controlador e os sinais A e C são as entradas. Para $B = 0$, $Y_1 = A$, e para $B = 1$, $Y_1 = C$. Os contrastes mais baixos estão bem acima do limite de $0,3 \text{ dB}$55
- Tabela 3** – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para o melhor DEMUX 1×2 . O sinal A é o controlador e o sinal B é a entrada. Para $A = 0$, $Y_2 = B$ e para $A = 1$, $Y_3 = B$. O sinal C é omitido. Os valores C_R exibidos são os piores casos para qualquer valor lógico de C. O ‘x’ representa o estado clássico de “don’t care” em saídas que não são usadas.....56
- Tabela 4** – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para o melhor DEMUX 1×3 . Os sinais B e C são os controles e o sinal A é a entrada. Para $(B, C) = (0,1)$, $Y_1 = A$, para $(B, C) = (1,0)$, $Y_2 = A$ e para $(B, C) = (1,1)$, $Y_3 = A$. Os contrastes mais baixos estão bem acima do limite de $0,3 \text{ dB}$58
- Tabela 5** – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para a melhor XOR. O sinal A é o enable e os sinais B e C são as entradas. Para $A = 1$, $Y_3 = B \oplus C$. Os contrastes mais baixos estão acima do limite de $0,3 \text{ dB}$59
- Tabela 6** – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para a melhor XNOR. O sinal A é o enable e os sinais B e C são as entradas. Para $A = 1$, $Y_1 = B \odot C$. Os contrastes mais baixos estão bem acima do limite de $0,3 \text{ dB}$60
- Tabela 7** – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para o melhor meio-somador. O sinal C é o enable e os sinais A e B são as entradas. Para $C = 1$, $Y_1 = A \oplus B$ e $Y_3 = AB$62
- Tabela 8** – Valores estimados de comprimento e precisões de fabricação para ATSPNIs feitos de fibra de sílica convencional (FSC), fibra de cristal fotônico preenchida de ar (FCFA) e fibra de cristal fotônico preenchida de clorofórmio (FCFC). Desconsideramos z_2 uma vez que pode variar dependendo da conveniência do

projetista. PC é a precisão mínima de clivagem necessária para obter pelo menos 99% dos menores valores estimados de z para cada dispositivo. $PC = \min(z_1, z_3) / 100$. PSN é a mínima precisão de separação entre núcleos (a característica física que mais influencia κ). $PSN = \Lambda / 100$. $\lambda = 1,55 \mu m$ em todos os casos. Λ não está definido em [24] e [25], assim estimamos $\Lambda = 2a = d$, o mínimo valor necessário para que os núcleos não se sobreponham, e o mínimo valor com o qual podemos estimar κ usando a fórmula empírica proposta em [45].....79

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANSI	American National Standards Institute
AOS	Amplificador Óptico Semicondutor
AOSR	Amplificador Óptico Semicondutor Refletivo
ASK	Amplitude Shift Keying
ATLAS	A Toroidal LHC ApparatuS
ATSP	Acoplador Triplo Simétrico Planar
ATSPNI	Acoplador Triplo Simétrico Planar com Núcleos Intercambiáveis
CERN	Conseil Européen pour la Recherche Nucléaire
CF2D	Cristal Fotônico 2D
DEMUX	Demultiplexador
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
FCFA	Fibra de Cristal Fotônico preenchida de Ar
FCFC	Fibra de Cristal Fotônico preenchida de Clorofórmio
FSC	Fibra de Sílica Convencional
FSK	Frequency Shift Keying
GVD	Group-Velocity Dispersion
LHC	Large Hadron Collider
LSB	Least Significant Bit
MAD	Multiplexador Add/Drop
MSB	Most Significant Bit
MUX	Multiplexador
OEO	Óptico-Eletro-Óptico
OMB 9U	Optical Multiplexer Board 9U

OOK	On-Off Keying
PAM	Pulse-Amplitude Modulation
PC	Precisão de Clivagem
PM	Poço Multiquântico
PolSK	Polarization Shift Keying
PPLN	Periodically Poled Lithium Niobate
PSN	Precisão de Separação entre Núcleos
SNR	Signal-to-Noise Ratio
ULA	Unidade Lógica Aritmética

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	Multiplexador e Demultiplexador	23
1.2	Portas Lógicas XOR e XNOR	26
1.2.1	<i>Não-linearidade das funções XOR e XNOR.....</i>	29
1.3	Circuito Lógico Meio-Somador	30
1.4	Objetivos e Estrutura	32
1.5	Contribuições Científicas	33
2	MODELO TEÓRICO	34
2.1	Acoplador Triplo Simétrico Planar (ATSP)	35
2.1.1	<i>Transmissão de Potência, Comprimento e Ângulo de Acoplamento no ATSP.....</i>	38
2.1.2	<i>Limitações de Transmissão de Potência do ATSP.....</i>	41
2.2	Acoplador Triplo Simétrico Planar com Núcleos Intercambiáveis (ATSPNI)	43
2.2.1	<i>Transmissão de Potência e Ângulos de Acoplamento no ATSPNI.....</i>	44
3	MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO.....	52
3.1	Modulação por variação de amplitude (PAM-ASK).....	52
3.2	Demodulação e Taxa de Contraste.....	54
4	RESULTADOS	55
4.1	Multiplexador 2×1	55
4.2	Demultiplexador 1×2	56
4.3	Demultiplexador 1×3	57
4.4	Porta Lógica XOR	58
4.5	Porta Lógica XNOR	60
4.6	Circuito Lógico Meio-Somador	62
5	DISCUSSÃO	66
5.1	Vantagens sobre o ATSP.....	66
5.2	Margens de Tolerância.....	68
5.2.1	<i>Multiplexador 2×1</i>	69
5.2.2	<i>Demultiplexador 1×2.....</i>	70
5.2.3	<i>Demultiplexador 1×3.....</i>	72
5.2.4	<i>Porta Lógica XOR</i>	73
5.2.5	<i>Porta Lógica XNOR.....</i>	75
5.2.6	<i>Circuito Lógico Meio-Somador.....</i>	76
5.3	Aplicação Experimental.....	78

5.4	Comparação com outros trabalhos.....	79
6	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	81
	REFERÊNCIAS	83
	APÊNDICE A – ACOPLADOR E COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO	88
	APÊNDICE B – CONTRIBUIÇÃO CIENTÍFICA RELACIONADA Nº 1	89
	APÊNDICE C – CONTRIBUIÇÃO CIENTÍFICA RELACIONADA Nº 2.....	90
	APÊNDICE D – CONTRIBUIÇÃO CIENTÍFICA RELACIONADA Nº 3.....	91

1 INTRODUÇÃO

Com o advento da internet, das mídias em alta definição e da globalização, há uma crescente necessidade por larguras de banda, taxas de transmissão e taxas de processamento de dados cada vez mais altas. Uma das soluções mais promissoras para essas questões, em especial para o aumento das taxas de processamento de dados, é a implementação de processadores totalmente ópticos.

Apesar de ainda muito utilizado para transmissão de dados a curtas distâncias, o sistema eletrônico atingiu o seu limite e deu lugar ao atual sistema optoeletrônico. Neste sistema, os dados são transmitidos usando fótons (fibras ópticas), mas processados usando uma rotina que converte sinais fotônicos em eletrônicos e vice-versa. Nos nós da rede (repetidores¹, comutadores, transponders, etc.), os sinais fotônicos são convertidos em eletrônicos, amplificados, regenerados, processados e novamente convertidos em sinais ópticos. Esse processo, chamado de conversão “óptico-eletrônica” (OEO), é delicado, custoso e limita em muito as taxas de transmissão de bits que poderiam ser alcançadas se comparado com um sistema puramente fotônico² [1–3].

A velocidade de chaveamento em dispositivos baseados em semicondutores é limitada pela junção pn e pela capacitância de interconexão [2]. Já a velocidade de chaveamento em dispositivos totalmente ópticos é limitada apenas pela velocidade da luz [3]. Diante disto, a obtenção de dispositivos totalmente ópticos capazes de realizar processamento lógico complexo torna-se bastante atrativa.

¹ A atenuação de potência em fibras ópticas é centenas de vezes menor se comparada com a atenuação em cabos de cobre (cabos coaxiais ou cabos de par trançado), mas não é zero. A potência de um pulso propagado em fibra óptica cai, em média, 20 dB a cada 100 km (perdendo assim 99% de sua energia). Logo, deve-se usar potências de pulso mais elevadas o que, por sua vez, aumenta os efeitos não-lineares que distorcem o pulso. Assim, para longas distâncias, faz-se necessário o uso de repetidores que devem amplificar, reformar, e até resincronizar o sinal (devido à dispersão), conforme necessário.

² Apesar de ainda não existir um dispositivo definitivo para processamento digital totalmente óptico, já existem métodos e dispositivos amplamente utilizados para resolver, pelo menos em parte, o problema do atraso devido a conversão OEO no repetidor eletrônico. Nas redes de fibras ópticas submarinas, geralmente usam-se repetidores totalmente ópticos feitos com amplificadores de fibra dopada com érbio (EDFA) [59]. Esses repetidores, apesar de não resincronizar ou reformar os sinais ópticos (como ocorre nos eletrônicos), são muito eficazes na amplificação do sinal, além de amplificar vários comprimentos de onda ao mesmo tempo (diferente dos repetidores eletrônicos, que necessitam de um repetidor para cada canal). Por outro lado, os EDFAs (dispositivos não-lineares), podem tanto introduzir como intensificar distorções temporais, espectrais, e não-lineares no sinal, especialmente em níveis potência mais altos. Esses efeitos são mitigados usando transmissão de sóliton e técnicas avançadas de modulação e filtragem, o que aumenta em muito o seu custo de implementação [60].

A grande maioria dos trabalhos publicados até agora apostam na utilização de materiais e efeitos não-lineares para obter dispositivos lógicos mais simples e então concatená-los para criar circuitos lógicos cada vez mais complexos. O problema desta abordagem, especialmente quando utilizando dispositivos feitos com fibra óptica, está na enorme dificuldade em concatenar/cascadear esses dispositivos, já que os efeitos não-lineares necessários para obtê-los também deformam o sinal óptico propagado.

Neste trabalho, assim como em outros poucos publicados até agora (todos aqui citados), apostamos no caminho inverso. Utilizaremos apenas materiais e efeitos lineares para obter circuitos lógicos inteiros num único dispositivo totalmente óptico. Buscaremos por alguns dos circuitos lógicos mais úteis para computação, transmissão e processamento de dados, como os seletores e distribuidores de dados, os circuitos verificadores e os circuitos somadores.

1.1 Multiplexador e Demultiplexador

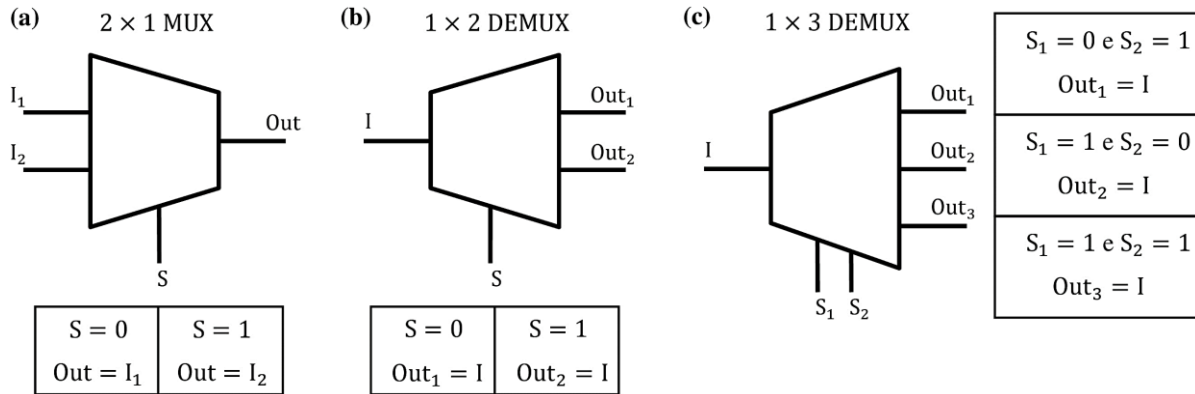
Um multiplexador (ou MUX) é um seletor de dados. Ele seleciona uma entre várias linhas de entrada e então transmite os dados desta para a linha de saída (de muitos para um). Seu reverso, o demultiplexador (ou DEMUX), é um distribuidor de dados. Ele seleciona uma entre várias linhas de saída e então transmite os dados na linha de entrada para a linha de saída selecionada (de um para muitos). As funções lógicas MUX/DEMUX mais simples são as de duas e três entradas: as duas funções da classe de “uma linha de controle”³, MUX 2×1 e DEMUX 1×2 , e a mais simples função da classe de “duas linhas de controle”, DEMUX 1×3 , mostrados na Figura 1.

MUX/DEMUXes digitais são algumas das funções lógicas combinacionais mais úteis para computação, transmissão de dados, e processamento de dados, especialmente no projeto de conversores serial-paralelo, unidades lógicas aritméticas, e registradores de deslocamento. Também encontram aplicação em vários outros campos de estudo. Um dos exemplos mais notáveis é sua utilização na redução da perda de dados devido a efeitos de radiação no Tile Calorimeter (ou TileCal)⁴, o calorímetro hadrônico do experimento ATLAS no LHC/CERN [4].

³ MUX/DEMUXes podem ser classificados com base no número de linhas de controle. Na classe de “uma linha de controle” estão o MUX 2×1 , e o DEMUX 1×2 . Na classe de “duas linhas de controle” estão os MUXes $(3 \text{ e } 4) \times 1$, e os DEMUXes $1 \times (3 \text{ e } 4)$. Na classe de “três linhas de controle” estão os MUXes $(5 \text{ a } 8) \times 1$, e os DEMUXes $1 \times (5 \text{ a } 8)$. E assim por diante.

⁴ O mais recente protótipo deles é a Placa Multiplexadora Óptica 9U (Optical Multiplexer Board 9U – ou OMB 9U), um MUX digital optoeletrônico 16×8 composto por oito MUXes 2×1 , cada um selecionando uma entre duas fibras ópticas que saem do detector.

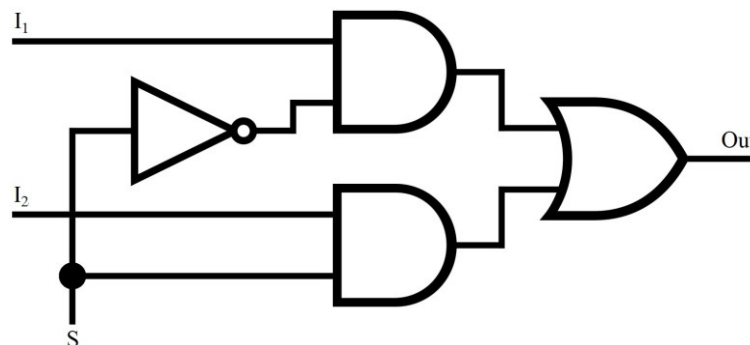
Figura 1 – (a) MUX 2×1 . Os dados lógicos nas duas linhas de entrada (I_1 e I_2) são reproduzidos na linha de saída (Out) com base no valor do seletor (S). (b) DEMUX 1×2 . Os dados lógicos na linha de entrada (I) são reproduzidos nas duas linhas de saída (Out_1 e Out_2) com base no valor do seletor (S). (c) DEMUX 1×3 . Os dados lógicos na linha de entrada (I) são reproduzidos nas três linhas de saída (Out_1 , Out_2 e Out_3) com base nos valores dos seletores (S_1 e S_2). Os valores de (S_1, S_2) para seleção das saídas podem ser quaisquer combinações de três das quatro possíveis: (0, 0), (0, 1), (1, 0) e (1, 1). Neste exemplo usamos (0, 1), (1, 0) e (1, 1).



Fonte: elaborada pelo autor, [5].

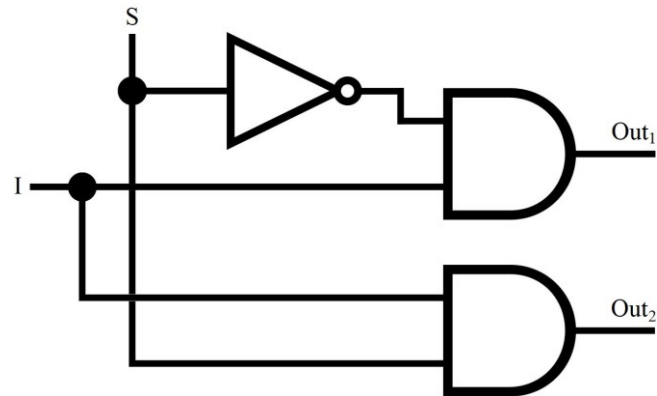
Em eletrônica digital, é comum simplificar circuitos lógicos muito úteis (e por isso também muito repetidos) redesenhando-os de forma mais simples. É o caso dos circuitos MUX e DEMUX da Figura 1, assim como dos outros circuitos que apresentaremos neste trabalho. Os diagramas lógicos completos das funções MUX 2×1 , DEMUX 1×2 e DEMUX 1×3 são mostrados nas Figuras 2, 3 e 4 a seguir.

Figura 2 – Diagrama lógico do MUX 2×1 . $Out = I_1$ para $S = 0$ e $Out = I_2$ para $S = 1$. São necessárias quatro portas lógicas elementares: duas ANDs, uma OR e uma NOT. A concatenação NOT-AND-OR na parte superior do circuito é bastante difícil de se realizar usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares.



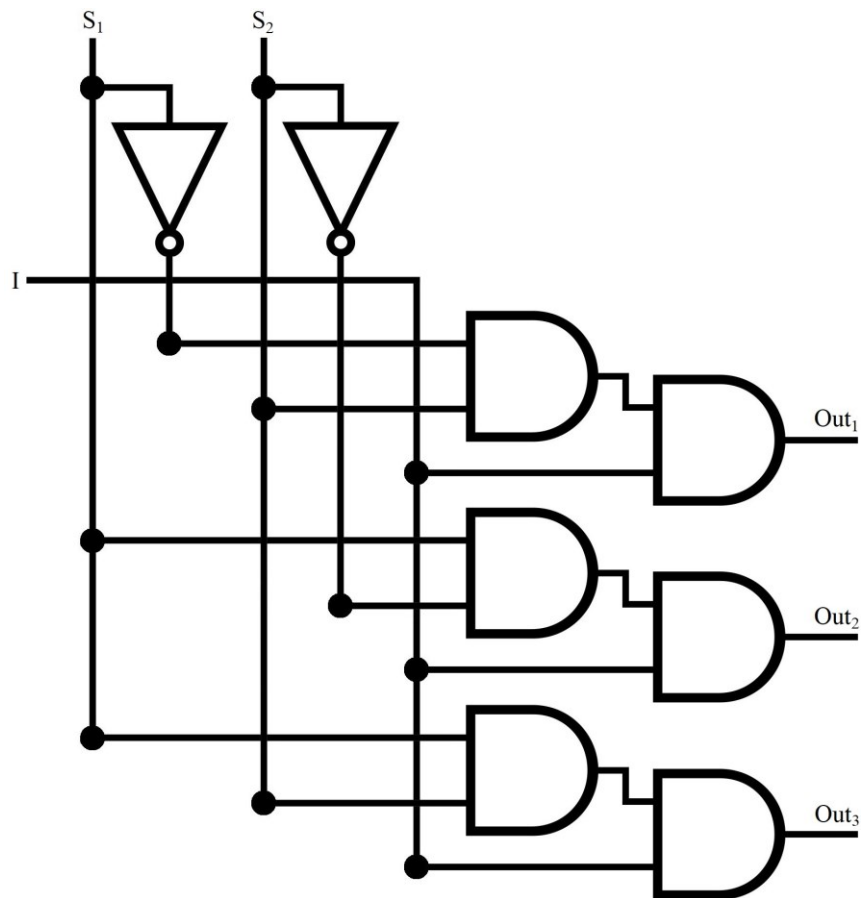
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 3 – Diagrama lógico do DEMUX 1×2 . $Out_1 = I$ para $S = 0$ e $Out_2 = I$ para $S = 1$. São necessárias três portas lógicas elementares: duas ANDs e uma NOT.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 4 – Diagrama lógico do DEMUX 1×3 . São necessárias oito portas lógicas elementares: seis ANDs e duas NOTs. $Out_1 = I$ para $S_1 = 0$ e $S_2 = 1$, $Out_2 = I$ para $S_1 = 1$ e $S_2 = 0$, e $Out_3 = I$ para $S_1 = 1$ e $S_2 = 1$. A concatenação NOT-AND-AND é bastante difícil de se realizar usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares.



Fonte: elaborada pelo autor.

Muitos trabalhos na literatura estudam e propõem dispositivos totalmente ópticos para multiplexação/demultiplexação de sinais ópticos por divisão de comprimento de onda, divisão de tempo, e até mesmo divisão de modo. Dispositivos para multiplexação e demultiplexação digital de sinais ópticos, por outro lado, não receberam muita atenção. Poucos estudos os abordam [6–21]. Tão poucos de fato, que na Tabela 1 podemos listar todos eles. Dentre estes, todos usam chaveamento On-Off (OOK) ou chaveamento por variação de frequência (FSK) na modulação/demodulação. A grande maioria apresenta apenas resultados de simulação. Alguns são quase inteiramente teóricos. Salvo duas exceções, todos os dispositivos propostos são não-lineares [7, 11]. Apenas dois artigos propõem as duas funções (MUX e DEMUX) usando o mesmo dispositivo [18, 19]. Nenhum propõe dispositivos modulados por chaveamento de amplitude (ASK). Nenhum propõe dispositivos baseados em fibra óptica.

Tabela 1 – Lista de artigos abordando MUX/DEMUXes digitais totalmente ópticos até o momento. Siglas: CF2D - Cristal Fotônico 2D; AOS - Amplificador Óptico Semicondutor; MAD - Multiplexador Add/Drop; AOSR - Amplificador Óptico Semicondutor Refletivo; PM - Poço Multiquântico.

Referência	Tecnologia	Função Lógica
[6–9]	CF2D	MUX 2×1
[10]	CF2D	MUX 4×1
[11,12]	CF2D	DEMUX 1×2
[13–15]	Interferômetros de Mach-Zehnder baseados em AOS	MUX 2×1
[16]	Interferômetros de Sagnac baseados em AOS	MUX 4×2
[17]	Passive optical hardlimiters	MUX 4×2
[18]	MAD, AOSRs, e representação de dados em dabit	MUX 2×1 e DEMUX 1×2
[19]	MADs, AOSs baseados em filtro de grade de PM e filtros ópticos passa-banda	MUX 4×1 e DEMUX 1×4
[20]	Chaveadores reflexivos internos totais	MUX 4×1
[21]	Optofluidos	MUX 8×1

Fonte: elaborada pelo autor, [5].

1.2 Portas Lógicas XOR e XNOR

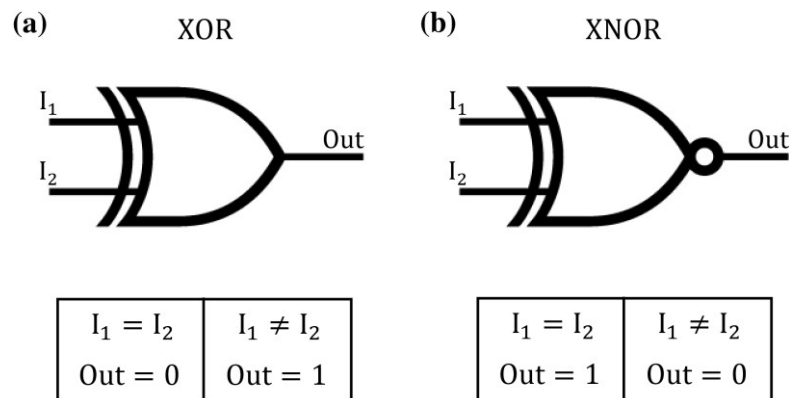
A função lógica XOR (também conhecida como EOR, EXOR ou OR exclusiva) é uma função comparadora de dados, representando desigualdade lógica (e módulo⁵ de adição 2).

⁵ A aritmética modular foi desenvolvida por Carl Friedrich Gauss, em 1801. É um sistema de números inteiros onde os números “se dobram” ao atingir um determinado valor, chamado de módulo. O exemplo mais conhecido de aritmética modular é o sistema de tempo do relógio de 12 horas, no qual dia é dividido em duas “dobras” de 12 horas (módulo 12). Nesse sistema, se agora são 8h e 30 min, 15 horas depois o relógio exibirá 11h e 30 min. Somando, teríamos $8,5 + 15 = 23,5$ (que não poderia ser exibido no relógio). Para um módulo de 12 horas, o

A saída é verdadeira (1) se as entradas forem diferentes, caso contrário, a saída é falsa (0). Uma representação analítica da função XOR é $f(a, b) = a + b - 2ab$, onde $f(0,0) = 0$, $f(0,1) = 1$, $f(1,0) = 1$ e $f(1,1) = 0$. Para duas entradas A e B, a porta lógica XOR pode ser expressa como $A \oplus B$, $A\bar{B} + \bar{A}B$, ou $(A + B)(\bar{A} + \bar{B})$.

A função lógica XNOR (também conhecida como ENOR ou EXNOR) é uma função comparadora de dados, representando igualdade lógica. É a função lógica inversa da XOR. A saída é verdadeira (1) se as entradas forem iguais, caso contrário, a saída é falsa (0). Uma representação analítica da função XNOR é $f(a, b) = 2ab - a - b + 1$, onde $f(0,0) = 1$, $f(0,1) = 0$, $f(1,0) = 0$ e $f(1,1) = 1$. Para duas entradas A e B, a porta lógica XNOR pode ser expressa como $A \odot B$, $AB + \bar{A}\bar{B}$, ou $(A + \bar{B})(\bar{A} + B)$. A Figura 5 mostra os símbolos esquemáticos ANSI e uma breve explicação do funcionamento das portas lógicas digitais XOR e XNOR.

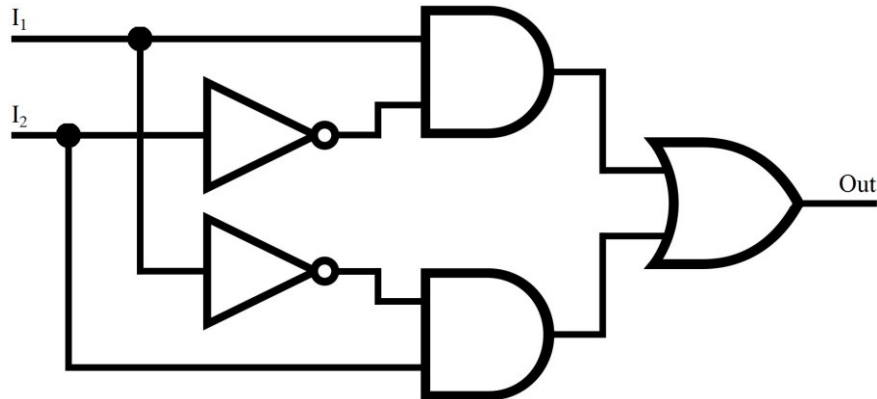
Figura 5 – (a) Porta lógica digital XOR. Verifica a desigualdade dos bits nas linhas de entrada. Se $I_1 = I_2$, $Out = 0$ e se $I_1 \neq I_2$, $Out = 1$. (b) Porta lógica digital XNOR. Lógica inversa da porta XOR. Verifica a igualdade dos bits nas linhas de entrada. Se $I_1 = I_2$, $Out = 1$ e se $I_1 \neq I_2$, $Out = 0$.



Fonte: elaborada pelo autor.

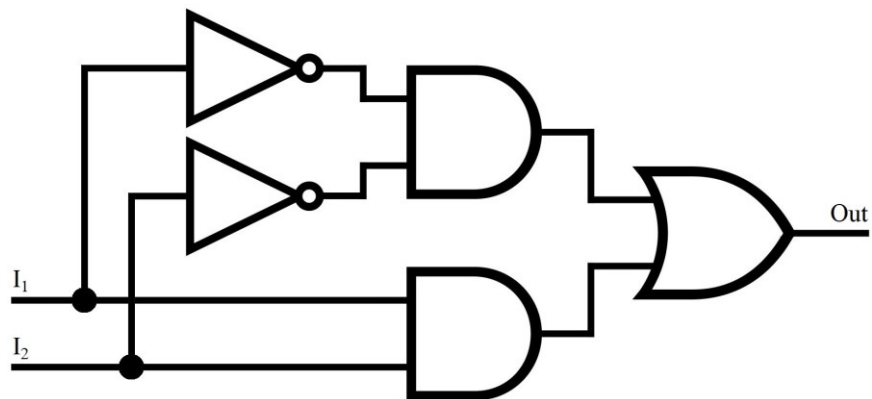
As funções XOR e XNOR são algumas das funções lógicas mais úteis para computação, sendo usadas principalmente em circuitos aritméticos, criptografia, correlação, detecção de sequências e detecção de erros (paridade de bits) em circuitos de transmissão de dados digitais. Assim como na subseção anterior, por serem muito úteis (e muito repetidas), as representações de XOR e XNOR foram simplificadas. Os diagramas lógicos completos das portas (ou circuitos) lógicos digitais XOR e XNOR são mostrados nas Figuras 6 e 7.

Figura 6 – Diagrama lógico da função XOR. $Out = 0$ para $I_1 = I_2$ e $Out = 1$ para $I_1 \neq I_2$. São necessárias cinco portas lógicas elementares: duas ANDs, uma OR e duas NOTs. Apesar das concatenações NOT-AND-OR, o circuito completo é facilmente obtido usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 7 – Diagrama lógico da função XNOR. $Out = 0$ para $I_1 \neq I_2$ e $Out = 1$ para $I_1 = I_2$. São necessárias cinco portas lógicas elementares: duas ANDs, uma OR e duas NOTs. O circuito completo é facilmente obtido usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares. Aqui, note que, diferentemente dos circuitos da subseção anterior, as funções XOR e XNOR tem apenas três conectores: duas entradas e uma saída. As funções MUX 2×1 e DEMUX 1×2 têm ambas quatro conectores, e a função DEMUX 1×3 têm seis conectores. Logo, a quantidade de conectores (entradas e saídas) do circuito lógico têm grande peso na sua dificuldade de implementação.



Fonte: elaborada pelo autor.

1.2.1 Não-linearidade das funções XOR e XNOR

Na geometria euclidiana, separabilidade linear é uma propriedade de dois conjuntos distintos de pontos (ou características) no plano. Dois conjuntos são linearmente separáveis se existir pelo menos uma linha reta que separe todos os pontos de cada tipo de um lado e do outro no plano.

Para duas entradas lógicas A e B, existem 16 possibilidades de saída: 0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 1010, 1011, 1100, 1101, 1110 e 1111⁶. As portas 0000 e 1111 são triviais, já que independem dos valores de A e B (não há o que “decidir”, $f(a, b) = 0$ para a porta ZERO e $f(a, b) = 1$ para a porta UM). Nas outras 14 portas, a função deve “decidir” se a saída será falsa (bit 0) ou verdadeira (bit 1) dependendo dos valores de entrada. Na Figura 8 representamos os bits 0 e 1 como dois conjuntos distintos no plano para cada porta não trivial. Entre as 14, apenas os conjuntos das portas XOR e XNOR não são linearmente separáveis⁷. Assim, apesar de poderem ser representadas de forma algébrica sem uso de termos não-lineares, devido à não-separabilidade linear e ao fato de que a saída não varia de forma linear à medida que a entrada varia, as portas lógicas digitais XOR e XNOR são consideradas por muitos como sendo não-lineares⁸.

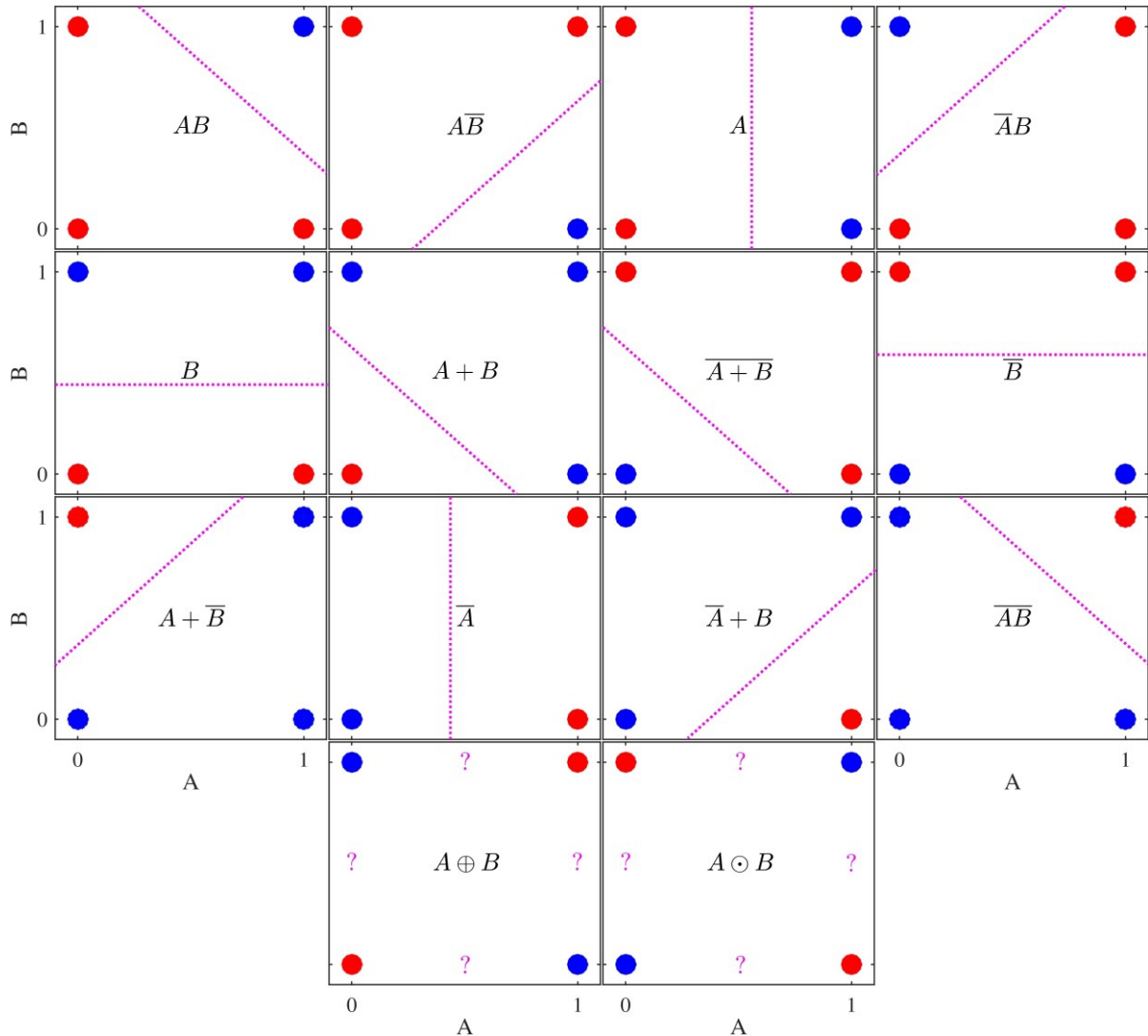
Muitos trabalhos na literatura estudam e propõem dispositivos totalmente ópticos que funcionam como portas lógicas digitais XOR e XNOR. A grande maioria desses trabalhos explora efeitos não-lineares para tal. Entre os trabalhos que propõem dispositivos XOR e XNOR lineares, a maioria é feita usando OOK em CF2D. Nenhum trabalho publicado, pelo que sabemos até agora, propõe portas XOR e XNOR lineares usando fibra óptica (fibra de sílica convencional, fibra de plástico, fibra de cristal fotônico, etc.).

⁶ Em expressões booleanas: ZERO, AB , $A\bar{B}$ ou $A \rightarrow B$ ou $\bar{A} \rightarrow \bar{B}$, $A, \bar{A}B$ ou $B \rightarrow A$ ou $\bar{B} \rightarrow \bar{A}$, $B, \bar{A}B + \bar{A}\bar{B}$ ou $A \oplus B$, $A + B, \bar{A} + \bar{B}$ ou $\bar{A}\bar{B}, \bar{A} \oplus \bar{B}$ ou $A \odot B, \bar{B}, A + \bar{B}$ ou $B \rightarrow A, \bar{A}, \bar{A} + B$ ou $A \rightarrow B, \bar{A}\bar{B}$ e UM.

⁷ As representações analíticas das funções XOR e XNOR, mencionadas anteriormente, são funções que dividem o plano em quatro quadrantes de lado 0,5: Q1, Q2, Q3 e Q4, no sentido anti-horário. Para a função XOR, $f(a, b) = a + b - 2ab$ considera todo ponto nos quadrantes Q1 e Q3 como bit 0, e todo ponto nos quadrantes Q2 e Q4 como bit 1. Para a função XNOR, $f(a, b) = 2ab - a - b + 1$ considera todo ponto nos quadrantes Q1 e Q3 como bit 1, e todo ponto nos quadrantes Q2 e Q4 como bit 0.

⁸ Outra evidência disso é a impossibilidade de representar as funções lógicas XOR e XNOR com apenas um neurônio (que pode apenas criar fronteiras de decisão lineares) em redes neurais.

Figura 8 – Portas lógicas não triviais de duas entradas. Os círculos vermelhos representam bit 0 e os círculos azuis representam bit 1. A reta pontilhada de cor magenta em cada quadro representa uma possível superfície de decisão linear, que separa bit 0 de bit 1. Os pontos de interrogação nos dois últimos quadros representam a incerteza quanto à superfície de decisão (Duas ou mais retas? Parábola? Polinômio de grau 2 ou maior? Elipse? Etc.) Das 14 possíveis saídas lógicas não triviais de uma porta de duas entradas, 12 são linearmente separáveis e duas não são.



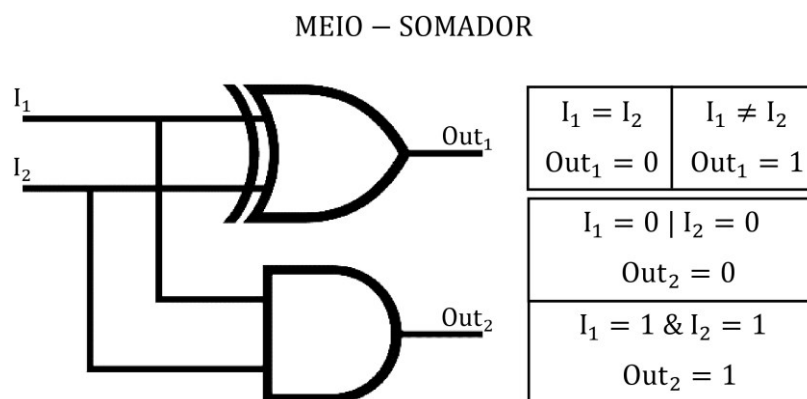
Fonte: elaborada pelo autor.

1.3 Circuito Lógico Meio-Somador

Um somador é um circuito digital que realiza a adição de bits. É usado na unidade lógica aritmética (ULA), no cálculo das quatro operações básicas (adição, multiplicação, subtração e divisão), e em outras partes do processador, para calcular endereços, índices de tabelas, incremento/decremento, etc. O circuito somador mais simples é o circuito lógico meio-somador, representado usando uma porta XOR em paralelo com uma porta AND, em um único dispositivo de duas entradas e duas saídas. O meio-somador adiciona dois bits de entrada e gera duas saídas: um bit de soma (o LSB) e um bit de carry (o MSB). Para duas entradas I_1 e I_2 , as

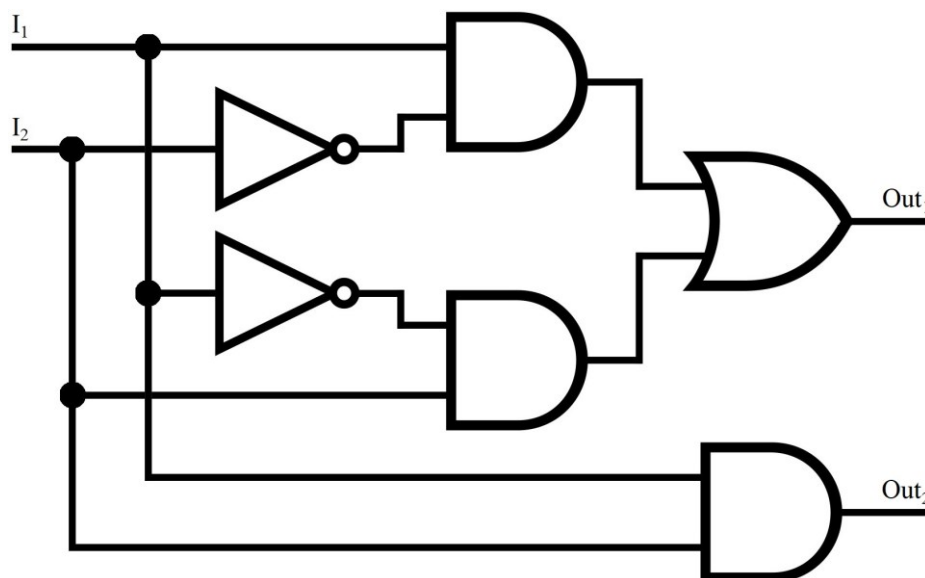
saídas do meio-somador são representadas por $Out_1 = I_1 \oplus I_2$ e $Out_2 = I_1 I_2$. Out_1 será verdadeiro (1) se as entradas forem diferentes. Caso contrário, Out_1 será falso (0). Out_2 será verdadeiro (1) se as entradas forem iguais e verdadeiras (1). Caso contrário, Out_2 será falso (0). A Figura 9 mostra os símbolos esquemáticos ANSI e uma breve explicação do funcionamento do circuito lógico meio-somador. O diagrama lógico completo é mostrado na Figura 10.

Figura 9 – Circuito lógico digital meio-somador. Soma dois bits. Equivale a uma porta lógica XOR em paralelo com uma porta lógica AND, em um único dispositivo de duas entradas e duas saídas. Se $I_1 = I_2$, $Out_1 = 0$ e se $I_1 \neq I_2$, $Out_1 = 1$. Se $I_1 = 0$ ou $I_2 = 0$, $Out_2 = 0$ e se $I_1 = I_2 = 1$, $Out_2 = 1$.



Fonte: elaborada pelo autor, [22].

Figura 10 – Diagrama lógico do circuito meio-somador. São necessárias seis portas lógicas elementares: três ANDs, uma OR e duas NOTs. O circuito completo é relativamente fácil de obter usando dispositivos lógicos totalmente ópticos não-lineares (já que as portas AND e XOR são fáceis de obter). O circuito meio-somador tem quatro conectores: duas entradas e duas saídas.



Fonte: elaborada pelo autor.

Muitos trabalhos na literatura estudam e propõem dispositivos totalmente ópticos que funcionam como um circuito lógico meio-somador. A grande maioria desses trabalhos explora materiais e efeitos não-lineares para tal. De fato, dos nove trabalhos na literatura atual abordando meio-somadores totalmente ópticos feitos com fibra, todos propõem dispositivos não-lineares (ou altamente não-lineares) [1, 23–30]. Até agora, entre os 14 trabalhos que propõem dispositivos meio-somadores lineares, 13 são feitos usando OOK em CF2D, e um é feito usando chaveamento por polarização de pulso (PolSK) e efeito Pockels em PPLN (Periodically Poled Lithium Niobate), todos apresentando apenas resultados de simulação [31–44]. Pelo que sabemos até agora, nenhum trabalho propõe dispositivos meio-somadores lineares usando fibra óptica.

1.4 Objetivos e Estrutura

Neste primeiro capítulo, discutimos a implementação de processadores lógicos totalmente ópticos como uma possível solução para as crescentes demandas por larguras de banda, taxas de transmissão e taxas de processamento de dados. Neste sentido, apresentamos e discutimos a importância das funções lógicas digitais de multiplexação, demultiplexação, verificação de igualdade/desigualdade e soma de bits. Evidenciamos também a extrema escassez de trabalhos que propõem tais dispositivos lineares baseados em fibra óptica. Nesta tese, usaremos um acoplador de fibra óptica de três núcleos como base para projetar um novo dispositivo totalmente óptico capaz de processamento lógico bem mais complexo. Mais especificamente, proporemos o primeiro dispositivo linear de fibra óptica capaz de realizar as operações lógicas digitais MUX 2×1 , DEMUX 1×2 , DEMUX 1×3 , XOR, XNOR e meio-somador.

Os capítulos seguintes estão organizados da seguinte forma: no Capítulo 2 apresentaremos e discutiremos o dispositivo proposto, suas vantagens e limitações. Analisaremos também as características de transmissão de potência, comprimento e ângulo de acoplamento. No Capítulo 3 discutiremos a propagação de pulso, os métodos de modulação e demodulação, e a métrica de avaliação de performance adotada. No Capítulo 4 apresentaremos os resultados e performances de cada função lógica. No Capítulo 5 calcularemos as margens de tolerância à erros para os parâmetros de fabricação e modulação; discutiremos as vantagens, limitações, e cuidados a serem tomados para a implementação prática de nossos resultados; e compararemos nosso trabalho a trabalhos semelhantes, evidenciando as vantagens e desvantagens de nosso dispositivo. No Capítulo 6 apresentaremos nossas conclusões,

discutiremos o novelty e a importância, tanto da metodologia aqui empregada quanto dos resultados obtidos, para a área de estudo. Também discutiremos brevemente cinco potenciais direções de pesquisa que surgem a partir deste trabalho. Por fim, nos Apêndices, apresentaremos uma breve discussão sobre acopladores direcionais (em especial acopladores simétricos e a fórmula empírica pra o cálculo do coeficiente de acoplamento neles) e exibiremos as primeiras páginas dos proofs dos artigos científicos publicados relacionados a esta tese.

1.5 Contribuições Científicas

Aqui, são listados todos os trabalhos desenvolvidos (e já finalizados) ao longo do doutorado. Todos são artigos completos aceitos e publicados em revistas internacionais. 1), 3) e 4) são resultados desta tese. 2) é resultado de uma pesquisa paralela realizada em colaboração com o Prof. Dr. José Cláudio do Nascimento.

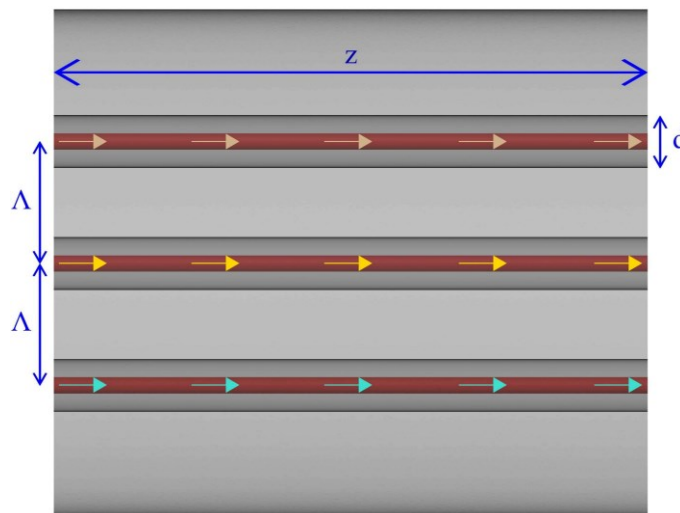
- 1) RODRIGUES, J. P. T. et al. Linear multi-functional logic gate in a three-core photonic crystal fiber. **Applied Optics**, v. 60, n. 29, p. 9225-9230, 2021.
- 2) MARTINS, Francisco Leonardo Bezerra; DO NASCIMENTO, José Cláudio. Power law dynamics in genealogical graphs. **Physica A: Statistical Mechanics and its Applications**, v. 596, p. 127174, 2022.
- 3) MARTINS, F. L. B.; RODRIGUES, J. P. T.; NASCIMENTO, J. C. All-optical digital multiplexer/demultiplexer in a linear three-core fiber device. **Applied Optics**, v. 61, n. 28, p. 8515-8521, 2022.
- 4) MARTINS, F. L. B.; RODRIGUES, J. P. T.; NASCIMENTO, J. C. All-optical half-adder in a linear three-core fiber device. **Applied Optics**, v. 62, n. 18, p. 4935-4941, 2023.

2 MODELO TEÓRICO

O dispositivo proposto neste trabalho, chamado de Acoplador Triplo Simétrico Planar com Núcleos Intercambiáveis (ATSPNI), é um dispositivo baseado em Acoplador Triplo Simétrico Planar (ATSP) que troca seus sinais ópticos internos no meio do caminho.

Um ATSP, veja a Figura 11, é um dispositivo de três entradas e três saídas, com três núcleos idênticos dispostos em linha reta. A distância, Λ , e intensidade de interação de sinal óptico interna, representada pelo coeficiente de acoplamento, κ , entre núcleos adjacentes, são iguais. A separação entre núcleos não adjacentes, 2Λ , é suficiente para que não haja interação de sinais ópticos entre eles. Os núcleos superior e intermediário e os núcleos intermediário e inferior são acoplados, enquanto os núcleos superior e inferior são desacoplados.

Figura 11 – Acoplador triplo simétrico planar (ATSP) de comprimento z , diâmetro de núcleo d , e separação entre núcleos Λ . As setas coloridas mostram o caminho percorrido pelos pulsos ópticos ao longo do acoplador.



Fonte: elaborada pelo autor, [5].

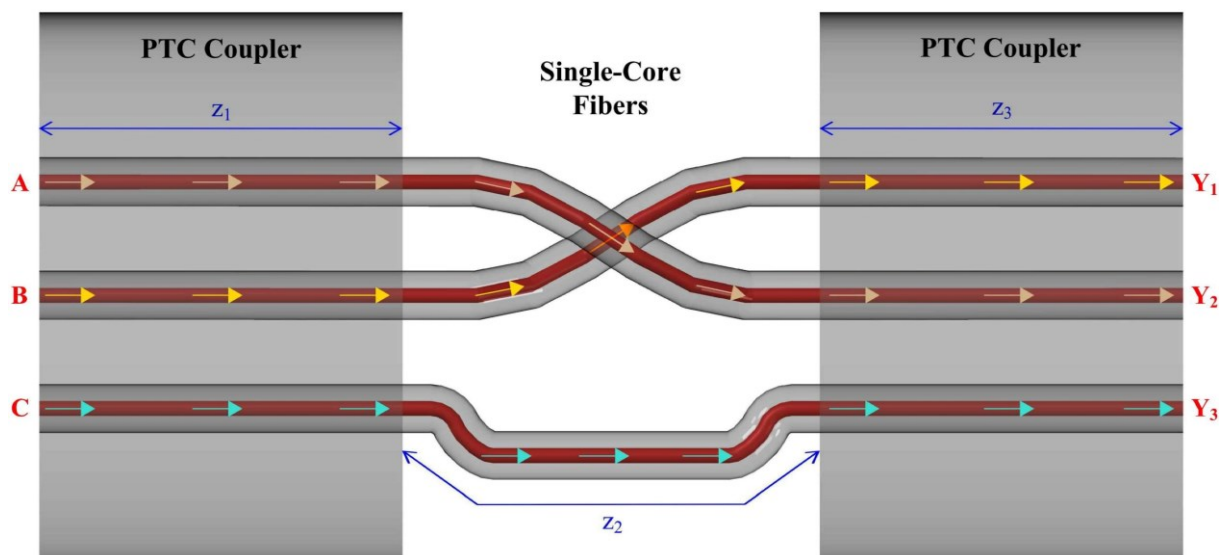
A função de intercâmbio de sinal pode ser obtida usando vários métodos⁹. O método mais simples, aplicado aqui, é intercambiar fisicamente os núcleos enquanto impedindo a

⁹ Outros métodos incluem: 1) Usar um acoplador duplo simétrico configurado para trocar os sinais nos dois primeiros núcleos e um modulador de fase, ou um pedaço de fibra de núcleo único de tamanho apropriado para compensar o ganho de fase; 2) Usar um acoplador triplo planar com núcleo inferior isolado dos demais (seja aumentando a distância deste com o intermediário, ou variando o raio do núcleo inferior, ou até através de alguma barreira física), o que fará com que os núcleos superior e intermediário se comportem como um acoplador duplo simétrico, que pode ser configurado para trocar os sinais; 3) Usar divisores de feixe (beam splitters) para dividir os pulsos nos núcleos superior e intermediário e então intercambiá-los ligando as saídas de maior potência de cada ATSP um com as entradas do apropriadas do outro (haverá perda de potência).

interação dos sinais ópticos internos. Para impedir que os sinais ópticos interajam ao longo de qualquer comprimento podemos modificar propriedades físicas como separação entre núcleos ou o raio do núcleo ([45], veja o Apêndice A), inserir bloqueios físicos, ou simplesmente usar três pedaços separados (isolados entre si) de fibra óptica de núcleo único.

O acoplador proposto, mostrado na Figura 12, pode agora ser projetado como um dispositivo de três partes. Da esquerda para a direita: as partes 1 e 3 serão ATSPs de comprimentos z_1 e z_3 , respectivamente. A parte 2 consistirá em três pedaços separados de fibra de núcleo único, cada um com comprimento z_2 . O primeiro pedaço de fibra conectará a saída do núcleo superior na parte 1 à entrada do núcleo intermediário na parte 3. O segundo pedaço conectará a saída do núcleo intermediário na parte 1 à entrada do núcleo superior na parte 3. Por fim, o terceiro pedaço conectará os núcleos inferiores das partes 1 e 3. O dispositivo será projetado para operar com propagação linear de pulsos de baixa potência e mesmo comprimento de onda, a comprimentos $z_1 + z_2 + z_3$ muito menores que o comprimento de dispersão [46], eliminando assim todos os efeitos ópticos não-lineares e de dispersão.

Figura 12 – Seção transversal do ATSPNI. As extremidades são ATSPs de comprimentos z_1 e z_3 . A parte do meio consiste em três pedaços separados de fibra de núcleo único, cada um de comprimento z_2 , responsável por intercambiar os dois primeiros núcleos. As setas coloridas mostram o caminho percorrido pelos pulsos ópticos ao longo do dispositivo proposto.



Fonte: elaborada pelo autor, [5].

2.1 Acoplador Triplo Simétrico Planar (ATSP)

Demonstraremos agora a aquisição da matriz de transferência de potência óptica para um ATSP linear [47]. Na Figura 11, representaremos os núcleos superior, intermediário, e inferior como 1, 2 e 3, respectivamente. Vamos também nos referir aos sinais ópticos que

entram nos núcleos 1, 2 e 3 como sinais A, B e C, respectivamente. Os núcleos 1 e 2 e os núcleos 2 e 3 estão suficientemente próximos para que os modos ópticos se sobreponham na região de separação (acoplamento de campo evanescente). Devido à simetria geométrica, os coeficientes de acoplamento, κ_{12} , κ_{21} , κ_{23} e κ_{32} são iguais a κ [48]. Os núcleos 1 e 3, por outro lado, estão separados o suficiente para que nenhum modo óptico se sobreponha na região de separação ($\kappa_{13} = \kappa_{31} = 0$). Assim, o sinal A interage e troca energia com o sinal B, viajando ao longo do acoplador conforme mostrado pelas setas de cor bege. O sinal B interage e troca energia com os sinais A e C, viajando ao longo do acoplador conforme mostrado pelas setas douradas. E o sinal C interage e troca energia com o sinal B, viajando ao longo do acoplador conforme mostrado pelas setas de cor turquesa. Os sinais A e C não interagem entre si.

As equações de modo acoplado para o ATSP linear podem, portanto, ser expressas como:

$$\frac{\partial a_1}{\partial z} = i\kappa a_2, \quad (1)$$

$$\frac{\partial a_2}{\partial z} = i\kappa a_1 + i\kappa a_3, \quad (2)$$

$$\frac{\partial a_3}{\partial z} = i\kappa a_2. \quad (3)$$

As equações 1 a 3 descrevem as amplitudes dos pulsos $a_1(z, t)$, $a_2(z, t)$ e $a_3(z, t)$ ao longo de um acoplador de comprimento z (o parâmetro t foi omitido para simplificar a notação). A dispersão de velocidade de grupo (GVD) é descartada, uma vez garantido que os dispositivos serão projetados para terem comprimentos muito menores que o comprimento de dispersão¹⁰ [46, 49]. Todos os demais efeitos ópticos não-lineares tornam-se desprezíveis e, portanto, desnecessários, usando pulsos de baixa potência¹¹ [5, 22, 46, 47, 49].

¹⁰ A magnitude dos efeitos lineares de dispersão aumenta com o comprimento do dispositivo. Nossos dispositivos tem como propósito o processamento do sinal óptico (e não a transmissão deste), logo podemos projetá-los a comprimentos ($z_1 + z_2 + z_3$) bem menores do que o comprimento de dispersão, que para ATSPs é da ordem de 1 km [58]. O mesmo ocorre para a magnitude do efeito linear de atenuação de potência, que para os valores de comprimento de dispositivo aqui descritos (menores do que 10 m , nos piores casos), pode ser completamente desprezado [46, 57].

¹¹ A magnitude dos efeitos não-lineares (como auto-modulação de fase, modulação de fase cruzada, mistura de quatro ondas, dispersão de terceira ordem, espalhamento Raman, etc.) aumenta com o tamanho da fibra e com a potência do pulso propagado. Desde que trabalhemos com pulsos de baixa potência (o quão baixa deve ser vai depender do tipo de fibra utilizado), propagados por fibras de pequenos comprimentos, todos esses efeitos podem ser desprezados.

Organizando as amplitudes das equações 1 a 3 em um vetor, $\vec{a}(z) = [a_1(z) \ a_2(z) \ a_3(z)]^T$, o sistema de equações diferenciais lineares homogêneo anterior pode ser expresso na forma matricial como:

$$\frac{d\vec{a}(z)}{dz} = \mathbf{M}\vec{a}(z), \quad \text{onde } \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & \kappa i & 0 \\ \kappa i & 0 & \kappa i \\ 0 & \kappa i & 0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

A matriz \mathbf{M} é diagonalizável, ou seja, possui uma decomposição espectral $\mathbf{M} = \mathbf{P}\mathbf{D}\mathbf{P}^{-1}$, onde \mathbf{D} é a matriz diagonal, e \mathbf{P} é a matriz de autovetores:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \\ -\sqrt{2} & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{D} = \begin{bmatrix} -\sqrt{2}\kappa i & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{2}\kappa i & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Usando o método da matriz exponencial [50], podemos expressar a solução da equação 4 como:

$$\vec{a}(z) = \mathbf{P}e^{z\mathbf{D}}\mathbf{P}^{-1}\vec{a}(0), \quad (6)$$

onde $\vec{a}(z)$ é o vetor de saída, $\mathbf{P}e^{z\mathbf{D}}\mathbf{P}^{-1}$ é a matriz de transferência de potência óptica, e $\vec{a}(0)$ é o vetor de entrada. $e^{z\mathbf{D}}$ e \mathbf{P}^{-1} são escritos como:

$$e^{z\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} e^{-\sqrt{2}z\kappa i} & 0 & 0 \\ 0 & e^{\sqrt{2}z\kappa i} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{P}^{-1} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{2} & 1 \\ 1 & \sqrt{2} & 1 \\ -2 & 0 & 2 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Como z e κ sempre aparecem juntos, podemos reparametrizá-los como $\theta = z\kappa$, obtendo¹²:

$$\mathbf{P}e^{z\mathbf{D}}\mathbf{P}^{-1}(\theta) = \frac{e^{-\sqrt{2}\theta i}}{4} \begin{bmatrix} 2e^{\sqrt{2}\theta i} + e^{2\sqrt{2}\theta i} + 1 & -\sqrt{2} + \sqrt{2}e^{2\sqrt{2}\theta i} & -2e^{\sqrt{2}\theta i} + e^{2\sqrt{2}\theta i} + 1 \\ -\sqrt{2} + \sqrt{2}e^{2\sqrt{2}\theta i} & 2(e^{2\sqrt{2}\theta i} + 1) & -\sqrt{2} + \sqrt{2}e^{2\sqrt{2}\theta i} \\ -2e^{\sqrt{2}\theta i} + e^{2\sqrt{2}\theta i} + 1 & -\sqrt{2} + \sqrt{2}e^{2\sqrt{2}\theta i} & 2e^{\sqrt{2}\theta i} + e^{2\sqrt{2}\theta i} + 1 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

que após a devida simplificação em senos e cossenos complexos¹³ se torna:

¹² z é medido em m e κ é medido em rad/m . Logo θ terá unidade de ângulo, em rad .

¹³ Lembre-se que:

$$\text{sen}(x) = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2i} \text{ e } \text{cos}(x) = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2}.$$

$$\mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\sqrt{2}\theta) + 1}{2} & \frac{i\sqrt{2}\sin(\sqrt{2}\theta)}{2} & \frac{\cos(\sqrt{2}\theta) - 1}{2} \\ \frac{i\sqrt{2}\sin(\sqrt{2}\theta)}{2} & \cos(\sqrt{2}\theta) & \frac{i\sqrt{2}\sin(\sqrt{2}\theta)}{2} \\ \frac{\cos(\sqrt{2}\theta) - 1}{2} & \frac{i\sqrt{2}\sin(\sqrt{2}\theta)}{2} & \frac{\cos(\sqrt{2}\theta) + 1}{2} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Essa matriz de transferência pode ser usada para calcular as amplitudes dos pulsos de saída em todos os núcleos para qualquer entrada no ATSP (usando a equação 6). A reparametrização $\theta = z\kappa$ facilitará esses cálculos e flexibilizará os resultados, uma vez que poderão existir várias combinações válidas¹⁴ de valores z e κ para qualquer θ . Além disso, note que não especificamos nenhum valor de comprimento de onda, nem nenhum tipo de fibra óptica. Esses dois fatores estão implícitos em κ (veja o Apêndice A), que por sua vez está implícito em θ na equação 9. Assim, esta análise é válida para pulsos de qualquer comprimento de onda de propagação¹⁵, e para ATSPs criados usando qualquer tecnologia de fibra linear¹⁶, desde que as condições de linearidade, dispersão e atenuação sejam observadas.

2.1.1 Transmissão de Potência, Comprimento e Ângulo de Acoplamento no ATSP

Dadas as equações 6 e 9, podemos analisar a capacidade de transferência de potência de cada núcleo (ou seja, analisar quanto da potência que entra num núcleo sai no mesmo núcleo, e quanto é chaveado para os demais) e determinar os comprimentos de acoplamento¹⁷, L_C , do ATSP. Para esta análise inicial, usaremos $z\kappa$ ao invés de θ na equação 9. Ao final voltaremos a usar θ e determinaremos o ângulo de acoplamento, θ_C , do ATSP.

Núcleo 1: Para um pulso normalizado inserido apenas no núcleo 1, temos:

¹⁴ $\theta = z\kappa$ pode assumir qualquer valor (já que θ é periódico), mas κ e z não. κ pode assumir muitos valores (tanto muito altos quanto muito baixos), mas não todo e qualquer valor, já que a condição de desacoplamento entre os núcleos 1 e 3 do ATSP deve ser observada. O mesmo se aplica a z , que deve ser bem menor que o comprimento de dispersão.

¹⁵ O mesmo comprimento de onda deve ser usado para os pulsos nos três núcleos.

¹⁶ Como fibras convencionais de sílica, fibras de plástico, ou fibras de cristal fotônico. A análise pode não ser válida para ATSPs feitos com fibras não-lineares (que podem exibir efeitos não-lineares significativos mesmo a comprimentos pequenos e propagadas por pulsos de baixa potência), como fibra de sílica dopada (érbio, neodímio, túlio, etc.), fibra altamente não-linear, fibra de índice gradiente, fibra de cristal fotônico (em comprimentos de onda específicos), fibras com geometria especial, etc.

¹⁷ Comprimento no qual 100% da potência que entra num núcleo é chaveada para os demais.

$$\vec{a}(z) = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) - 1}{2} \\ \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \cos(\sqrt{2}z\kappa) & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} \\ \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) - 1}{2} & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} \\ \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} \\ \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) - 1}{2} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

sendo a transmissão de potência no núcleo 1:

$$T_1 = \left| \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} \right|^2 = \frac{(\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1)^2}{4}. \quad (11)$$

Assim, a mínima transmissão no núcleo 1 será $T_1 = 0$, que ocorrerá para:

$$\frac{(\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1)^2}{4} = 0 \Rightarrow \cos(\sqrt{2}z\kappa) = -1 \Rightarrow \sqrt{2}z\kappa = \pi + 2n\pi$$

$$z = L_{C1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}\kappa} + \frac{2n\pi}{\sqrt{2}\kappa}, \text{ com } n = 0, 1, 2, 3, \dots, \quad (12)$$

e conseqüentemente,

$$\theta_{C1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} + \frac{2n\pi}{\sqrt{2}}, \text{ com } n = 0, 1, 2, 3, \dots. \quad (13)$$

A partir deste resultado observamos que: 1) O menor valor de L_{C1} para o núcleo 1 é $L_{C1} = \pi/\sqrt{2}\kappa$; 2) Neste comprimento, o ATSP é capaz de chavear **100%** da potência que entra no núcleo 1 para o núcleo 2; 3) L_{C1} é periódico, logo, em geral, não faz sentido considerar ATSPs de comprimento maior que L_{C1} ; 4) κ tem unidade de *rad/m*, logo θ tem unidade de ângulo, em *rad*; 5) Finalmente, o menor ângulo de acoplamento para o núcleo 1 do ATSP é $\theta_{C1} = \pi/\sqrt{2}$, e assim com L_C , em geral não fará sentido calcular/simular ATSPs de ângulo maior que θ_{C1} .

Núcleo 2: Para um pulso normalizado inserido apenas no núcleo 2, temos:

$$\vec{a}(z) = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) - 1}{2} \\ \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \cos(\sqrt{2}z\kappa) & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} \\ \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) - 1}{2} & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} \\ \cos(\sqrt{2}z\kappa) \\ \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

sendo a transmissão de potência no núcleo 2:

$$T_2 = |\cos(\sqrt{2}z\kappa)|^2. \quad (15)$$

Assim, a mínima transmissão no núcleo 2 será $T_2 = 0$, que ocorrerá para

$$(\cos(\sqrt{2}z\kappa))^2 = 0 \Rightarrow \cos(\sqrt{2}z\kappa) = 0 \Rightarrow \sqrt{2}z\kappa = \frac{\pi}{2} + n\pi$$

$$z = L_{C2} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}\kappa} + \frac{n\pi}{\sqrt{2}\kappa}, \text{ com } n = 0, 1, 2, 3, \dots, \quad (16)$$

e conseqüentemente,

$$\theta_{C2} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} + \frac{n\pi}{\sqrt{2}}, \text{ com } n = 0, 1, 2, 3, \dots. \quad (17)$$

Observe que: 1) O menor valor de L_{C2} para o núcleo 2 é $L_{C2} = \pi/2\sqrt{2}\kappa$ (metade do comprimento para o núcleo 1); 2) Neste comprimento, o ATSP é capaz de chavear **100%** da potência que entra no núcleo 2 para os núcleos 1 e/ou 3; 3) O menor ângulo de acoplamento para o núcleo 2 do ATSP é $\theta_{C2} = \pi/2\sqrt{2}$; 4) Nesse caso faz sentido considerar ATSPs de comprimento ou ângulo maior que os de acoplamento, já que o núcleo 1 completa apenas meio período de acoplamento para cada período completo do núcleo 2.

Núcleo 3: Para um pulso normalizado inserido apenas no núcleo 3, temos:

$$\vec{a}(z) = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) - 1}{2} \\ \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \cos(\sqrt{2}z\kappa) & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} \\ \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) - 1}{2} & \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} & \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) - 1}{2} \\ \frac{i\sqrt{2} \sin(\sqrt{2}z\kappa)}{2} \\ \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

sendo a transmissão de potência no núcleo 3:

$$T_3 = \left| \frac{\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1}{2} \right|^2 = \frac{(\cos(\sqrt{2}z\kappa) + 1)^2}{4}, \quad (19)$$

idêntica a transmissão no núcleo 1 (o que já era esperado, devido à simetria entre os núcleos 1 e 3). Assim $T_3 = 0$ ocorrerá para

$$z = L_{C3} = \frac{\pi}{\sqrt{2}\kappa} + \frac{2n\pi}{\sqrt{2}z\kappa}, \text{ com } n = 0, 1, 2, 3, \dots, \quad (20)$$

e conseqüentemente,

$$\theta_{C3} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} + \frac{2n\pi}{\sqrt{2}}, \text{ com } n = 0, 1, 2, 3, \dots. \quad (21)$$

Logo, assim como para o núcleo 1: $L_{C3} = \pi/\sqrt{2}\kappa$ e $\theta_{C3} = \pi/\sqrt{2}$.

2.1.2 Limitações de Transmissão de Potência do ATSP

O ATSP possui duas graves limitações de transmissão de potência. A primeira, e mais óbvia, é o fato das equações (e curvas) de transmissão nos núcleos 1 e 3 serem idênticas. A segunda limitação é a impossibilidade de se obter, ao mesmo tempo, chaveamento completo nos três núcleos.

Como mostrado anteriormente, o ATSP possui três ângulos de acoplamento: $\theta_{C1} = \pi/\sqrt{2}$, $\theta_{C2} = \pi/2\sqrt{2}$ e $\theta_{C3} = \pi/\sqrt{2}$. Para $\theta_{C1} = \theta_{C3} = \pi/\sqrt{2}$, temos:

$$T_1 = T_3 = \frac{(\cos(\sqrt{2}\theta) + 1)^2}{4} = \frac{\left(\cos\left(\frac{\pi\sqrt{2}}{\sqrt{2}}\right) + 1\right)^2}{4} = \frac{(\cos(\pi) + 1)^2}{4} = \frac{(-1 + 1)^2}{4} = 0,$$

$$\text{e } T_2 = (\cos(\sqrt{2}\theta))^2 = \left(\cos\left(\frac{\pi\sqrt{2}}{\sqrt{2}}\right)\right)^2 = (\cos(\pi))^2 = (-1)^2 = 1,$$

ou seja, o ATSP pode transmitir **100%** da potência que entra no núcleo 1 para o núcleo 2, **100%** da potência que entra no núcleo 3 para o núcleo 2, mas **0%** da potência que entra no núcleo 2 para os núcleos 1 e/ou 3. Ou seja, não há chaveamento algum no núcleo 2! Já para $\theta_{C2} = \pi/2\sqrt{2}$, temos:

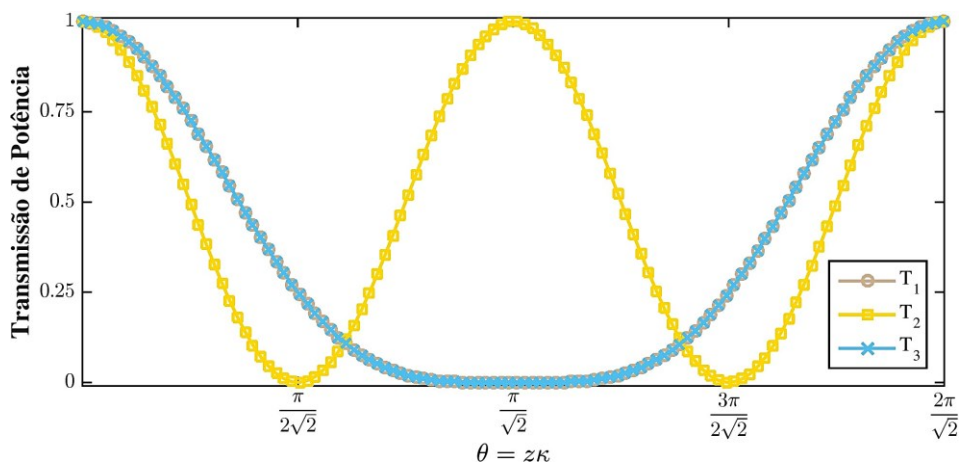
$$T_1 = T_3 = \frac{(\cos(\sqrt{2}\theta) + 1)^2}{4} = \frac{\left(\cos\left(\frac{\pi\sqrt{2}}{2\sqrt{2}}\right) + 1\right)^2}{4} = \frac{\left(\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + 1\right)^2}{4} = \frac{(0 + 1)^2}{4} = \frac{1}{4},$$

$$\text{e } T_2 = (\cos(\sqrt{2}\theta))^2 = \left(\cos\left(\frac{\pi\sqrt{2}}{2\sqrt{2}}\right)\right)^2 = \left(\cos\left(\frac{\pi}{2}\right)\right)^2 = (0)^2 = 0,$$

ou seja, o ATSP pode transmitir **100%** da potência que entra no núcleo 2 para os núcleos 1 e/ou 3, mas apenas **75%** (três quartos) das potências que entram nos núcleos 1 e 3 podem ser transmitidas para o núcleo 2. Ou seja, há apenas chaveamento parcial nos núcleos 1 e 3!

Se plotarmos as curvas de transmissão ao longo de θ para os três núcleos do acoplador, destacando múltiplos de θ_{c1} (veja a Figura 13), veremos que: 1) As curvas de T_1 e T_3 são idênticas, logo todo processamento óptico obtido no núcleo 1 será replicado no núcleo 3. Ou seja, o núcleo 3 do ATSP é completamente redundante! 2) Não existe valor de θ para o qual $T_1 = T_2 = T_3 = 0$. O melhor que podemos obter é $T_1 = T_2 = T_3 = 0,1111$ (ou seja, todo núcleo pode chavear **88,89%** da potência inserida neste), em $\theta = 1,3510$ e $\theta = 3,0919$, os dois pontos de intersecção observados entre a curva T_2 e as curvas T_1 e T_3 . Essas duas circunstâncias limitam em muito as capacidades de chaveamento do ATSP, “empobrecendo-o” para utilização em aplicações que exijam processamento óptico mais complexo.

Figura 13 – Transmissão de potência normalizada para os três núcleos do ATSP. Não existe nenhum valor de θ para o qual $T_1 = T_2 = T_3 = 0$. A figura mostra um período completo das curvas de T_1 e T_3 (de 0 a $2\pi/\sqrt{2}$) e dois períodos da curva de T_2 (de 0 a $\pi/\sqrt{2}$ e de $\pi/\sqrt{2}$ a $2\pi/\sqrt{2}$). Note também que, assim como calculado, $T_2 = 0$ em $\theta = \pi/2\sqrt{2} + n\pi/\sqrt{2}$ e $T_1 = T_3 = 0$ em $\theta = \pi/\sqrt{2} + 2n\pi/\sqrt{2}$, para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$.



Fonte: elaborada pelo autor.

2.2 Acoplador Triplo Simétrico Planar com Núcleos Intercambiáveis (ATSPNI)

Agora podemos calcular a matriz de transferência para o dispositivo proposto [5]. Como o ATSPNI pode ser dividido em três partes, consideraremos três valores diferentes de z e θ . A parte 1 é um ATSP de comprimento z_1 , cuja saída é dada por:

$$\vec{a}(z_1) = \mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta_1)\vec{a}(0), \quad (22)$$

onde $\vec{a}(z_1)$ é o vetor de saída, $\mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta_1)$ é a matriz de transferência do primeiro ATSP, e $\vec{a}(0)$ é o vetor de entrada (sinal já modulado).

A parte 2, que receberá como entrada a saída da parte 1, é composta de três pedaços separados de fibra de núcleo único, cada um de comprimento z_2 . Esta parte intercambiará os dois primeiros núcleos, trocando seus sinais ópticos internos enquanto impedindo qualquer transferência de energia entre eles ($\theta_2 = 0$). A saída da parte 2 será expressa como:

$$\vec{a}(z_2) = \mathbf{T}\vec{a}(z_1), \quad \text{com } \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

onde $\vec{a}(z_2)$ é o vetor de saída, \mathbf{T} é a matriz de ordem 3 para operação elementar de troca das linhas (troca de posição a primeira com a segunda), e $\vec{a}(z_1)$ é o vetor de entrada (saída da parte 1).

A parte 3, que receberá como entrada a saída da parte 2, é um ATSP de comprimento z_3 , logo:

$$\vec{a}(z_3) = \mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta_3)\vec{a}(z_2), \quad (24)$$

onde $\vec{a}(z_3)$ é o vetor de saída, $\mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta_3)$ é a matriz de transferência do segundo ATSP, e $\vec{a}(z_2)$ é o vetor de entrada (saída da parte 2). A equação de saída do dispositivo proposto é, portanto, escrita como:

$$\vec{Y} = \mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta_3)\mathbf{T}\mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta_1)\vec{a}(0). \quad (25)$$

Essa matriz de transferência pode ser usada para calcular as amplitudes dos pulsos de saída em todos os núcleos para qualquer entrada no ATSPNI. Esta análise é válida para pulsos de qualquer comprimento de onda de propagação, e para ATSPNIs criados usando

qualquer tecnologia de fibra, desde que as condições de linearidade, dispersão e atenuação sejam observadas.

2.2.1 Transmissão de Potência e Ângulos de Acoplamento no ATSPNI

Primeiro, vamos desenvolver a equação 25. Como a equação é demasiadamente grande, vamos começar fazendo as seguintes substituições:

$$s = \cos(\sqrt{2}\theta_1), t = \cos(\sqrt{2}\theta_3), u = \sin(\sqrt{2}\theta_1), v = \sin(\sqrt{2}\theta_3), w = \cos(\sqrt{2}\theta_1) + 1,$$

$$x = \cos(\sqrt{2}\theta_1) - 1, y = \cos(\sqrt{2}\theta_3) + 1 \text{ e } z = \cos(\sqrt{2}\theta_3) - 1.$$

Assim, podemos calcular \vec{Y} como:

$$\begin{aligned} \vec{Y} &= \mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta_3)\mathbf{T}\mathbf{P}e^{zD}\mathbf{P}^{-1}(\theta_1)\vec{a}(0) \\ &= \begin{bmatrix} \frac{y}{2} & \frac{i\sqrt{2}v}{2} & \frac{z}{2} \\ \frac{i\sqrt{2}v}{2} & t & \frac{i\sqrt{2}v}{2} \\ \frac{z}{2} & \frac{i\sqrt{2}v}{2} & \frac{y}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{w}{2} & \frac{i\sqrt{2}u}{2} & \frac{x}{2} \\ \frac{i\sqrt{2}u}{2} & s & \frac{i\sqrt{2}u}{2} \\ \frac{x}{2} & \frac{i\sqrt{2}u}{2} & \frac{w}{2} \end{bmatrix} \vec{a}(0) \\ &= \begin{bmatrix} \frac{xz}{4} + \frac{iuy}{2\sqrt{2}} + \frac{iuv}{2\sqrt{2}} & -\frac{uv}{2} + \frac{sy}{2} + \frac{iuz}{2\sqrt{2}} & \frac{wz}{4} + \frac{iuy}{2\sqrt{2}} + \frac{ivx}{2\sqrt{2}} \\ -\frac{uv}{2} + \frac{wt}{2} + \frac{ivx}{2\sqrt{2}} & -\frac{vu}{2} + \frac{iut}{\sqrt{2}} + \frac{ivs}{\sqrt{2}} & -\frac{uv}{2} + \frac{xt}{2} + \frac{ivw}{2\sqrt{2}} \\ \frac{xy}{4} + \frac{iuz}{2\sqrt{2}} + \frac{iuv}{2\sqrt{2}} & -\frac{uv}{2} + \frac{sz}{2} + \frac{iuy}{2\sqrt{2}} & \frac{wy}{4} + \frac{iuz}{2\sqrt{2}} + \frac{ivx}{2\sqrt{2}} \end{bmatrix} \vec{a}(0). \end{aligned} \quad (26)$$

Finalmente, substituindo s, t, u, v, w, x, y e z na equação 26, obtemos:

$$\vec{Y} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} & y_{31} \\ y_{12} & y_{22} & y_{32} \\ y_{13} & y_{23} & y_{33} \end{bmatrix} \vec{a}(0), \quad (27)$$

onde

$$y_{11} = \frac{(\cos(\sqrt{2}\theta_1) - 1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) - 1)}{4} + \frac{i \sin(\sqrt{2}\theta_1) (\cos(\sqrt{2}\theta_3) + 1)}{2\sqrt{2}} + \frac{i \sin(\sqrt{2}\theta_3) (\cos(\sqrt{2}\theta_1) + 1)}{2\sqrt{2}},$$

$$\begin{aligned}
y_{12} &= -\frac{\sin(\sqrt{2}\theta_1)\sin(\sqrt{2}\theta_3)}{2} \\
&\quad + \frac{(\cos(\sqrt{2}\theta_1) + 1)\cos(\sqrt{2}\theta_3)}{2} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_3)(\cos(\sqrt{2}\theta_1) - 1)}{2\sqrt{2}}, \\
y_{13} &= \frac{(\cos(\sqrt{2}\theta_1) - 1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) + 1)}{4} \\
&\quad + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) - 1)}{2\sqrt{2}} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_3)(\cos(\sqrt{2}\theta_1) + 1)}{2\sqrt{2}}, \\
y_{21} &= -\frac{\sin(\sqrt{2}\theta_1)\sin(\sqrt{2}\theta_3)}{2} \\
&\quad + \frac{\cos(\sqrt{2}\theta_1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) + 1)}{2} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) - 1)}{2\sqrt{2}}, \\
y_{22} &= -\frac{\sin(\sqrt{2}\theta_3)\sin(\sqrt{2}\theta_1)}{2} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_1)\cos(\sqrt{2}\theta_3)}{\sqrt{2}} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_3)\cos(\sqrt{2}\theta_1)}{\sqrt{2}}, \\
y_{23} &= -\frac{\sin(\sqrt{2}\theta_1)\sin(\sqrt{2}\theta_3)}{2} \\
&\quad + \frac{\cos(\sqrt{2}\theta_1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) - 1)}{2} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) + 1)}{2\sqrt{2}}, \\
y_{31} &= \frac{(\cos(\sqrt{2}\theta_1) + 1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) - 1)}{4} \\
&\quad + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) + 1)}{2\sqrt{2}} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_3)(\cos(\sqrt{2}\theta_1) - 1)}{2\sqrt{2}}, \\
y_{32} &= -\frac{\sin(\sqrt{2}\theta_1)\sin(\sqrt{2}\theta_3)}{2} \\
&\quad + \frac{(\cos(\sqrt{2}\theta_1) - 1)\cos(\sqrt{2}\theta_3)}{2} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_3)(\cos(\sqrt{2}\theta_1) + 1)}{2\sqrt{2}} e \\
y_{33} &= \frac{(\cos(\sqrt{2}\theta_1) + 1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) + 1)}{4} \\
&\quad + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_1)(\cos(\sqrt{2}\theta_3) - 1)}{2\sqrt{2}} + \frac{i\sin(\sqrt{2}\theta_3)(\cos(\sqrt{2}\theta_1) - 1)}{2\sqrt{2}}.
\end{aligned}$$

Dada a equação 27, podemos agora analisar a capacidade de transferência de potência de cada núcleo para os outros e determinar os pares de ângulos de acoplamento, $(\theta_{1C}, \theta_{3C})$, do ATSPNI.

Núcleo 1: Para um pulso normalizado inserido apenas no núcleo 1, teremos:

$$\vec{Y}(\theta) = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} & y_{31} \\ y_{12} & y_{22} & y_{32} \\ y_{13} & y_{23} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12} \\ y_{13} \end{bmatrix} \quad (28)$$

sendo a transmissão de potência no núcleo 1:

$$T_1 = |y_{11}|^2. \quad (29)$$

Núcleo 2: Para um pulso normalizado inserido apenas no núcleo 2, teremos:

$$\vec{Y}(\theta) = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} & y_{31} \\ y_{12} & y_{22} & y_{32} \\ y_{13} & y_{23} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{21} \\ y_{22} \\ y_{23} \end{bmatrix} \quad (30)$$

sendo a transmissão de potência no núcleo 2:

$$T_2 = |y_{22}|^2. \quad (31)$$

Núcleo 3: Para um pulso normalizado inserido apenas no núcleo 3, teremos:

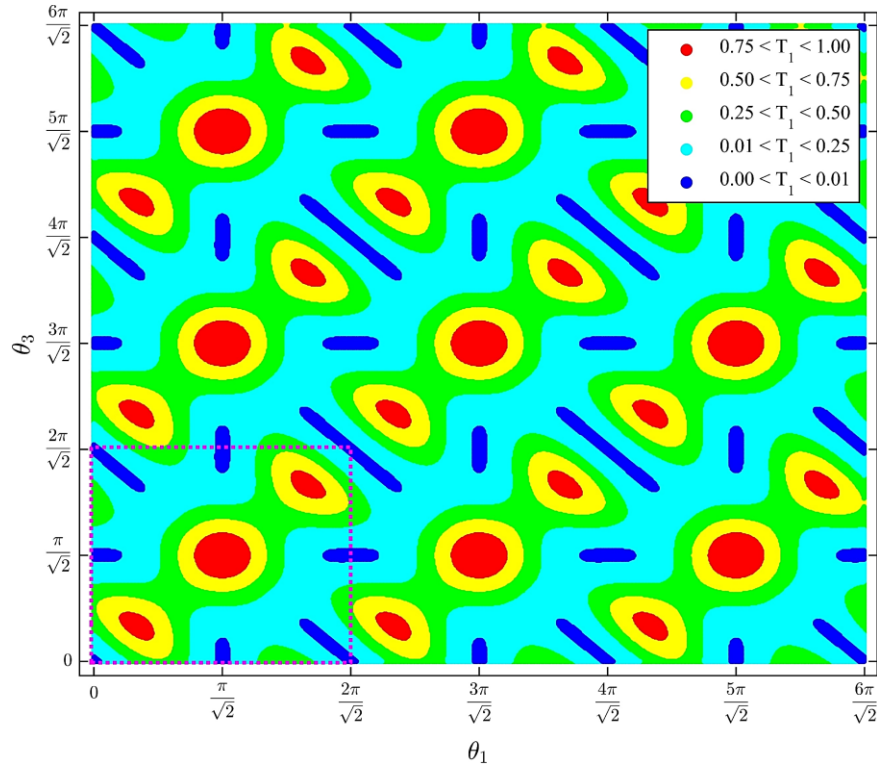
$$\vec{Y}(\theta) = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} & y_{31} \\ y_{12} & y_{22} & y_{32} \\ y_{13} & y_{23} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{31} \\ y_{32} \\ y_{33} \end{bmatrix} \quad (32)$$

sendo a transmissão de potência no núcleo 3:

$$T_3 = |y_{33}|^2. \quad (33)$$

Calcular analiticamente os valores de θ_1 e θ_3 para os quais $T_1 = 0$, $T_2 = 0$ e $T_3 = 0$ não é uma tarefa trivial. Ainda assim, podemos obter uma boa aproximação ao atribuir valores para θ_1 e θ_3 e calcular numericamente os valores de transmissão de potência resultantes. As Figuras 14, 15 e 16 mostram os resultados obtidos para T_1 , T_2 e T_3 no intervalo de $0 < \theta_1, \theta_3 < 6\pi/\sqrt{2}$, com passo de 0,02. A Figura 17 mostra os resultados no intervalo de $0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2}$, com passo de 0,01.

Figura 14 – Transmissão de potência normalizada para o núcleo 1 do ATSPNI. Existem várias regiões onde $T_1 \cong 0$ (regiões azuis), todas em torno de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com $n_1, n_3 \in Z^+$, mas não ímpares simultaneamente. Como já era esperado, T_1 é periódico em região, sendo a primeira região uma área quadrada de lado $2\pi/\sqrt{2}$, $(0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2})$, marcada pelo quadrado pontilhado de cor magenta. A figura mostra 9 períodos completos da região de T_1 .

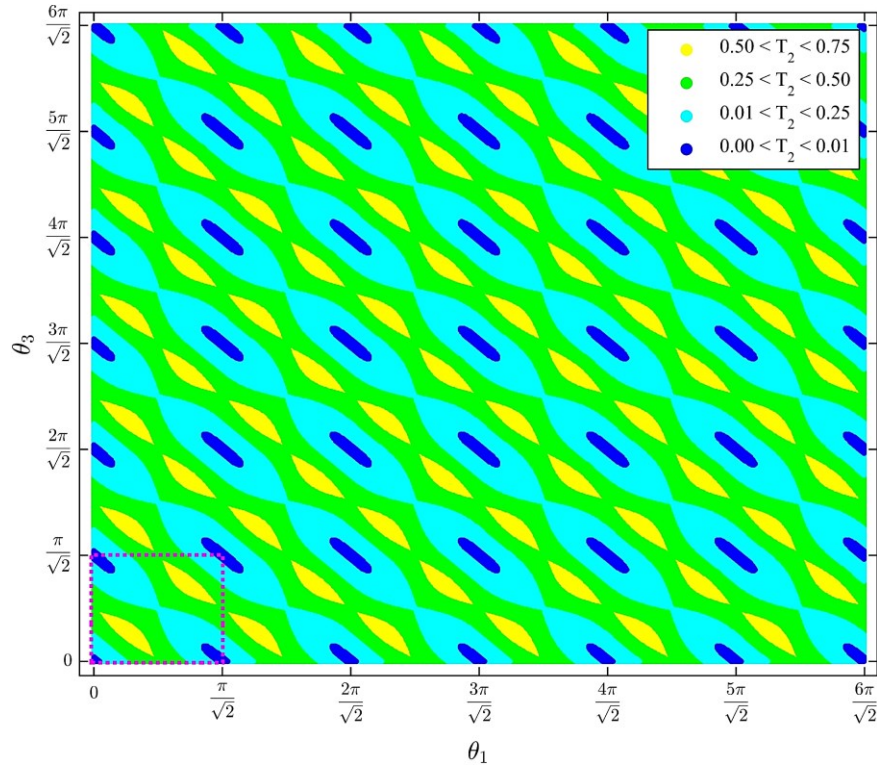


Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 14, note que T_1 é periódica em região. O primeiro período é uma área quadrada de lado $2\pi/\sqrt{2}$, $(0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2})$, marcada pelo quadrado pontilhado de cor magenta. Há exatamente 9 períodos de T_1 no intervalo de $0 < \theta_1, \theta_3 < 6\pi/\sqrt{2}$. As regiões de melhor transmissão de potência normalizada (regiões azuis), onde obtivemos $T_1 < 0,01$ (ou seja, 99% de chaveamento de potência do núcleo 1 para os demais) estão em torno de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com n_1 e n_3 inteiros não-negativos, mas **não ímpares simultaneamente**¹⁸.

¹⁸ Na Figura 14: $T_1 \cong 0$ para $(n_1, n_3) = (0, 2), (2, 0), (2, 2), (0, 4), (4, 0), (2, 4), (4, 2), (4, 4), \dots$; $T_1 \cong 0$ para $(n_1, n_3) = (0, 1), (1, 0), (0, 3), (3, 0), (2, 3), (3, 2), (4, 3), (3, 4), \dots$; mas $T_1 \neq 0$ (de fato, $T_1 \cong 1$) para $(n_1, n_3) = (1, 1), (1, 3), (3, 1), (3, 3), \dots$. Assim, individualmente n_1 e n_3 podem assumir qualquer valor inteiro não-negativo (Z^+), mas n_1 e n_3 não podem assumir valores ímpares simultaneamente.

Figura 15 – Transmissão de potência normalizada para o núcleo 2 do ATSPNI. Existem várias regiões onde $T_2 \cong 0$ (regiões azuis), todas em torno de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com $n_1, n_3 \in Z^+$. T_2 é periódico em região, sendo a primeira região uma área quadrada de lado $\pi/\sqrt{2}$, ($0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$), marcada pelo quadrado pontilhado de cor magenta. A figura mostra 36 períodos completos da região de T_2 .

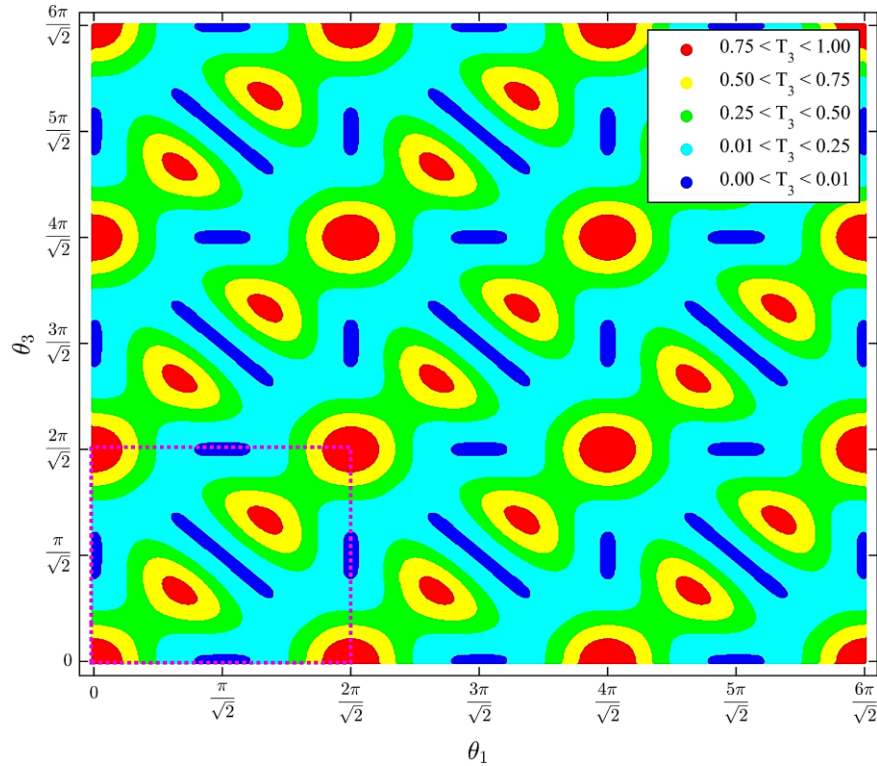


Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 15, note que T_2 também é periódica em região. O primeiro período é uma região quadrada de lado $\pi/\sqrt{2}$, ($0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$), marcada pelo quadrado pontilhado de cor magenta. Há exatamente 36 períodos de T_2 no intervalo de $0 < \theta_1, \theta_3 < 6\pi/\sqrt{2}$. As regiões de melhor transmissão de potência normalizada, nas quais obtemos $T_2 < 0,01$ (ou seja, 99% de chaveamento de potência do núcleo 2 para os demais), estão em torno de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com n_1 e n_3 inteiros não-negativos¹⁹.

¹⁹ Diferentemente do que aconteceu em T_1 , aqui não há nenhuma condição a respeito da paridade de n_1 e n_3 . Na Figura 15, $T_2 \cong 0$ para qualquer par de valores (n_1, n_3) inteiros não-negativos.

Figura 16 – Transmissão de potência normalizada para o núcleo 3 do ATSPNI. Existem várias regiões onde $T_3 \cong 0$ (regiões azuis), todas em torno de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com $n_1, n_3 \in \mathbb{Z}^+$, mas não pares simultaneamente. T_3 é periódico em região, sendo a primeira região uma área quadrada de lado $2\pi/\sqrt{2}$, ($0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2}$), marcada pelo quadrado pontilhado de cor magenta. A figura mostra 9 períodos completos da região de T_3 .

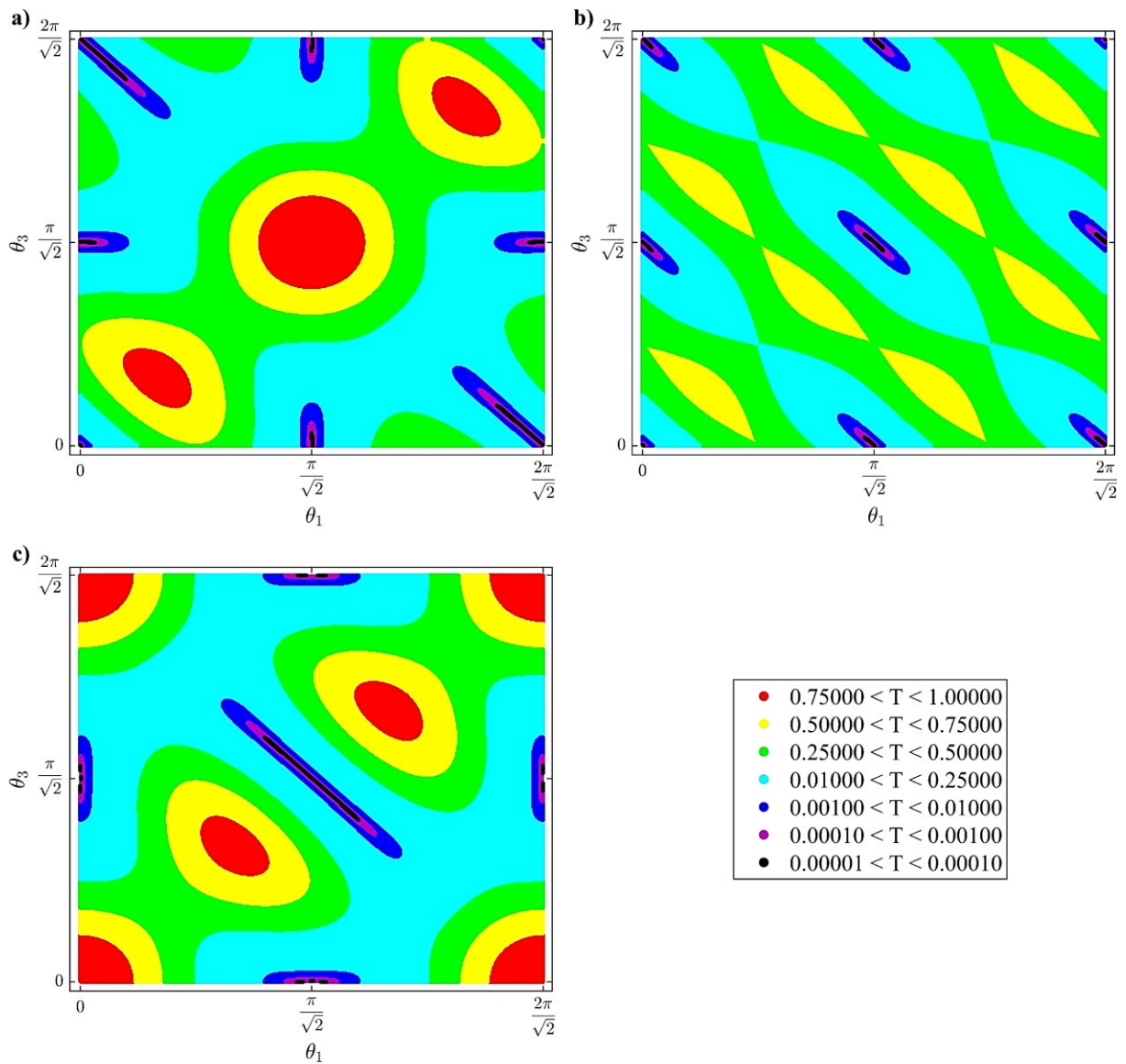


Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 16, T_3 também é periódica em região, e tem forma muito semelhante a T_1 . Os gráficos de T_3 e T_1 são defasados em exatamente $(\pi/\sqrt{2}, \pi/\sqrt{2})$, sendo $T_3(\theta_1, \theta_3) = T_1(\theta_1 + \pi/\sqrt{2}, \theta_3 + \pi/\sqrt{2})$. O primeiro período de T_3 é um quadrado de lado $2\pi/\sqrt{2}$ (quadrado pontilhado de cor magenta). Há 9 períodos de T_3 no intervalo de $0 < \theta_1, \theta_3 < 6\pi/\sqrt{2}$. Obtemos $T_3 < 0,01$ nos entornos de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com n_1 e n_3 inteiros não-negativos, mas **não pares simultaneamente**²⁰.

²⁰ Na Figura 16: $T_3 \cong 0$ para $(n_1, n_3) = (1, 1), (1, 3), (3, 1), (3, 3), (1, 5), (5, 1), (3, 5), \dots$; $T_3 \cong 0$ para $(n_1, n_3) = (0, 1), (1, 0), (0, 3), (3, 0), (2, 3), (3, 2), (4, 3), (3, 4), \dots$; mas $T_3 \neq 0$ (de fato, $T_3 \cong 1$) para $(n_1, n_3) = (0, 2), (2, 0), (2, 2), (0, 4), (4, 0), (2, 4), \dots$. Assim, individualmente n_1 e n_3 podem assumir qualquer valor inteiro não-negativo (\mathbb{Z}^+), mas n_1 e n_3 não podem assumir valores pares simultaneamente.

Figura 17 – Transmissão de potência normalizada no intervalo de $0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2}$, que equivale a: **a)** O primeiro período de acoplamento do núcleo 1 (T_1); **b)** Os quatro primeiros períodos de acoplamento do núcleo 2 (T_2); **c)** O primeiro período de acoplamento do núcleo 3 (T_3). A legenda colorida discriminando 7 diferentes intervalos de T é a mesma para os três núcleos.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 17 plotamos os resultados de transmissão de potência normalizada para os três núcleos, no intervalo de $0 < \theta_1, \theta_3 < 2\pi/\sqrt{2}$ (período de T_1 e T_3), mas agora discriminando regiões com valores de transmissão até 100 vezes menores. As melhores regiões (regiões pretas), onde obtivemos $T < 0,0001$ (99,99% de chaveamento de potência) continuam nos entornos de pontos na forma $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com: **a)** $n_1, n_3 \in \mathbb{Z}^+$, mas não ímpares simultaneamente, para o núcleo 1; **b)** $n_1, n_3 \in \mathbb{Z}^+$, para o núcleo 2; e **c)** $n_1, n_3 \in \mathbb{Z}^+$, mas não pares simultaneamente, para o núcleo 3. Assim, para o núcleo 1, os

menores pares de ângulos de acoplamento são $(\theta_{1C1}, \theta_{3C1}) = (0, \pi/\sqrt{2})$ e $(\theta_{1C1}, \theta_{3C1}) = (\pi/\sqrt{2}, 0)$. Para o núcleo 2, os menores pares de ângulos de acoplamento são $(\theta_{1C2}, \theta_{3C2}) = (0, \pi/\sqrt{2})$, $(\theta_{1C2}, \theta_{3C2}) = (\pi/\sqrt{2}, 0)$ e $(\theta_{1C2}, \theta_{3C2}) = (\pi/\sqrt{2}, \pi/\sqrt{2})$. E para o núcleo 3, os menores pares de ângulos de acoplamento são $(\theta_{1C3}, \theta_{3C3}) = (0, \pi/\sqrt{2})$ e $(\theta_{1C1}, \theta_{3C1}) = (\pi/\sqrt{2}, 0)$. A intersecção dos três nos dá os menores pares de ângulos de acoplamento para o ATSPNI: $(\theta_{1C}, \theta_{3C}) = (\mathbf{0}, \pi/\sqrt{2})$ e $(\theta_{1C}, \theta_{3C}) = (\pi/\sqrt{2}, \mathbf{0})$. Substituindo esses valores nas equações 29, 31 e 33, verificamos que $T_1 = T_2 = T_3 = 0$.

O ATSPNI corrige as duas grandes limitações de transmissão de potência do ATSP. No ATSPNI, tanto as transmissões nos três núcleos são diferentes (apesar de semelhantes nos núcleos 1 e 3), quanto é possível obter, ao mesmo tempo, chaveamento completo nos três núcleos desde que $(\theta_1, \theta_3) = (n_1\pi/\sqrt{2}, n_3\pi/\sqrt{2})$, com $n_1, n_3 \in Z^+$, mas **díspares** (se um é par, o outro deve ser ímpar e vice-versa). É a primeira vez que se demonstra um acoplador de fibra simétrico²¹ linear²², em que todo núcleo é útil²³ e capaz de chaveamento completo (característica que “enriquece” o dispositivo para uso em aplicações que exijam processamento óptico mais complexo).

²¹ Se compararmos as características de transmissão de todos os acopladores simétricos lineares de até três núcleos, veremos que: **1)** O acoplador duplo simétrico possui chaveamento completo, mas (devido à simetria) o núcleo 2 é redundante. Sua “janela útil” tem tamanho $\pi/2 \cong 1,571$ (o ângulo de acoplamento do núcleo 1) [46, 61]. **2)** O ATSP, como já demonstramos, não possui chaveamento completo, e o núcleo 3 é redundante. Sua “janela útil” tem tamanho $\pi/\sqrt{2} + \pi/2\sqrt{2} = 3\pi/2\sqrt{2} \cong 3,332$ (a soma dos ângulos de acoplamento dos núcleos 1 e 2) [5, 61]. **3)** E o acoplador triplo simétrico triangular também não possui chaveamento completo, e, devido à simetria, os núcleos 2 e 3 são redundantes! Sua “janela útil” tem tamanho $\pi/3 \cong 1,047$ (o ângulo de acoplamento do núcleo 1) [47, 61].

²² Aqui, deve ficar claro que nos referimos à acopladores simétricos lineares. As características de transmissão de potência podem variar bastante com o uso de acopladores assimétricos, materiais ou efeitos não-lineares.

²³ Ou seja, as transmissões nos núcleos são diferentes. Haverá resultados únicos para cada núcleo.

3 MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO

Em nossas análises, independente da forma do sinal óptico (onda contínua, gaussiana, secante hiperbólica, etc.), apenas amplitude a fase variam ao longo do acoplador. Como a variação na fase é a mesma nos três núcleos, o sinal deve ser modulado em amplitude. Deste modo, poderíamos modular o sinal usando modulação OOK ou ASK. A modulação OOK é mais simples, mas muito sensível a ruídos. E já existem vários trabalhos usando OOK. Já a modulação ASK é mais complexa, mas bem mais versátil, e pode permitir múltiplos níveis lógicos (para múltiplos níveis de amplitude). Além disso, em nossos experimentos, observamos que potências muito baixas (bit 0 em OOK) podem resultar em baixas variabilidades e performances de resultados de processamento óptico²⁴.

3.1 Modulação por variação de amplitude (PAM-ASK)

Usamos modulação de pulso por variação de amplitude (PAM-ASK), com parâmetros de modulação $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$ e $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$, para propagar linearmente pulsos secante hiperbólicos²⁵ de baixa potência com amplitude portadora normalizada $A_{ref} = 1$. Um pulso de valor lógico 0 é, portanto, expresso como $A_0(0, t) = \varepsilon_0 \operatorname{sech}(t)$, enquanto um pulso de valor lógico 1 é expresso como $A_1(0, t) = \varepsilon_1 \operatorname{sech}(t)$. O pulso de referência é $A_{ref}(0, t) = \operatorname{sech}(t)$. ε_0 e ε_1 variam em intervalos simétricos de tamanho 0,6 à esquerda e à direita, respectivamente, da referência em 1. A Figura 18 mostra o diagrama de olho para os pulsos de entrada no modelo de modulação empregado.

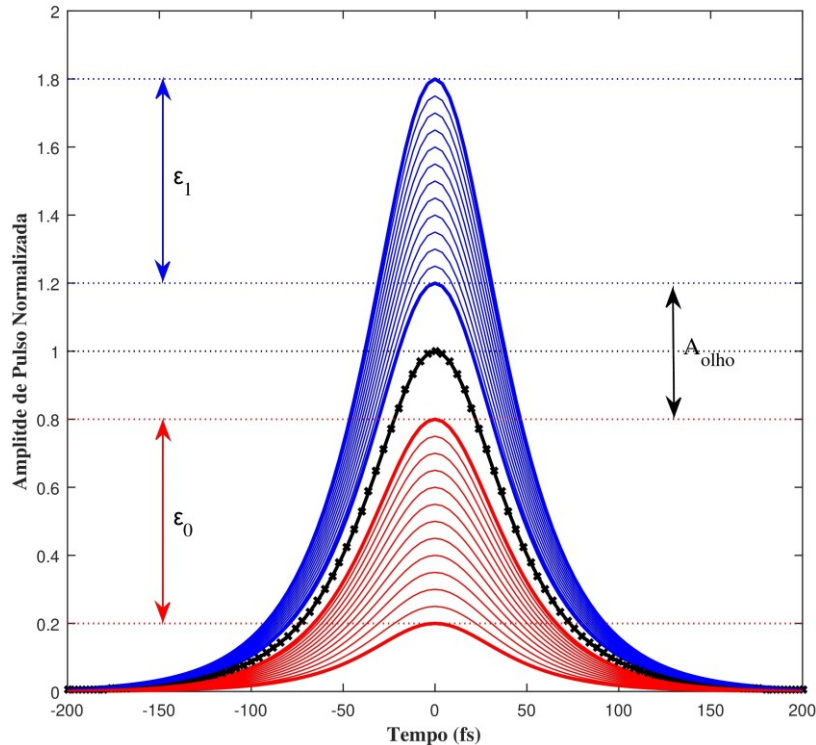
Os limites e tamanhos de intervalos escolhidos para ε_0 e ε_1 não foram arbitrários. Quanto aos limites, perceba que quanto mais nos aproximamos de $\varepsilon_0 = 0$ e $\varepsilon_1 = 2$, mais o modelo se comporta como um modulador OOK, o que foge do escopo deste trabalho. Quanto ao tamanho dos intervalos, devemos levar em conta que quanto maiores os intervalos de ε_0 e ε_1 : menor a abertura de olho dos sinais de entrada; maior a discrepância entre as amplitudes (e potências) dos pulsos bit 0 para os pulsos bit 1; e maior deve ser a precisão do modulador em

²⁴ Num desses experimentos (que não mostraremos aqui pois fogem do escopo deste trabalho), comparamos a quantidade e performance das expressões lógicas obtidas num ATSP linear usando modulação OOK e ASK. No núcleo 1, usando OOK (tanto RZ quanto NRZ) observamos apenas cinco saídas distintas, quatro destas com boa performance. Já com ASK, observamos sete saídas distintas, cinco destas com boa performance. No núcleo 2, usando OOK observamos cinco saídas distintas, todas com boa performance. Já com ASK, observamos seis saídas distintas, todas com boa performance.

²⁵ Escolhemos pulsos com forma de secante hiperbólica por conveniência (usamos a mesma forma de pulsos em todos os nossos trabalhos anteriores). Os resultados de amplitude de saída do dispositivo serão os mesmos independente da forma do pulso.

gerá-los. Nos intervalos adotados, para o pior caso temos $\varepsilon_0 = 0,2$ e $\varepsilon_1 = 1,8$, onde $\varepsilon_1/\varepsilon_0 = 9$. Assim, a amplitude do pulso de bit 1 é 9 vezes maior que a do pulso de bit 0. Em potência essa razão é de 81. Ou seja, se a potência máxima do laser for normalizada para 81 (bit 1), a mínima deverá ser 1 (bit 0). Para um laser com potência máxima P_{max} , teríamos bit 1 em 100% de P_{max} e bit 0 em 1,235% de P_{max} . Se aumentássemos o intervalo para $0,1 < \varepsilon_0 < 0,9$ e $1,1 < \varepsilon_1 < 1,9$ (um aumento de 33,33%), no pior caso teríamos $\varepsilon_0 = 0,1$ e $\varepsilon_1 = 1,9$, com $\varepsilon_1/\varepsilon_0 = 19$. A amplitude do pulso de bit 1 seria 19 vezes maior que a do pulso de bit 0. Em potência essa razão seria de 361. Para o mesmo laser do exemplo anterior, teríamos bit 1 em 100% de P_{max} e bit 0 em 0,277% de P_{max} , uma diferença de mais de 4,46 vezes em relação ao intervalo anterior (necessitando de um modulador muito mais preciso).

Figura 18 – Diagrama de olho. As curvas vermelhas são pulsos modulados como bit 0, $A_0(0, t) = \varepsilon_0 \operatorname{sech}(t)$, no intervalo de $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, com passo 0,05. As curvas azuis são os pulsos modulados como bit 1, $A_1(0, t) = \varepsilon_1 \operatorname{sech}(t)$, no intervalo de $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$, com passo 0,05. O pulso preto é o pulso de referência, $A_{ref}(0, t) = \operatorname{sech}(t)$. A abertura de olho é de $A_{olho} = \min(\varepsilon_1) - \max(\varepsilon_0) = 1,2 - 0,8 = 0,4$. Neste exemplo usamos pulsos secante hiperbólicos de 100 fs de largura à meia altura.



Fonte: elaborada pelo autor.

3.2 Demodulação e Taxa de Contraste

Na demodulação, os pulsos de saída com amplitudes $A_{out} > 1$ serão interpretados como bit 1 e os pulsos de saída com amplitude $A_{out} < 1$ serão interpretados como bit 0. Desse modo, a tarefa do sensor será diferenciar a amplitude dos pulsos de saída da amplitude normalizada.

Para quantificar a performance de um resultado, analisaremos o quão distinguíveis são os pulsos de saída em relação à referência em 1. Assim, usando a mesma fórmula da relação sinal-ruído (SNR), definimos a taxa de contraste, C_R , como:

$$C_R = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{ref}} \right), \quad (34)$$

onde P_{out} é a potência do pulso de saída e P_{ref} é a potência do pulso de referência. Como nossos resultados são dados em valores de amplitude, por conveniência, podemos analisar as amplitudes dos pulsos em vez das potências, pela relação:

$$\left(\frac{P_{out}}{P_{ref}} \right) = \left(\frac{A_{out}}{A_{ref}} \right)^2, \quad (35)$$

Substituindo, temos:

$$C_R = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{ref}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{out}}{A_{ref}} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{out}}{A_{ref}} \right), \quad (36)$$

onde A_{out} é a amplitude do pulso de saída e A_{ref} é a amplitude de referência normalizada ($A_{ref} = 1$), logo:

$$C_R = 20 \log_{10} A_{out}, \quad (37)$$

onde $C_R > 0$ para $A_{out} > 1$ (bit 1) e $C_R < 0$ para $A_{out} < 1$ (bit 0). Em nossas análises, adotamos $|C_R| > 0,3 \text{ dB}$ como o limite a ser ultrapassado para distinguir o sinal lógico do ruído [5, 22, 47, 51].

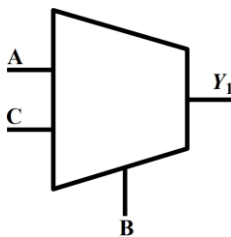
4 RESULTADOS

Dada a equação 25, nosso experimento consiste em variar os parâmetros físicos e os parâmetros de modulação do ATSPNI numa tabela verdade até encontrar as funcionalidades desejadas. Assim, variamos θ_1 e θ_3 no intervalo de $[0, \pi/\sqrt{2}]^{26}$, com passos de 0,001, e variamos ε_0 e ε_1 nos intervalos de $[0,2, 0,8]$ e $[1,2, 1,8]$, respectivamente, com passos de 0,05²⁷. Procuramos por funções MUX, DEMUX, XOR, XNOR e meio-somador com valores de $|C_R|$ tão altos quanto possível e acima do limite de 0,3 dB.

4.1 Multiplexador 2×1

Encontramos várias funções MUX de alto desempenho. O melhor MUX 2×1 é encontrado como saída no núcleo 1 para $\theta_1 = 0,795 \text{ rad}$, $\theta_3 = 1,225 \text{ rad}$, $\varepsilon_0 = 0,2$ e $\varepsilon_1 = 1,8$. O menor contraste é de cerca de 1,9381 dB (veja a Tabela 2), mais de seis vezes o limite adotado de 0,3 dB. Para demonstrar a propagação de pulso, inserimos pulsos secante hiperbólicos de 100 fs no dispositivo e calculamos as amplitudes de pico de saída para cada combinação de valores lógicos na tabela verdade. Mostramos os resultados na Figura 19, onde os pulsos de saída do núcleo 1 são representados na cor dourada.

Tabela 2 – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para o melhor MUX 2×1 . O sinal B é o controlador e os sinais A e C são as entradas. Para $B = 0$, $Y_1 = A$, e para $B = 1$, $Y_1 = C$. Os contrastes mais baixos estão bem acima do limite de 0,3 dB.

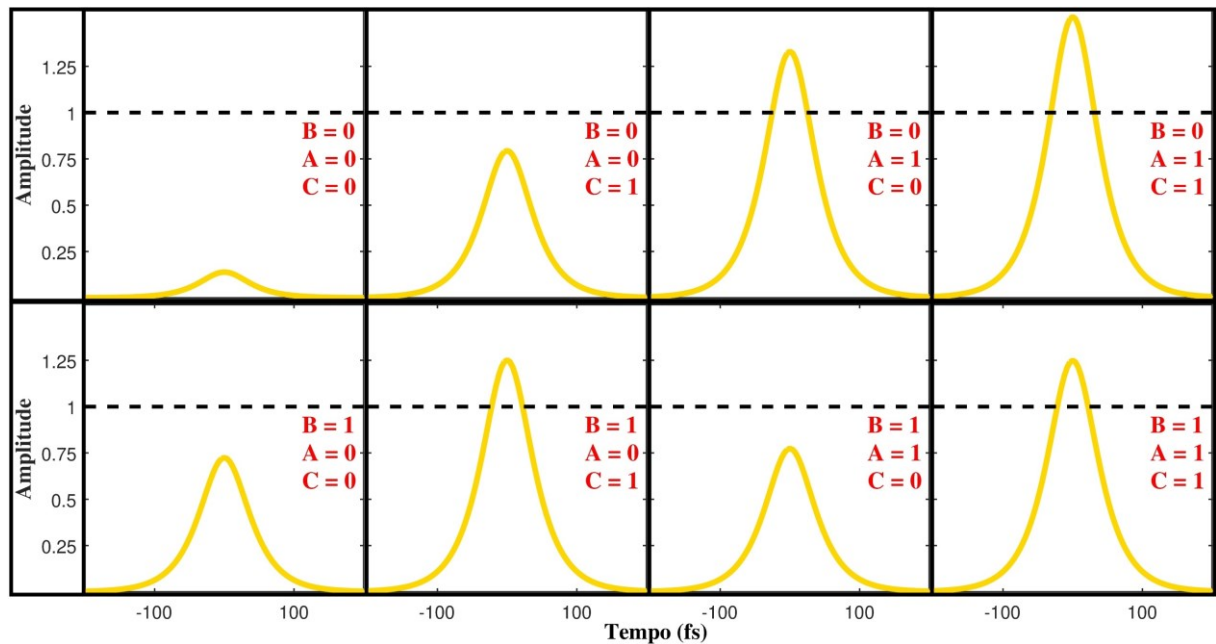
MUX 2×1	Controle			Entrada		Saída	
	B	A	C	Y_1	ε_{out}	C_R (dB)	
	0	0	0	0	} A	0,139	-17,147
	0	0	1	0		0,795	-1,9984
	0	1	0	1		1,331	+2,4807
	0	1	1	1		1,518	+3,6242
	1	0	0	0	} C	0,725	-2,7990
	1	0	1	1		1,252	+1,9508
	1	1	0	0		0,774	-2,2260
	1	1	1	1		1,250	+1,9381

Fonte: elaborada pelo autor.

²⁶ Intervalo limitado pelo menor ângulo de acoplamento do ATSPNI, como mostrado em 2.2.1.

²⁷ Usamos um algoritmo simples, escrito em Matlab R2015a, para calcular e armazenar os resultados da equação 25 para cada valor $(\theta_1, \theta_3, \varepsilon_0, \varepsilon_1)$, dentro dos limites adotados.

Figura 19 – Pulsos de saída para o melhor MUX 2×1 . A linha preta tracejada em $A_{out} = 1$ é a linha de referência.



Fonte: elaborada pelo autor.

4.2 Demultiplexador 1×2

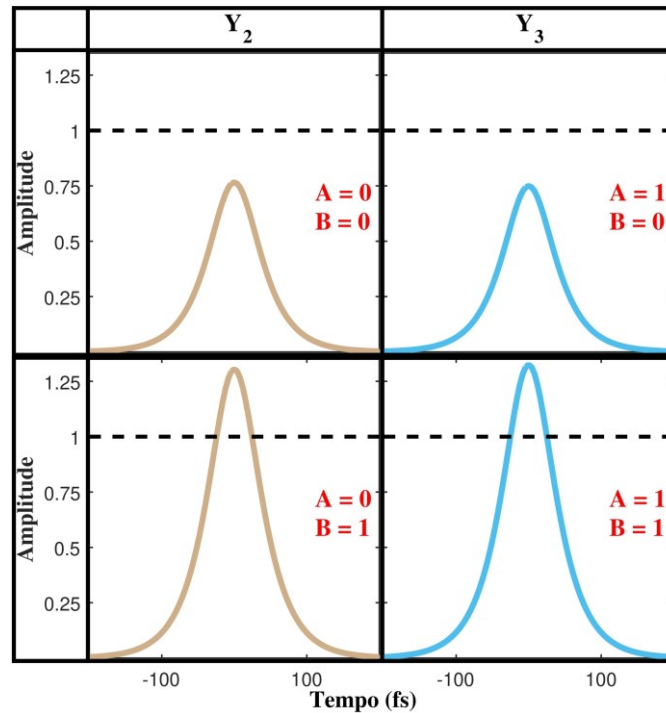
O melhor DEMUX 1×2 é encontrado em $\theta_1 = 0,815 \text{ rad}$, $\theta_3 = 0,2 \text{ rad}$, $\varepsilon_0 = 0,4$ e $\varepsilon_1 = 1,8$. O menor contraste é de cerca de $2,3127 \text{ dB}$ (veja a Tabela 3), mais de sete vezes o limite adotado de $0,3 \text{ dB}$. Os resultados após a propagação de pulso são mostrados na Figura 20. Os pulsos de saída do núcleo 1 são omitidos (já que essa saída não é usada). Os pulsos de saída do núcleo 2 são representados na cor bege e os pulsos de saída do núcleo 3 são representados na cor turquesa.

Tabela 3 – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para o melhor DEMUX 1×2 . O sinal A é o controlador e o sinal B é a entrada. Para $A = 0$, $Y_2 = B$ e para $A = 1$, $Y_3 = B$. O sinal C é omitido. Os valores C_R exibidos são os piores casos para qualquer valor lógico de C . O ‘x’ representa o estado clássico de “don’t care” em saídas que não são usadas.

DEMUX 1×2	Controle		Entrada		Saída	
	A	B	Y_2	Y_3	ε_{out}	$C_R \text{ (dB)}$
	0	0	0	x	0,767	-2,3142
	0	1	1	x	1,305	+2,3127
	1	0	x	0	0,750	-2,5021
	1	1	x	1	1,325	+2,4451

Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 20 – Pulsos de saída para o melhor DEMUX 1 × 2.



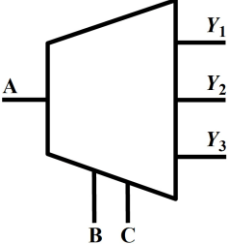
Fonte: elaborada pelo autor.

4.3 Demultiplexador 1 × 3

As funções MUX/DEMUX necessitam de entradas de controle. Com os três núcleos de entrada disponíveis no dispositivo proposto, podemos apenas encontrar MUXes 2 × 1 (dois núcleos de entrada e um núcleo de controle), DEMUXes 1 × 2 (um núcleo de entrada e um núcleo de controle) e DEMUXes 1 × 3 (um núcleo de entrada e dois núcleos de controle)²⁸. O melhor DEMUX 1 × 3 é obtido para $\theta_1 = 1,515 \text{ rad}$, $\theta_3 = 0,61 \text{ rad}$, $\varepsilon_0 = 0,25$ e $\varepsilon_1 = 1,8$. O menor contraste é de cerca de 1,6322 dB (veja a Tabela 4), mais de cinco vezes o limite adotado de 0,3 dB. Os resultados após a propagação de pulso são mostrados na Figura 21. Os pulsos de saída do núcleo 1 são representados na cor dourada. Os pulsos de saída do núcleo 2 são representados na cor bege. E os pulsos de saída do núcleo 3 são representados na cor turquesa.

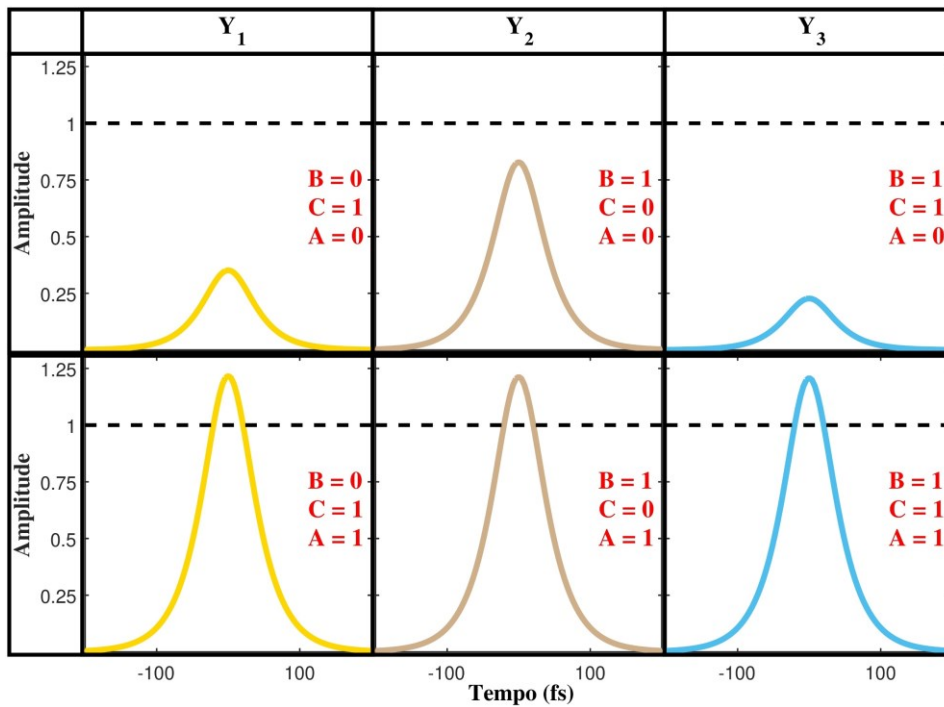
²⁸ Todos as funções MUX/DEMUX que poderiam ser obtidas com apenas três núcleos foram obtidas. Se o dispositivo tivesse quatro núcleos, talvez fosse possível obter o DEMUX 1 × 4 (que assim como o DEMUX 1 × 3, tem apenas um núcleo de entrada e dois núcleos de controle), mas ainda seria impossível obter MUXes mais complexos. Um MUX 3 × 1 necessitaria de cinco núcleos (três núcleos de entrada e dois núcleos de controle), e um MUX 4 × 1 necessitaria de seis núcleos (quatro núcleos de entrada e dois núcleos de controle).

Tabela 4 – Tabela verdade, amplitudes (ϵ_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para o melhor DEMUX 1×3 . Os sinais B e C são os controles e o sinal A é a entrada. Para $(B, C) = (0,1)$, $Y_1 = A$, para $(B, C) = (1,0)$, $Y_2 = A$ e para $(B, C) = (1,1)$, $Y_3 = A$. Os contrastes mais baixos estão bem acima do limite de $0,3 \text{ dB}$.

DEMUX 1×3	Controle Entrada			Saída					
	B	C	A	Y_1	Y_2	Y_3	ϵ_{out}	$C_R \text{ (dB)}$	
	0	0	0	x	x	x	x	-	
	0	0	1	x	x	x	x	-	
	0	1	0	0	} A	x	x	0,352	-9,0813
	0	1	1	1		x	x	1,218	+1,7103
	1	0	0	x	0	} A	x	0,829	-1,6322
	1	0	1	x	1		x	1,214	+1,6816
	1	1	0	x	x	0	} A	0,227	-12,876
	1	1	1	x	x	1		1,208	+1,6447

Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 21 – Pulsos de saída para o melhor DEMUX 1×3 .



Fonte: elaborada pelo autor.


4.4 Porta Lógica XOR

Como o ATSPNI é um dispositivo de três entradas, podemos obter tanto funções lógicas de três como de apenas duas entradas, como é o caso do circuito meio-somador e das

portas XOR e XNOR. Para isso, usamos uma das entradas como enable²⁹, assim como fizemos em [51]. O pulso de enable será idêntico a qualquer outro pulso modulado.

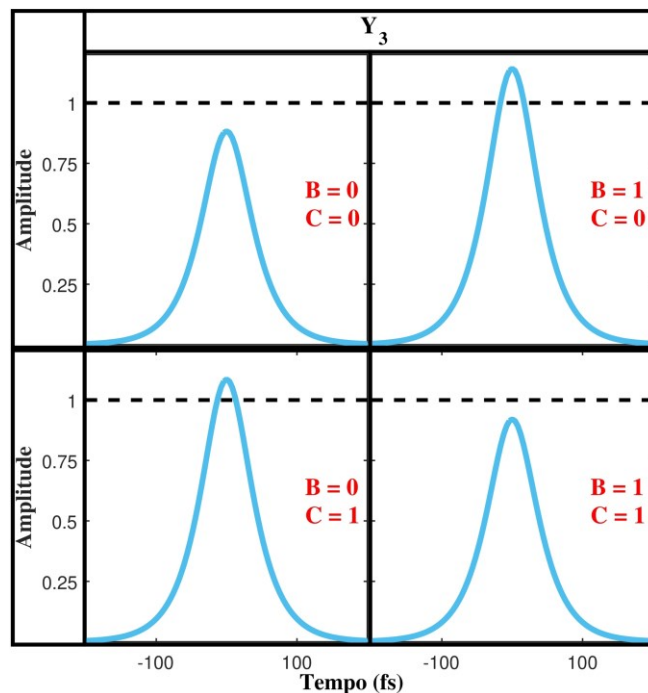
A melhor porta XOR foi encontrada como saída no núcleo 3, com enable $A = 1$, para $\theta_1 = 0,145 \text{ rad}$, $\theta_3 = 0,965 \text{ rad}$, $\varepsilon_0 = 0,2$ e $\varepsilon_1 = 1,4$. O menor contraste é de cerca de $0,7145 \text{ dB}$ (veja a Tabela 5), mais de duas vezes o limite adotado de $0,3 \text{ dB}$. Os resultados após a propagação de pulso são mostrados na Figura 22. Os pulsos de saída do núcleo 3 são representados na cor turquesa.

Tabela 5 – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para a melhor XOR. O sinal A é o enable e os sinais B e C são as entradas. Para $A = 1$, $Y_3 = B \oplus C$. Os contrastes mais baixos estão acima do limite de $0,3 \text{ dB}$.

XOR	Enable			Entrada			Saída	
	A	B	C	Y_3	ε_{out}	$C_R \text{ (dB)}$		
	1	0	0	0	0,883	-1,0786		
	1	0	1	1	1,086	+0,7145		
	1	1	0	1	1,142	+1,1539		
	1	1	1	0	0,921	-0,7182		

Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 22 – Pulsos de saída para a melhor porta XOR.



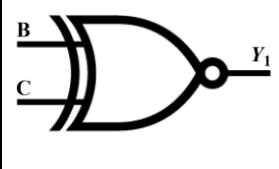
Fonte: elaborada pelo autor.

²⁹ Entrada de habilitação (ou de controle), geralmente responsável por habilitar/desabilitar a função lógica e/ou fornecer energia extra ao sistema. Muito comum em circuitos integrados eletrônicos.

4.5 Porta Lógica XNOR

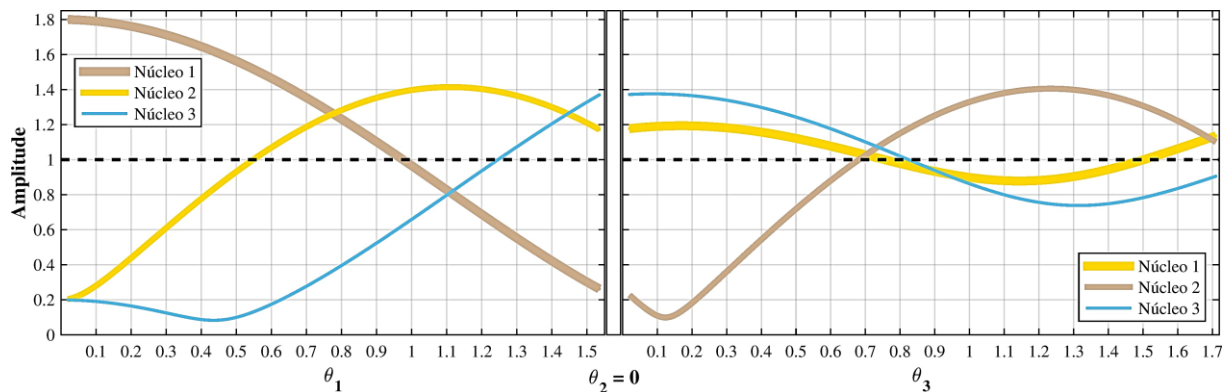
A melhor porta XNOR foi encontrada como saída no núcleo 1, com enable $A = 1$, para $\theta_1 = 1,535 \text{ rad}$, $\theta_3 = 1,71 \text{ rad}$, $\varepsilon_0 = 0,2$ e $\varepsilon_1 = 1,8$. O menor contraste é de cerca de $1,1043 \text{ dB}$ (veja a Tabela 6), mais de três vezes o limite adotado de $0,3 \text{ dB}$. As Figuras 23 a 26 mostram as variações nos valores de amplitude de pico dos pulsos em cada núcleo ao longo do ATSPNI³⁰. Os pulsos de saída são mostrados na Figura 27. Os pulsos de saída do núcleo 1 são representados na cor dourada.

Tabela 6 – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para a melhor XNOR. O sinal A é o enable e os sinais B e C são as entradas. Para $A = 1$, $Y_1 = B \odot C$. Os contrastes mais baixos estão bem acima do limite de $0,3 \text{ dB}$.

XNOR	Enable			Saída		
	A	B	C	Y_1	ε_{out}	$C_R \text{ (dB)}$
	1	0	0	1	1,136	+1,1043
	1	0	1	0	0,879	-1,1231
	1	1	0	0	0,878	-1,1363
	1	1	1	1	1,163	+1,3151

Fonte: elaborada pelo autor.

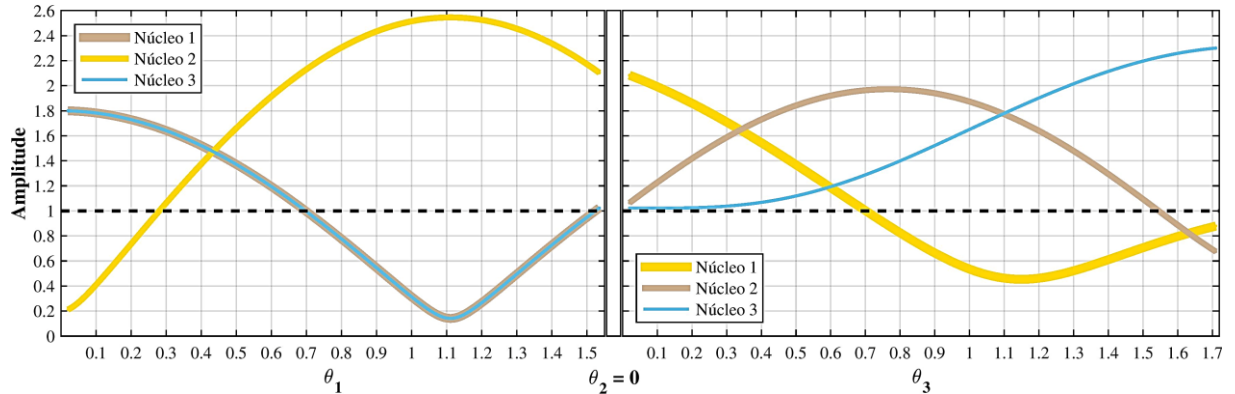
Figura 23 – Variações nas amplitudes de pico dos pulsos enquanto se propagam nos dois ATSPs do ATSPNI. Caso $A = 1, B = 0, C = 0$ (primeira linha da Tabela 6). A variação ao longo de θ_1 ocorre no primeiro ATSP. Em θ_2 os pulsos nos núcleos 1 e 2 são intercambiados. E a variação ao longo de θ_3 ocorre no segundo ATSP. Observando a curva dourada (onde encontraremos a porta XNOR), note que: o pulso, modulado como bit 0, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 0,2; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo (saindo do núcleo 2 do primeiro ATSP e entrando no núcleo 1 do segundo ATSP); troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 1,136, sendo demodulado como bit 1 (já que tem amplitude maior que 1).



Fonte: elaborada pelo autor.

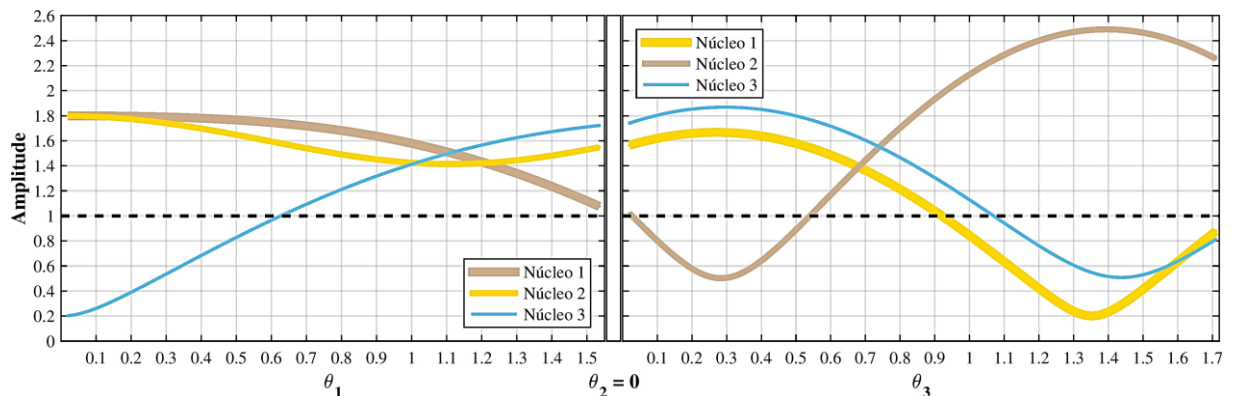
³⁰ Analisamos as variações nas amplitudes de pico ao longo de θ nos dois ATSPs do ATSPNI. O comportamento das curvas de amplitude reflete as trocas de energia ao longo do comprimento de cada ATSP (lembre-se que $\theta = \kappa z$, logo para $\kappa = 1$, $\theta = z$; e para qualquer valor fixo de κ , θ é diretamente proporcional a z).

Figura 24 – Caso $A = 1, B = 0, C = 1$ (segunda linha da Tabela 6). Observando a curva dourada, note que: o pulso, modulado como bit 0, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 0,2; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 0,879, sendo demodulado como bit 0 (já que tem amplitude menor que 1).



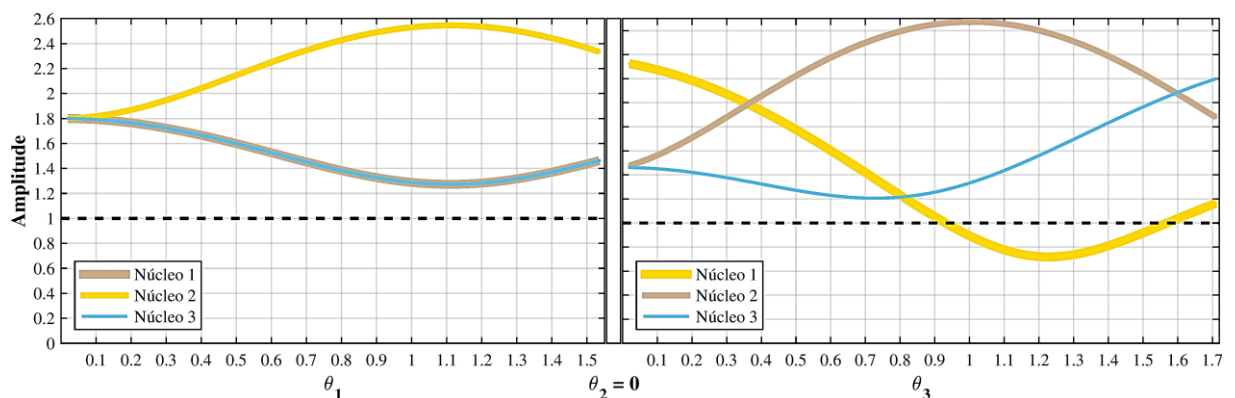
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 25 – Caso $A = 1, B = 1, C = 0$ (terceira linha da Tabela 6). Observando a curva dourada, note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,8; troca (e perde) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 0,878, sendo demodulado como bit 0.



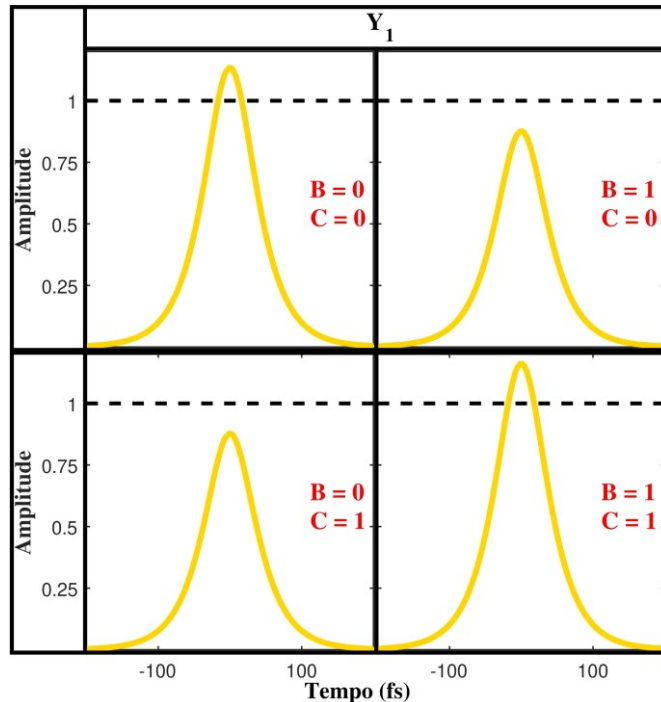
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 26 – Caso $A = 1, B = 1, C = 1$ (última linha da Tabela 6). Observando a curva dourada, note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,8; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 1,163, sendo demodulado como bit 1.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 27 – Pulsos de saída para a melhor porta XNOR.



Fonte: elaborada pelo autor.

4.6 Circuito Lógico Meio-Somador

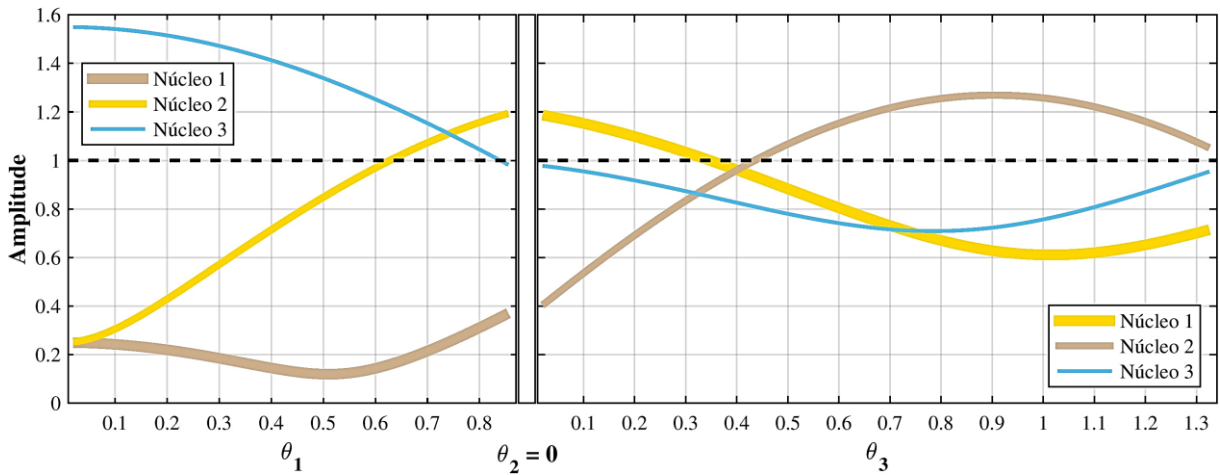
O melhor circuito meio-somador foi encontrado como saída nos núcleos 1 e 3, com enable $C = 1$, para $\theta_1 = 0,855 \text{ rad}$, $\theta_3 = 1,325 \text{ rad}$, $\varepsilon_0 = 0,25$ e $\varepsilon_1 = 1,55$. O menor contraste é de cerca de $0,388 \text{ dB}$ (veja a Tabela 7), 1,3 vezes acima do limite adotado de $0,3 \text{ dB}$. As Figuras 28 a 31 mostram as variações nos valores de amplitude de pico dos pulsos em cada núcleo ao longo do ATSPNI. Os pulsos de saída são mostrados na Figura 32. Os pulsos de saída do núcleo 1 são representados na cor dourada. Os pulsos de saída do núcleo 3 são representados na cor turquesa.

Tabela 7 – Tabela verdade, amplitudes (ε_{out}) e valores de contraste dos pulsos de saída para o melhor meio-somador. O sinal C é o enable e os sinais A e B são as entradas. Para $C = 1$, $Y_1 = A \oplus B$ e $Y_3 = AB$.

Meio-Somador	Enable	Entrada		Saída XOR			Saída AND		
		A	B	Y_1	ε_{out}	$C_R \text{ (dB)}$	Y_3	ε_{out}	$C_R \text{ (dB)}$
	1	0	0	0	0,715	-2,9196	0	0,954	-0,4088
	1	0	1	1	1,223	+1,7472	0	0,953	-0,4225
	1	1	0	1	1,075	+0,6254	0	0,903	-0,8841
	1	1	1	0	0,955	-0,4025	1	1,046	+0,3880

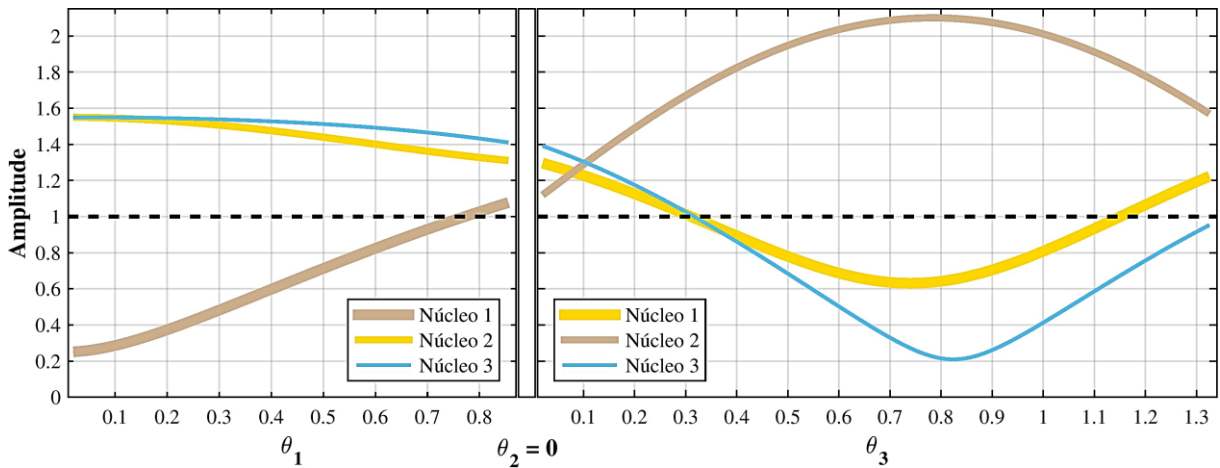
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 28 – Variações nas amplitudes de pico dos pulsos enquanto se propagam nos dois ATSPs do ATSPNI. Caso $A = 0, B = 0, C = 1$ (primeira linha da Tabela 7). Observando a curva dourada (saída Sum do meio-somador), note que: o pulso, modulado como bit 0, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 0,25; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo (saindo do núcleo 2 do primeiro ATSP e entrando no núcleo 1 do segundo ATSP); troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 0,715, sendo demodulado como bit 0 (já que tem amplitude menor que 1). Observando a curva turquesa (saída Carry do meio-somador), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 3 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do primeiro ATSP; se mantém no mesmo núcleo (apenas os núcleos 1 e 2 são intercambiados no ATSPNI); troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 3 do ATSPNI com uma amplitude de 0,954, sendo demodulado como bit 0.



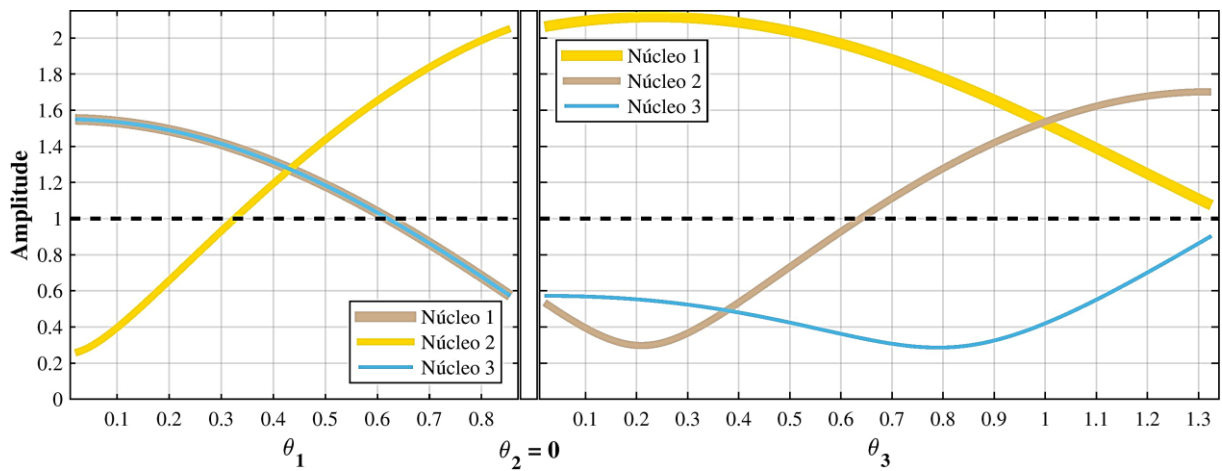
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 29 – Caso $A = 0, B = 1, C = 1$ (segunda linha da Tabela 7). Observando a curva dourada (Sum), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 1,223, sendo demodulado como bit 1 (já que tem amplitude maior que 1). Observando a curva turquesa (Carry), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 3 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do primeiro ATSP; se mantém no mesmo núcleo; troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 3 do ATSPNI com uma amplitude de 0,953, sendo demodulado como bit 0.



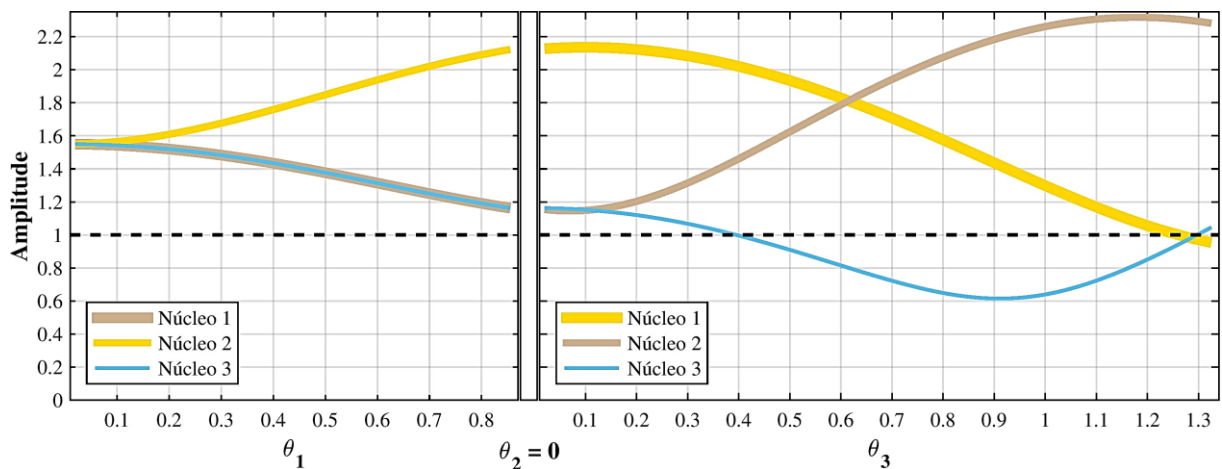
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 30 – Caso $A = 1, B = 0, C = 1$ (terceira linha da Tabela 7). Observando a curva dourada (Sum), note que: o pulso, modulado como bit 0, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 0,25; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 1,075, sendo demodulado como bit 1. Observando a curva turquesa (Carry), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 3 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do primeiro ATSP; se mantém no mesmo núcleo; troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 3 do ATSPNI com uma amplitude de 0,903, sendo demodulado como bit 0.



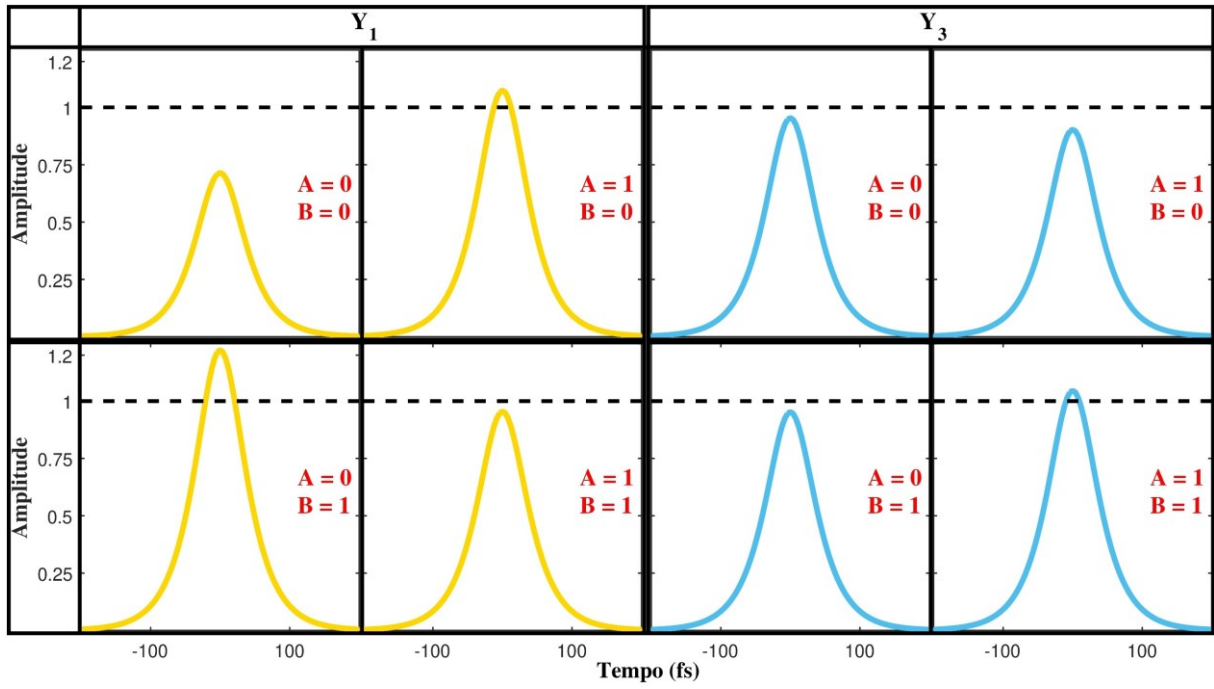
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 31 – Caso $A = 1, B = 1, C = 1$ (última linha da Tabela 7). Observando a curva dourada (Sum), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 2 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e ganha) energia com os pulsos nos núcleos 1 e 3 ao longo do primeiro ATSP; troca de núcleo; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 1 do ATSPNI com uma amplitude de 0,955, sendo demodulado como bit 0. Observando a curva turquesa (Carry), note que: o pulso, modulado como bit 1, entra no núcleo 3 do primeiro ATSP com uma amplitude de 1,55; troca (e perde) energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do primeiro ATSP; se mantém no mesmo núcleo; troca energia com o pulso no núcleo 2 ao longo do segundo ATSP; e sai no núcleo 3 do ATSPNI com uma amplitude de 1,046, sendo demodulado como bit 1.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 32 – Pulsos de saída para o melhor meio-somador.



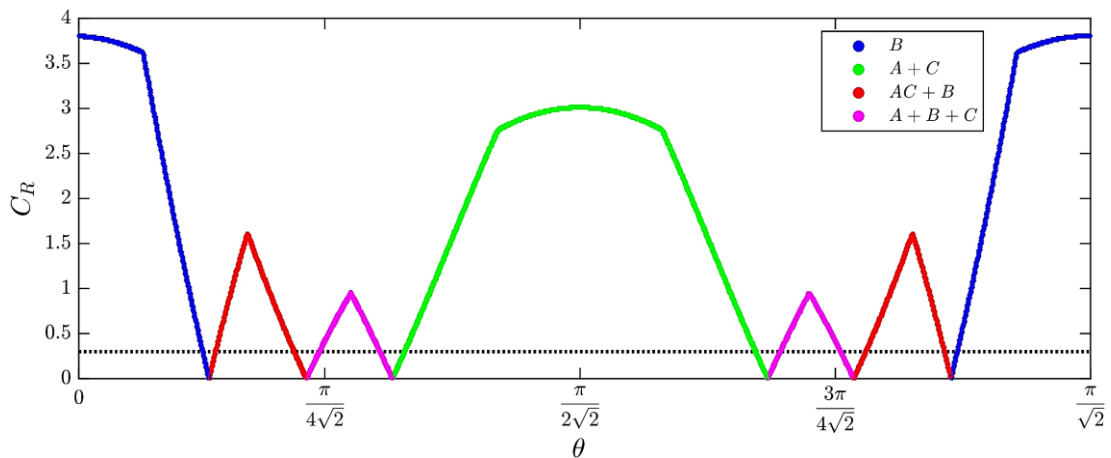
Fonte: elaborada pelo autor.

5 DISCUSSÃO

5.1 Vantagens sobre o ATSP

A primeira e principal contribuição deste trabalho é o ATSPNI, que corrige as deficiências de chaveamento do ATSP e apresenta resultados melhores e mais diversificados. Como exemplo disso, consideremos as saídas do núcleo 2 de um ATSP (Figura 11) e de um ATSPNI (Figura 12), ambos lineares e modulados em ASK com parâmetros de modulação³¹ fixados em $\varepsilon_0 = 0,45$ e $\varepsilon_1 = 1,55$. Variaremos apenas os parâmetros θ , no intervalo de $0 < \theta < \pi/\sqrt{2}$. Para comparação das saídas, consideremos o “grau de complexidade” de uma saída lógica como sendo o número de operações OR, AND e NOT na sua respectiva expressão booleana. Os resultados são mostrados nas Figuras 33 e 34.

Figura 33 – Intervalos de saídas lógicas e contrastes observados na saída do núcleo 2 (núcleo central) de um ATSP linear modulado em ASK com $\varepsilon_0 = 0,45$ e $\varepsilon_1 = 1,55$. Encontramos apenas quatro saídas lógicas distintas. A linha pontilhada marca $|C_R| = 0,3$ dB. Perceba a exata simetria de saída lógica, contraste e tamanho de intervalo ao longo do eixo em $\theta = \pi/2\sqrt{2}$ (o ângulo de acoplamento para pulsos inseridos no núcleo 2 do ATSP).



Fonte: elaborada pelo autor.

Na saída do núcleo 2 do ATSP (Figura 33) observamos quatro saídas lógicas distintas: B, de complexidade zero (nenhuma porta OR, AND ou NOT); A + C, de complexidade um (uma porta OR); AC + B, de complexidade dois (uma porta AND e uma porta OR); e A + B + C, também de complexidade dois (duas portas OR). Perceba a simetria³² de

³¹ A saída nos três núcleos varia com os parâmetros de modulação. Essa variação é menos acentuada do que a observada para variações nos parâmetros de fabricação, mas ainda é significativa, principalmente para funções lógicas mais complexas. Daí a necessidade de estimarmos as tolerâncias dos parâmetros de modulação para cada função lógica, o que faremos na subseção 5.2.

³² Lembre-se que o ATSP possui dois ângulos de acoplamento: $\theta_{c1} = \theta_{c3} = \pi/\sqrt{2}$ e $\theta_{c2} = \pi/2\sqrt{2}$. Quando escolhemos $\theta = \pi/\sqrt{2}$, como neste exemplo, observamos dois períodos de uma mesma janela de resultados no

tamanho e contraste nos intervalos de saídas lógicas ao longo do eixo vertical em $\theta = \pi/2\sqrt{2}$. Apenas metade da janela de resultados mostrada na Figura 33 é única. A outra metade é completamente redundante.

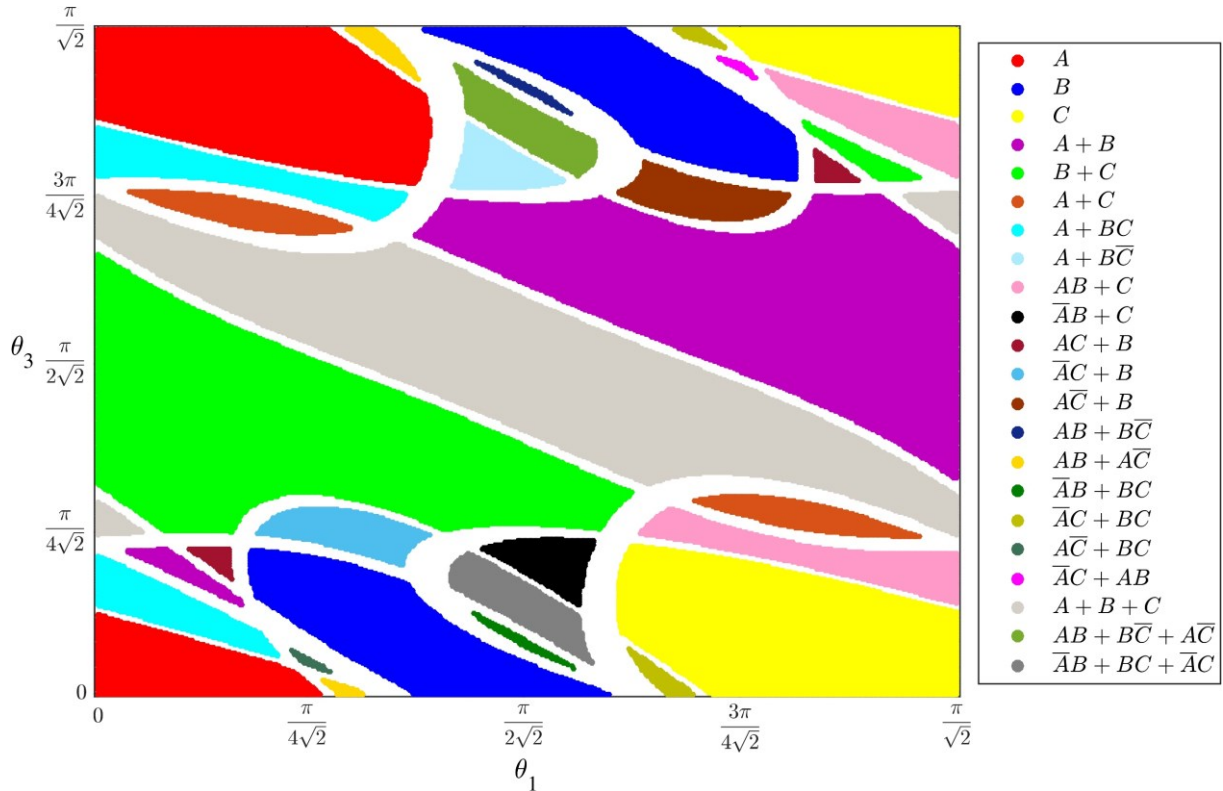
Na saída do núcleo 2 do ATSPNI (Figura 34) observamos 22 saídas lógicas distintas: A, B e C, de complexidade zero (nenhuma porta OR, AND ou NOT); A + B, B + C e A + C, complexidade um (uma porta OR); A + BC, AB + C e AC + B, de complexidade dois (uma porta AND e uma porta OR); e A + B + C, de complexidade dois (duas portas OR); A + B \bar{C} , $\bar{A}B + C$, $\bar{A}C + B$ e $A\bar{C} + B$, de complexidade três (uma porta NOT, uma porta AND e uma porta OR); AB + B \bar{C} , AB + A \bar{C} , $\bar{A}B + BC$, $\bar{A}C + BC$, A $\bar{C} + BC$ e $\bar{A}C + AB$, de complexidade quatro (uma porta NOT, duas portas AND e uma porta OR); e AB + B \bar{C} + A \bar{C} e $\bar{A}B + BC + \bar{A}C$, de complexidade sete (duas portas NOT, três portas AND e duas porta OR). Há simetria de tamanho, forma e contraste nas regiões ao longo do eixo diagonal em $\theta_1 = \theta_3 = \pi/\sqrt{2}$ (ângulo de acoplamento do ATSPNI), mas **não há simetria de saída lógica** como ocorre no ATSP. Toda a janela de resultados mostrada na Figura 34 é única.

Se repetíssemos este mesmo exercício para os núcleos 1 e 3 observaríamos resultados bem semelhantes, com duas únicas exceções: **1)** A quantidade e complexidade de saídas lógicas distintas para os núcleos 1 e 3 é bem maior³³ se comparado ao núcleo 2. **2)** No ATSP, as saídas dos núcleos 1 e 3 são completamente redundantes entre si. A saída no núcleo 3 é um reflexo exato, ao longo do eixo em $\theta = \pi/\sqrt{2}$, da saída no núcleo 1. Qualquer saída lógica observada no núcleo 1 será também observada no núcleo 3 (com intervalo de mesmo tamanho, e com os mesmos valores de contraste). No final, podemos dizer que, das três janelas de resultados de um ATSP, apenas uma janela e meia é de resultados únicos (que podem ser úteis ou não). Já no ATSPNI, as saídas dos núcleos 1, 2 e 3 são bem distintas. Várias saídas lógicas são observadas apenas no núcleo 1, outras apenas no núcleo 2, e mais outras apenas no núcleo 3. As três janelas de resultados do ATSPNI apresentam resultados únicos (que também podem ser úteis ou não)!

núcleo 2. O resultado único termina no respectivo ângulo de acoplamento, em $\theta = \pi/2\sqrt{2}$. Se escolhermos qualquer valor $\theta < \pi/\sqrt{2}$ diminuiremos a repetição no núcleo 2, mas eliminaremos parte da janela de resultados dos núcleos 1 e 3. Se escolhermos qualquer valor $\theta > \pi/\sqrt{2}$ apenas adicionamos mais repetições inúteis.

³³ Se considerarmos apenas as portas úteis (com $|C_R| \leq 0,3 \text{ dB}$) essa diferença diminui bastante.

Figura 34 – Regiões de saídas lógicas e contrastes observados na saída do núcleo 2 de um ATSPNI linear modulado em ASK com $\varepsilon_0 = 0,45$ e $\varepsilon_1 = 1,55$. Encontramos 22 portas lógicas distintas (todas com $|C_R| > 0,3 \text{ dB}$). Os espaços em branco são as fronteiras de região, com $|C_R| \leq 0,3 \text{ dB}$. Perceba que apesar de existir simetria de tamanho, forma e contraste nas regiões ao longo do eixo diagonal em $\theta_1 = \theta_3 = \pi/\sqrt{2}$ (ângulo de acoplamento do ATSPNI), não há simetria de saída lógica, como ocorre no ATSP.



Fonte: elaborada pelo autor.

5.2 Margens de Tolerância

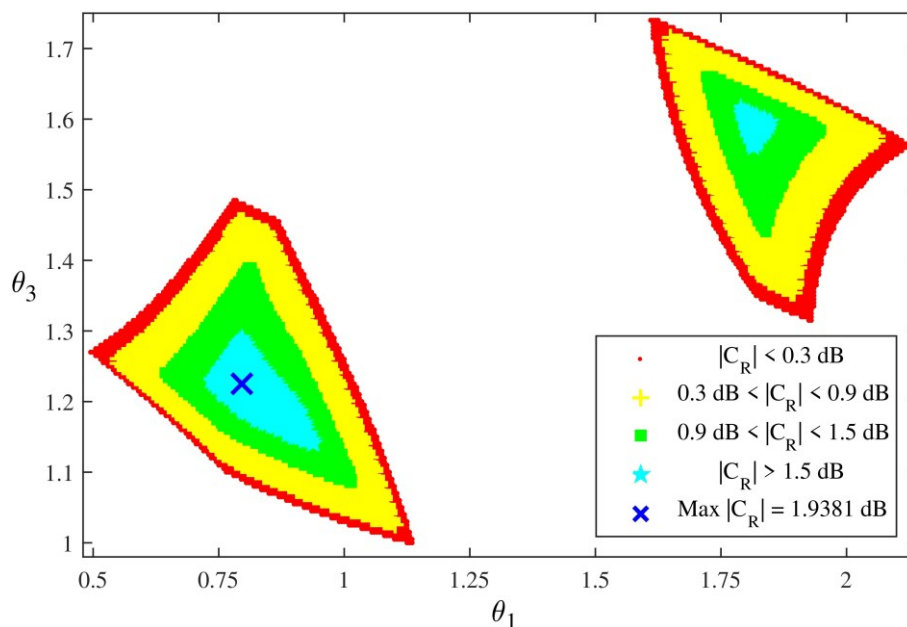
Nas subseções 4.1 a 4.6, mostramos os valores de $(\theta_1, \theta_3, \varepsilon_0, \varepsilon_1)$ nos quais cada dispositivo apresenta desempenho máximo. Esses valores foram os picos encontrados em torno das partes centrais de várias regiões 2D onde ocorrem as funções lógicas procuradas. No geral, uma pequena variação em qualquer destes parâmetros irá, no máximo, diminuir os valores de $|C_R|$ observados nas tabelas verdades. Variações maiores, por outro lado, podem comprometer a funcionalidade dos dispositivos. Assim, nesta subseção, analisaremos as percentagens de tolerância à erros de fabricação e modulação para que as funções lógicas que demonstramos não apenas sejam obtidas, como também apresentem desempenho aceitável.

5.2.1 Multiplexador 2 × 1

O ponto de máximo desempenho para o MUX 2 × 1 ocorre em ($\theta_1 = 0,795, \theta_3 = 1,225, \varepsilon_0 = 0,2, \varepsilon_1 = 1,8$). As Figuras 35 e 36 mostram as regiões 2D de ocorrência e contrastes da função para variações nos parâmetros de fabricação (θ_1 e θ_3) e nos parâmetros de modulação (ε_0 e ε_1) do dispositivo.

As percentagens de tolerância para os parâmetros de fabricação e modulação do dispositivo são de 9,39%³⁴ e 16,11%³⁵, respectivamente. Para valores fixos de ($\varepsilon_0 = 0,2, \varepsilon_1 = 1,8$), θ_1 pode variar em 24,53%, no intervalo de $0,6 < \theta_1 < 0,99$, e θ_3 em 9,39%, no intervalo de $1,11 < \theta_3 < 1,455$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3$ dB (região amarela na Figura 35). Para valores fixos de ($\theta_1 = 0,795, \theta_3 = 1,225$), ε_0 pode variar em 300%, no intervalo de $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$ e ε_1 em 16,11%, no intervalo de $1,51 < \varepsilon_1 < 1,8$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3$ dB (região amarela na Figura 36).

Figura 35 – Regiões de ocorrência e contraste da função MUX 2 × 1 para ε_0 e ε_1 fixos em (0,2, 1,8) e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de 0,3 dB. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de fabricação.

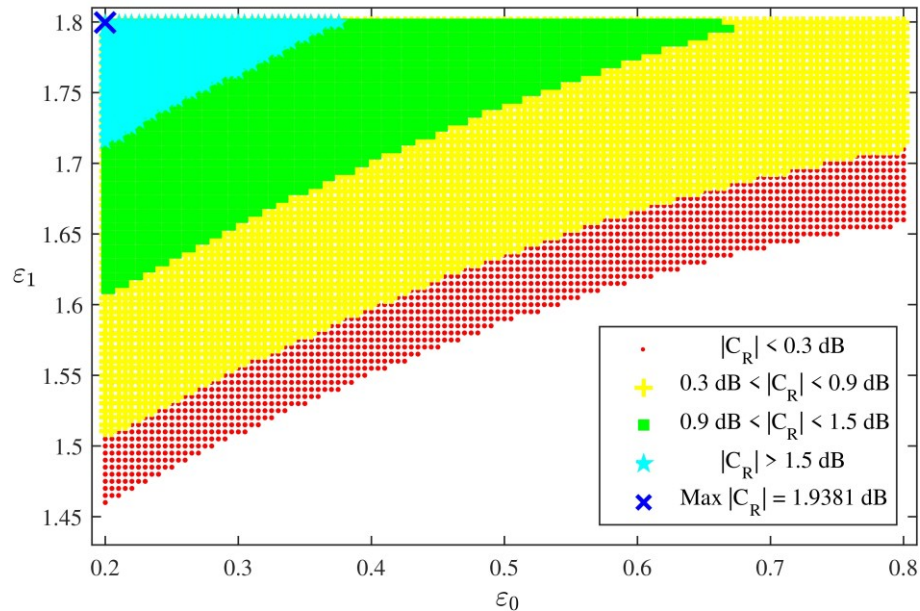


Fonte: elaborada pelo autor.

³⁴ Esta é a percentagem mínima de tolerância assumindo que θ_1 e θ_3 variam independentemente. Há mais espaço para variações se estas ocorrerem na direção diagonal de $0,7059\theta_1 + \theta_3 = 1,804$. Por exemplo, os parâmetros (θ_1, θ_3) dos ATSPs fabricados poderiam ser (0,925, 1,15), desviando de (0,795, 1,225) em (16,35%, 6,12%), e a função MUX 2 × 1 ainda seria obtida com $|C_R| > 1,5$.

³⁵ Esta é a percentagem mínima de tolerância assumindo que ε_0 e ε_1 variam independentemente, dentro dos limites de $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$ e $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. Ignoraremos valores fora destes limites em nossos cálculos de percentagem.

Figura 36 – Regiões de ocorrência e contraste da função MUX 2×1 para θ_1 e θ_3 fixos em $(0,795, 1,225)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8, 1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.



Fonte: elaborada pelo autor.

5.2.2 Demultiplexador 1×2

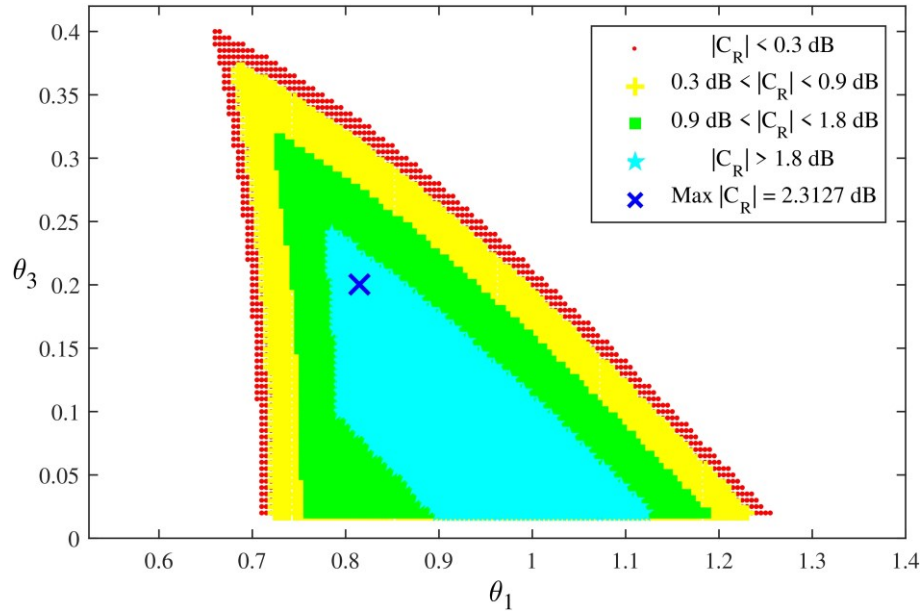
O ponto de máximo desempenho para o DEMUX 1×2 ocorre em $(\theta_1 = 0,815, \theta_3 = 0,2, \varepsilon_0 = 0,4, \varepsilon_1 = 1,8)^{36}$. As Figuras 37 e 38 mostram as regiões 2D de ocorrência e contraste da função para variações nos parâmetros de fabricação e modulação do dispositivo.

As percentagens de tolerância para os parâmetros de fabricação e modulação do dispositivo são de $12,27\%^{37}$ e $20,83\%$, respectivamente. Para valores fixos de $(\varepsilon_0 = 0,4, \varepsilon_1 = 1,8)$, θ_1 pode variar em $12,27\%$, no intervalo de $0,715 < \theta_1 < 0,99$, e θ_3 em 55% , no intervalo de $0 < \theta_3 < 0,31$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3 \text{ dB}$ (região amarela na Figura 37). Para valores fixos de $(\theta_1 = 0,815, \theta_3 = 0,2)$, ε_0 pode variar em 50% , no intervalo de $0,2 < \varepsilon_0 < 1,8$, e ε_1 em $20,83\%$, no intervalo de $1,425 < \varepsilon_1 < 1,8$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3 \text{ dB}$ (região amarela na Figura 38).

³⁶ Em nossos cálculos de percentagem, tomamos o ponto de máximo desempenho como referência.

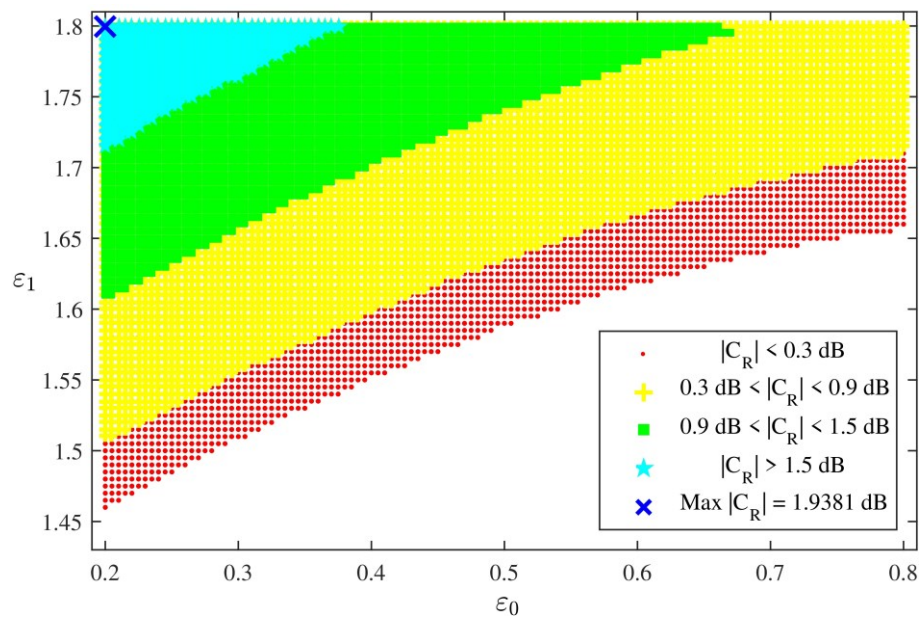
³⁷ Esta é a percentagem mínima de tolerância assumindo que θ_1 e θ_3 variam independentemente. Há mais espaço para variações se estas ocorrerem na direção diagonal de $0,986\theta_1 + \theta_3 = 0,994$.

Figura 37 – Regiões de ocorrência e contraste da função DEMUX 1×2 para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,4, 1,8)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de fabricação.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 38 – Regiões de ocorrência e contraste da função DEMUX 1×2 para θ_1 e θ_3 fixos em $(0,815, 0,2)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8, 1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.



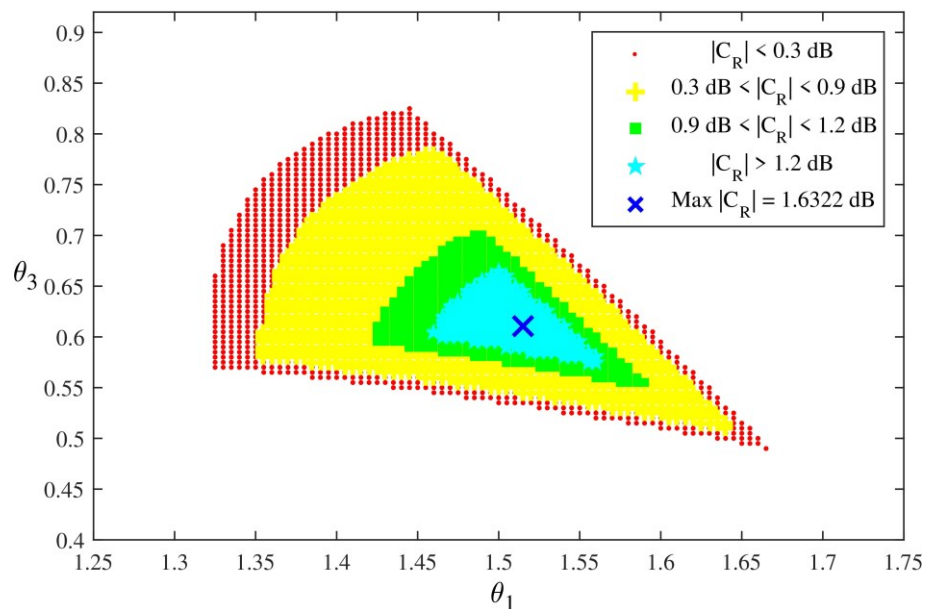
Fonte: elaborada pelo autor.

5.2.3 Demultiplexador 1 × 3

O ponto de máximo desempenho para o DEMUX 1 × 3 ocorre em $(\theta_1 = 1,515, \theta_3 = 0,61, \varepsilon_0 = 0,25, \varepsilon_1 = 1,8)$. As Figuras 39 e 40 mostram as regiões 2D de ocorrência e contraste da função para variações nos parâmetros de fabricação (θ_1 e θ_3) e nos parâmetros de modulação (ε_0 e ε_1) do dispositivo.

As percentagens de tolerância para os parâmetros de fabricação e modulação do dispositivo são de 3,96%³⁸ e 14,17%, respectivamente. Para valores fixos de $(\varepsilon_0 = 0,25, \varepsilon_1 = 1,8)$, θ_1 pode variar em 3,96%, no intervalo de $1,36 < \theta_1 < 1,575$, e θ_3 em 10,65%, no intervalo de $0,545 < \theta_3 < 0,705$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3$ dB (região amarela na Figura 39). Para valores fixos de $(\theta_1 = 1,515, \theta_3 = 0,61)$, ε_0 pode variar em 20%, no intervalo de $0,2 < \varepsilon_0 < 0,39$, e ε_1 em 14,17%, no intervalo de $1,545 < \varepsilon_1 < 1,8$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3$ dB (região amarela na Figura 40).

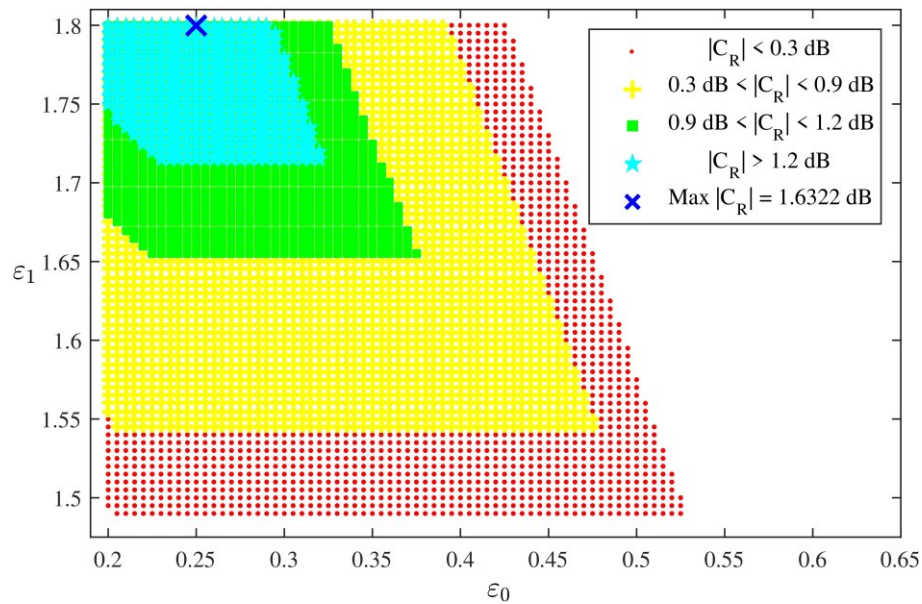
Figura 39 – Regiões de ocorrência e contraste da função DEMUX 1 × 3 para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,25, 1,8)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de 0,3 dB. Existe uma margem de tolerância razoável para variações nos parâmetros de fabricação.



Fonte: elaborada pelo autor.

³⁸ Esta é a percentagem mínima de tolerância assumindo que θ_1 e θ_3 variam independentemente. Há mais espaço para variações se estas ocorrerem na direção diagonal de $0,7778\theta_1 + \theta_3 = 1,792$.

Figura 40 – Regiões de ocorrência e contraste da função DEMUX 1×3 para θ_1 e θ_3 fixos em $(1,515, 0,61)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.



Fonte: elaborada pelo autor.

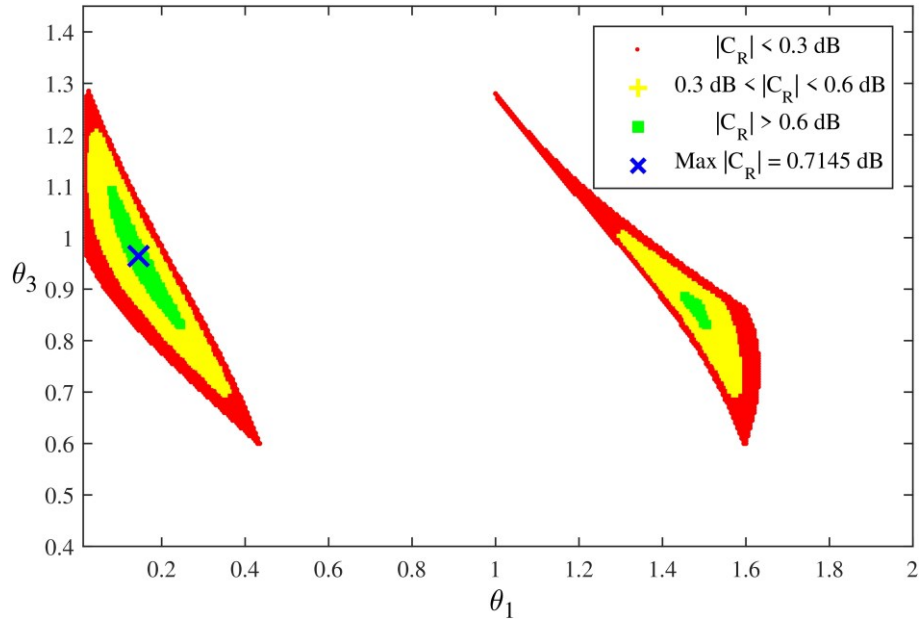
5.2.4 Porta Lógica XOR

O ponto de máximo desempenho para a porta XOR ocorre em $(\theta_1 = 0,145, \theta_3 = 0,965, \varepsilon_0 = 0,2, \varepsilon_1 = 1,4)$. As Figuras 41 e 42 mostram as regiões 2D de ocorrência e contraste da função para variações nos parâmetros de fabricação (θ_1 e θ_3) e nos parâmetros de modulação (ε_0 e ε_1) do dispositivo.

As percentagens de tolerância para os parâmetros de fabricação e modulação do dispositivo são de $6,22\%^{39}$ e $4,29\%$, respectivamente. Para valores fixos de $(\varepsilon_0 = 0,2, \varepsilon_1 = 1,4)$, θ_1 pode variar em $27,59\%$, no intervalo de $0,08 < \theta_1 < 0,185$, e θ_3 em $6,22\%$, no intervalo de $0,88 < \theta_3 < 1,025$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3 \text{ dB}$ (região amarela na Figura 41). Para valores fixos de $(\theta_1 = 0,145, \theta_3 = 0,965)$, ε_0 pode variar em $102,5\%$, no intervalo de $0,2 < \varepsilon_0 < 0,405$, e ε_1 em $4,29\%$, no intervalo de $1,34 < \varepsilon_1 < 1,465$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3 \text{ dB}$ (região amarela na Figura 42).

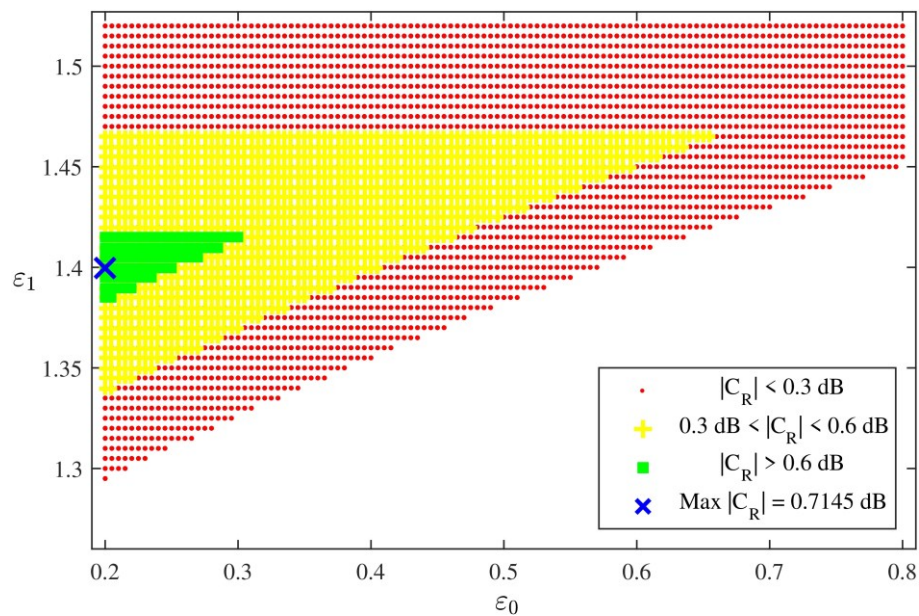
³⁹ Esta é a percentagem mínima de tolerância assumindo que θ_1 e θ_3 variam independentemente. Há mais espaço para variações se estas ocorrerem na direção diagonal de $1,548\theta_1 + \theta_3 = 1,207$.

Figura 41 – Regiões de ocorrência e contraste da porta XOR para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,2, 1,4)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de fabricação.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 42 – Regiões de ocorrência e contraste da porta XOR para θ_1 e θ_3 fixos em $(0,145, 0,965)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma margem de tolerância razoável para variações nos parâmetros de modulação.



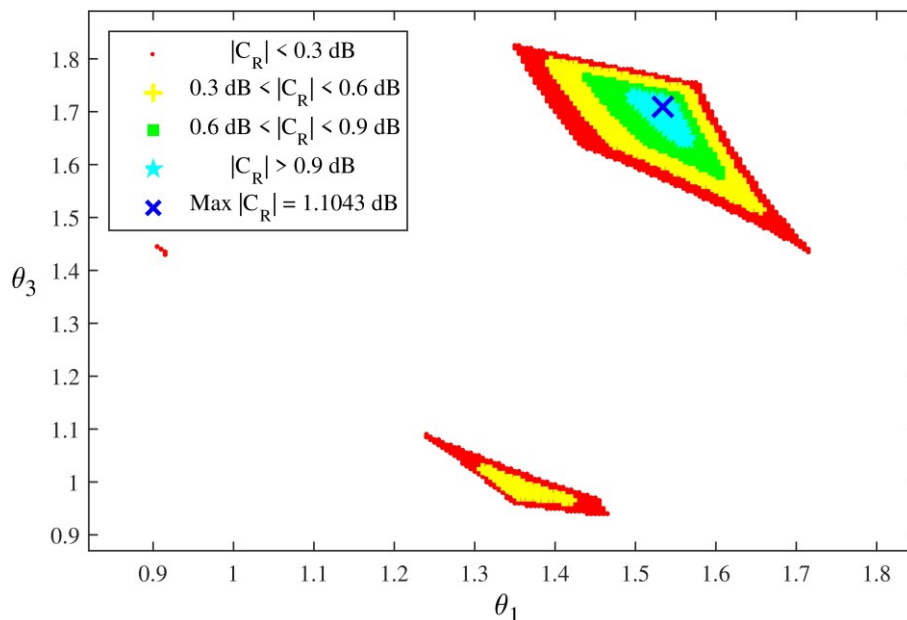
Fonte: elaborada pelo autor.

5.2.5 Porta Lógica XNOR

O ponto de máximo desempenho para a porta XNOR ocorre em $(\theta_1 = 1,535, \theta_3 = 1,71, \varepsilon_0 = 0,2, \varepsilon_1 = 1,8)$. As Figuras 43 e 44 mostram as regiões 2D de ocorrência e contraste da função para variações nos parâmetros de fabricação (θ_1 e θ_3) e nos parâmetros de modulação (ε_0 e ε_1) do dispositivo.

As percentagens de tolerância para os parâmetros de fabricação e modulação do dispositivo são de 2,34%⁴⁰ e 7,78%, respectivamente. Para valores fixos de $(\varepsilon_0 = 0,2, \varepsilon_1 = 1,8)$, θ_1 pode variar em 2,61%, no intervalo de $1,435 < \theta_1 < 1,575$, e θ_3 em 2,34%, no intervalo de $1,6 < \theta_3 < 1,75$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3$ dB (região amarela na Figura 43). Para valores fixos de $(\theta_1 = 1,535, \theta_3 = 1,71)$, ε_0 pode variar em 82,5%, no intervalo de $0,2 < \varepsilon_0 < 0,365$ e ε_1 em 7,78%, no intervalo de $1,66 < \varepsilon_1 < 1,8$, para ainda obter no mínimo $|C_R| > 0,3$ dB (região amarela na Figura 44).

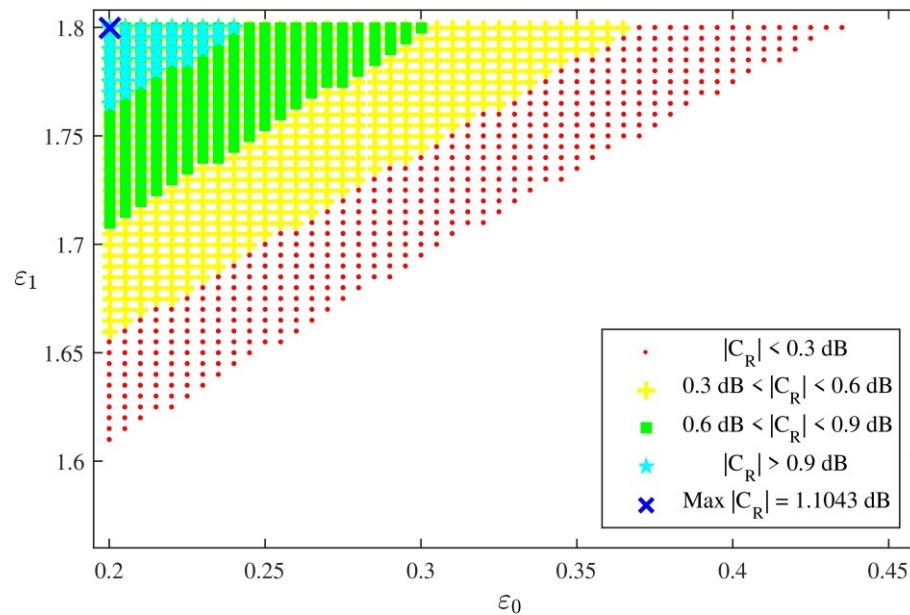
Figura 43 – Regiões de ocorrência e contraste da porta XNOR para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,2, 1,8)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de 0,3 dB. Existe uma margem de tolerância razoável para variações nos parâmetros de fabricação.



Fonte: elaborada pelo autor.

⁴⁰ Esta é a percentagem mínima de tolerância assumindo que θ_1 e θ_3 variam independentemente. Há mais espaço para variações se estas ocorrerem na direção diagonal de $1,308\theta_1 + \theta_3 = 3,692$. Por exemplo, os parâmetros (θ_1, θ_3) poderiam ser $(1,64, 1,545)$, desviando de $(1,535, 1,71)$ em $(6,84\%, 9,65\%)$, e a função XNOR ainda seria obtida com $|C_R| > 0,3$.

Figura 44 – Regiões de ocorrência e contraste da porta XNOR para θ_1 e θ_3 fixos em (1,535, 1,71) e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de 0,3 dB. Existe uma ampla margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.



Fonte: elaborada pelo autor.

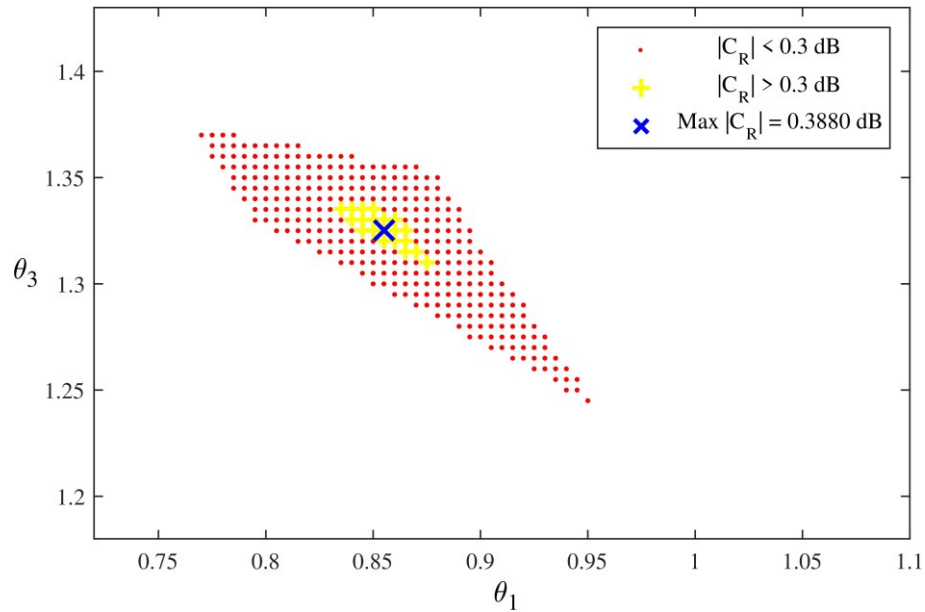
5.2.6 Circuito Lógico Meio-Somador

O ponto de máximo desempenho para o meio-somador ocorre em ($\theta_1 = 0,855, \theta_3 = 1,325, \varepsilon_0 = 0,25, \varepsilon_1 = 1,55$). As Figuras 45 e 46 mostram as regiões 2D de ocorrência e contraste da função para variações nos parâmetros de fabricação (θ_1 e θ_3) e nos parâmetros de modulação (ε_0 e ε_1) do dispositivo.

As percentagens de tolerância para os parâmetros de fabricação e modulação do dispositivo são de 0,38%⁴¹ e 0,97%, respectivamente. Para valores fixos de ($\varepsilon_0 = 0,25, \varepsilon_1 = 1,55$), θ_1 pode variar em 1,17%, no intervalo de $0,845 < \theta_1 < 0,865$, e θ_3 em 0,38%, no intervalo de $1,32 < \theta_3 < 1,33$, para obter no mínimo $|C_R| > 0,3$ dB (região amarela na Figura 45). Para valores fixos de ($\theta_1 = 0,855, \theta_3 = 1,325$), ε_0 pode variar em 10%, no intervalo de $0,225 < \varepsilon_0 < 0,41$, e ε_1 em 0,97%, no intervalo de $1,535 < \varepsilon_1 < 1,565$, para obter no mínimo $|C_R| > 0,3$ dB (região amarela na Figura 46).

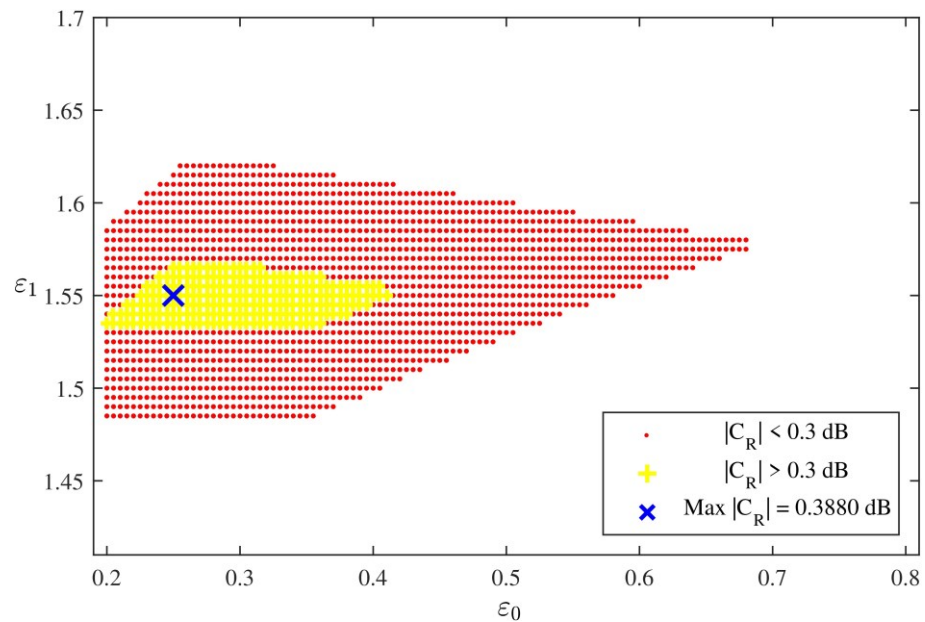
⁴¹ Esta é a percentagem mínima de tolerância assumindo que θ_1 e θ_3 variam independentemente. Há mais espaço para variações se estas ocorrerem na direção diagonal de $0,625\theta_1 + \theta_3 = 1,857$. Nesta direção, (θ_1, θ_3) poderiam ser (0,875, 1,31), desviando de (0,855, 1,325) em (2,34%, 1,13%), e o meio-somador ainda seria obtido com $|C_R| > 0,3$.

Figura 45 – Regiões de ocorrência e contraste do meio-somador para ε_0 e ε_1 fixos em $(0,25, 1,55)$ e $0 < \theta_1, \theta_3 < \pi/\sqrt{2}$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma pequena margem de tolerância para variações nos parâmetros de fabricação.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 46 – Regiões de ocorrência e contraste do meio-somador para θ_1 e θ_3 fixos em $(0,855, 1,325)$ e $0,2 < \varepsilon_0 < 0,8$, $1,2 < \varepsilon_1 < 1,8$. O esquema de cores destaca intervalos múltiplos de $0,3 \text{ dB}$. Existe uma pequena margem de tolerância para variações nos parâmetros de modulação.



Fonte: elaborada pelo autor.

5.3 Aplicação Experimental

Para aplicação experimental, devemos enfatizar vários pontos: **1)** A potência dos pulsos ópticos deve ser baixa o suficiente para evitar efeitos não-lineares. Valores específicos dependerão do tipo de fibra usada, da largura e duração do pulso, etc. **2)** A modulação ASK exigirá a presença de três pulsos simultâneos na fibra. Apesar dos bons valores de tolerância à erros nos valores de amplitude, as variações de fase dos pulsos devem ser tão idênticas quanto possível nos três núcleos. **3)** As três fibras de núcleo único devem ser idênticas e do mesmo tamanho, z_2 . Não há limite específico para o valor de z_2 . O tamanho das fibras não deve ser nem muito grande (quanto maiores, mais significativos os efeitos de atenuação de potência e dispersão linear), nem muito pequeno (quanto menores, mais acentuadas as curvas necessárias para intercambiar os sinais, e maior a atenuação de potência). Os projetistas devem escolher o valor de z_2 conforme lhes for mais conveniente. **4)** A maior limitação do ATSPNI é a possível complexidade no intercâmbio dos sinais ópticos, no meio do dispositivo. Vale lembrar que há vários métodos para tal. Aqui apenas demonstramos o mais simples de modelar. Usar outros métodos, como os discutidos na nota de rodapé nº 9, pode resultar em dispositivos mais compactos e/ou mais fáceis de implementar. **5)** Desde que as condições de linearidade, dispersão e atenuação discutidas no Capítulo 2 sejam observadas, nossas análises e resultados serão válidos para pulsos de qualquer comprimento de onda⁴² se propagando através de ATSPs fabricados com qualquer tecnologia de fibra. **6)** Os comprimentos dos ATSPs são dados por $z = \theta/\kappa$. Como κ é dependente do comprimento de onda⁴³ do pulso propagado [52], o ATSPNI pode ser possível em comprimentos da ordem de milímetros⁴⁴, independente da tecnologia de fibra empregada. **7)** Após projetar os dois ATSPs e estimar o coeficiente de acoplamento, κ ⁴⁵ (veja o Apêndice A), obter os dispositivos aqui demonstrados se resume a clivar os ATSPs nos valores corretos (z_1 e z_3) de comprimento. Quanto menor for z , mais precisa deve ser a clivagem⁴⁶. A Tabela 8 mostra os comprimentos, as precisões de clivagem e as precisões de fabricação necessárias para criar nossos ATSPNIs usando ATSPs de três tecnologias de fibra diferentes [24, 25, 30, 51].

⁴² O mesmo comprimento de onda de propagação deve ser usado para todos os pulsos nos três núcleos.

⁴³ κ aumenta linearmente com o comprimento de onda de operação no intervalo de $\lambda \in [1200 \text{ nm}, 1700 \text{ nm}]$, resultando em $\kappa \in [5000 \text{ rad/m}, 25000 \text{ rad/m}]$, [52].

⁴⁴ Aqui, como z_2 pode variar, apenas levamos em consideração os comprimentos dos dois ATSPs no ATSPNI. Lembre-se que há várias maneiras de criar um ATSPNI. O método que usa três pedaços de fibra de núcleo único para intercambiar os sinais (demonstrado aqui) é o mais simples, mas também o que resultará em dispositivos de maior comprimento. Outros métodos podem resultar em dispositivos bem mais compactos.

⁴⁵ κ pode ser medido ou calculado usando a fórmula empírica proposta em [45], apresentada no Apêndice A.

⁴⁶ A clivagem deve ser o mais precisa possível para que os outros parâmetros tenham mais margem para erros.

Tabela 8 – Valores estimados de comprimento e precisões de fabricação para ATSPNIs feitos de fibra de sílica convencional (FSC), fibra de cristal fotônico preenchida de ar (FCFA) e fibra de cristal fotônico preenchida de clorofórmio (FCFC). Desconsideramos z_2 uma vez que pode variar dependendo da conveniência do projetista. PC é a precisão mínima de clivagem necessária para obter pelo menos 99% dos menores valores estimados de z para cada dispositivo. $PC = \min(z_1, z_3) / 100$. PSN é a mínima precisão de separação entre núcleos (a característica física que mais influencia κ). $PSN = \Lambda / 100$. $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$ em todos os casos. Λ não está definido em [24] e [25], assim estimamos $\Lambda = 2a = d$, o mínimo valor necessário para que os núcleos não se sobreponham, e o mínimo valor com o qual podemos estimar κ usando a fórmula empírica proposta em [45].

Tecnologia de Fibra				Função Lógica	z		Precisão	
Ref.	Material	Λ (μm)	κ (rad/m)		$z_1 + z_3$	PC	PSN	
[24] e [25]	FSC	9	0,3312	MUX 2×1	6,099 m	2,400 cm	90 nm	
				DEMUX 1×2	3,065 m	6,039 mm		
				DEMUX 1×3	6,416 m	1,842 cm		
				XOR	3,351 m	4,378 mm		
				XNOR	9,798 m	4,635 cm		
				Meio-Somador	6,582 m	25,82 mm		
[51]	FCFA	4,44	87,266	MUX 2×1	2,315 cm	91,10 μm	44,4 nm	
				DEMUX 1×2	1,163 cm	22,92 μm		
				DEMUX 1×3	2,435 cm	69,90 μm		
				XOR	1,272 cm	16,62 μm		
				XNOR	3,718 cm	0,176 mm		
				Meio-Somador	2,498 cm	97,98 μm		
[30]	FCFC ⁴⁷	2	1428,00	MUX 2×1	1,415 mm	5,567 μm	20 nm	
				DEMUX 1×2	0,711 mm	1,401 μm		
				DEMUX 1×3	1,488 mm	4,272 μm		
				XOR	0,777 mm	1,015 μm		
				XNOR	2,272 mm	10,75 μm		
				Meio-Somador	1,527 mm	5,99 μm		

Fonte: elaborada pelo autor.

5.4 Comparação com outros trabalhos

Quanto menor o dispositivo, mais precisa deve ser sua fabricação. A maioria dos trabalhos que propõe dispositivos totalmente ópticos lineares é feita usando CF2D. O comprimento de onda de ressonância em CF2D depende fortemente dos parâmetros geométricos da estrutura, que geralmente emprega constantes de rede (distância entre duas

⁴⁷ Preencher as fibras de cristal fotônico com clorofórmio aumenta em muito a não-linearidade do material. Consideramos essas fibras em nosso exemplo devido ao tamanho minúsculo, mas é muito importante que um eventual projetista se certifique de que o efeito não-linear observado seja negligível.

hastes vizinhas) próximas a 600 nm. Deste modo, a precisão necessária para fabricação de dispositivos em CF2D deve ser da ordem de 6 nm. Caso contrário, o desempenho dos dispositivos pode ser reduzido (ou até comprometido) devido a erros de fabricação [53, 54]. Nossos dispositivos também dependem fortemente dos parâmetros geométricos da estrutura, mas o fato de serem feitos com fibra é um diferencial que aumenta sua viabilidade prática. Dependendo do tipo de fibra empregado (como mostrado na Tabela 8), a precisão necessária para fabricar as estruturas do dispositivo pode ser de três (FCFC) a quinze (FSC) vezes menor.

Muitos trabalhos na literatura estudam e propõem dispositivos totalmente ópticos que funcionam como portas lógicas digitais. Infelizmente, a grande maioria desses trabalhos explora materiais e efeitos não-lineares. No geral, o uso de materiais e efeitos não-lineares aumenta as capacidades de chaveamento e a variabilidade de resultados de processamento lógico num dispositivo óptico. Mas também dificulta em muito análise de funcionalidade (simulação), pode introduzir ruído, promover a quebra do pulso [46], limitar a taxa de bits [55], e aumentar a complexidade, o tamanho e o custo de implementação dos dispositivos. Há pouquíssimos trabalhos propondo dispositivos lógicos lineares feitos com fibra óptica. Dos três únicos na literatura atual: [5], [22] e [47], todos são de nossa autoria, sendo publicados nos últimos 3 anos (veja os Apêndices B, C e D). Em [47], obtivemos uma porta multifuncional configurável OR/AND a partir um ATSP linear, demonstrando pela primeira vez na literatura a possibilidade de obtenção de processamento lógico mais complexo (até então só se haviam demonstrado portas lógicas bem mais simples) usando apenas dispositivos lineares de fibra óptica. Em [5] e [22], e também aqui, propomos um novo dispositivo linear feito de fibra óptica, o acoplador triplo simétrico planar com núcleos intercambiáveis. Com um ATSPNI modulado em ASK demonstramos, pela primeira vez na literatura, a obtenção de processamento lógico linear e não-linear complexo usando apenas design de fibra óptica.

6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Até agora, o consenso geral para a maioria dos pesquisadores da área de processamento lógico totalmente óptico é que quanto mais não-linear o dispositivo, mais complexo o processamento lógico que se pode obter. Essa ideia é ainda mais pronunciada em dispositivos baseados em fibra óptica, que não dispõe de tantas características lineares que possam ser modificadas quanto outras tecnologias, como guias de onda ou cristal fotônico micro-estruturado.

Até hoje, com exceção dos nossos trabalhos, todos os trabalhos publicados na literatura propondo dispositivos baseados em fibra óptica capazes de processamento lógico totalmente óptico exploram materiais e efeitos não-lineares (ou altamente não-lineares). Os problemas em explorar esses efeitos são vários, mas alguns dos mais graves são: a complexidade computacional, que impossibilita a modelagem de dispositivos muito complexos (simular dispositivos simples pode levar horas ou até dias, devido aos métodos numéricos necessários, como Runge-Kutta e Split-Step Fourier); a alta potência dos pulsos propagados (necessária para potencializar os efeitos não-lineares), que pode chegar à ordem de kW ; o tamanho dos dispositivos (que, em fibra, pode variar de alguns metros até um pouco mais de um quilômetro); e a enorme dificuldade em concatenar com sucesso três ou mais dispositivos (os efeitos não-lineares necessários para obter o processamento lógico desejado também causam ruído e deformam o pulso óptico propagado). Essas limitações resultam em dispositivos caros, de processamento simples, difíceis de simular, e ainda mais difíceis de concatenar (o que será inevitavelmente necessário, a menos que no futuro sejam criados dispositivos que sozinhos funcionem com ULAS).

Em nossos trabalhos, apostamos no caminho inverso. Utilizamos apenas materiais e efeitos lineares, modelados por equações exatas (e não simulações com métodos numéricos), para obter circuitos lógicos mais complexos (e bem mais fáceis de simular), num único dispositivo totalmente óptico. Acreditamos que essa abordagem faz muito sentido. Em especial se compararmos ao que ocorre na eletrônica. É certo que, independentemente do sistema, se a potência de transmissão não for alta o suficiente para compensar a atenuação do sinal ao longo do trajeto, o sinal pode ser perdido. Assim, em sistemas de transmissão por fibra óptica, com a tecnologia atual, a presença de efeitos não-lineares na transmissão do sinal é inevitável. Mas isso não necessariamente é verdade para o processamento do sinal, seja eletrônico ou fotônico. Afinal, na eletrônica, a potência de processamento é sempre bem mais baixa que potência de

transmissão. Isso também poderia ser feito na fotônica. Nos nós da rede, bastaria primeiro atenuar o sinal para uma potência baixa o suficiente, inseri-lo no processador óptico linear, e depois re-amplificar o sinal processado para então lançá-lo novamente na rede.

Nesta tese, propomos um novo dispositivo de fibra óptica, chamado de acoplador triplo simétrico planar com núcleos intercambiáveis (ATSPNI). O ATSPNI é linear, apresenta chaveamento completo, não opera em nenhum comprimento de onda ou tecnologia de fibra específicos, e é propagado por pulsos de baixa potência. Nenhum outro mecanismo é usado (sem moduladores de fase, SAOs, filtros, linhas de atraso, etc.). Analisando suas características de transmissão de potência, demonstramos que o ATSPNI não apenas corrige as deficiências de chaveamento do ATSP, como também aumenta em quantidade e em dimensão os tamanhos de janela de resultados úteis. O ATSPNI é o primeiro acoplador simétrico linear de três núcleos ou menos que apresenta chaveamento completo e nenhum núcleo redundante (a principal deficiência dos acopladores duplo simétrico e triplo simétrico triangular). Com um ATSPNI propagado por pulsos modulados em ASK, demonstramos as primeiras aquisições numéricas em dispositivos lineares de fibra das funções lógicas MUX, DEMUX, XOR, XNOR e meio somador digital. Com exceção do meio-somador, todas as funções lógicas são de alta performance, e apresentam percentagens de tolerância à erros de fabricação e modulação acima de 2% e 4%, respectivamente. Estes resultados são evidência da possibilidade de obtenção de processamento lógico complexo (linear e não-linear) usando apenas design de fibra óptica.

O verdadeiro potencial do ATSPNI, e do método usado em sua criação, ainda está longe de ter sido completamente explorado. Análises preliminares apontam para a existência de circuitos lógicos ainda mais raros e complexos, inclusive em lógica reversível. As amplas margens de tolerância de modulação observadas para várias das funções lógicas, junto do fato de que nosso dispositivo (por ser linear) não deforma o pulso, favorecem bastante a possibilidade de concatenação de dois ou mais dispositivos. Há também muito a ser explorado sobre a modulação ASK, que aqui usou apenas dois níveis. A metodologia que utilizamos na criação do ATSPNI também pode ser empregada em outros dispositivos, em especial acopladores de quatro ou mais núcleos. Finalmente, apesar de neste trabalho termos considerado apenas dispositivos lineares (e apenas efeitos lineares), nada impede que o ATSPNI seja projetado para explorar materiais e efeitos não-lineares, se algum pesquisador assim desejar.

REFERÊNCIAS

1. MANDAL, P. Method of developing all optical half-adder based on nonlinear directional coupler. **Optics and Photonics Letters**, p. 1350001, 2013.
2. DZEDOLIK, I. V.; LAPAYEVA, S. N.; RUBASS, A. F. All-optical logic gates based on nonlinear dielectric films. **Ukrainian journal of physical optics**, v. 9, n. 3, p. 187-196, 2008.
3. SALMANPOUR, A.; MOHAMMADNEJAD, S.; BAHRAMI, A. Photonic crystal logic gates: an overview. **Optical and Quantum Electronics**, v. 47, n. 7, p. 2249-2275, 2015.
4. VALERO, A. et al. The TileCal Optical Multiplexer Board 9U. **Physics Procedia**, v. 37, p. 1759-1764, 2012.
5. MARTINS, F. L. B.; RODRIGUES, J. P. T.; NASCIMENTO, J. C. All-optical digital multiplexer/demultiplexer in a linear three-core fiber device. **Applied Optics**, v. 61, n. 28, p. 8515-8521, 2022.
6. ZHAO, T.; ASGHARI, M.; MEHDIZADEH, F. An all-optical digital 2-to-1 multiplexer using photonic crystal-based nonlinear ring resonators. **Journal of Electronic Materials**, v. 48, n. 4, p. 2482-2486, 2019.
7. PARANDIN, F.; SHEYKHIAN, A. Design and simulation of a 2×1 All-Optical multiplexer based on photonic crystals. **Optics & Laser Technology**, v. 151, p. 108021, 2022.
8. RAO, D. G. S.; SWARNAKAR, S.; KUMAR, S. Design of photonic crystal based compact all-optical 2×1 multiplexer for optical processing devices. **Microelectronics Journal**, v. 112, p. 105046, 2021.
9. ASKARIAN, A. Performance analysis of all optical 2×1 multiplexer in 2D photonic crystal structure. **Journal of Optical Communications**, 2021.
10. KUMAR, A.; SRIVASTAVA, M.; SRIVASTAVA, D. K. New All-Optical Realizations of Multiplexer Logic Using Micro-ring Resonators. **Brazilian Journal of Physics**, v. 51, n. 6, p. 1698-1718, 2021.
11. RAO, D. G. S. et al. Design and optimization of all-optical demultiplexer using photonic crystals for optical computing applications. **Journal of Optical Communications**, p. 000010151520200057, 2020.
12. GOODARZI, K.; MIR, A. Design and analysis of an all-optical Demultiplexer based on photonic crystals. **Infrared Physics & Technology**, v. 68, p. 193-196, 2015.
13. DATTA, K.; SENGUPTA, I. All optical reversible multiplexer design using Mach-Zehnder interferometer. In: **2014 27th International Conference on VLSI Design and 2014 13th International Conference on Embedded Systems**. IEEE, 2014. p. 539-544.

14. KATTI, R.; PRINCE, S. Implementation of a reversible all optical multiplexer using Mach-Zehnder interferometer. In: **2015 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES)**. IEEE, 2015. p. 1-4.
15. KUMAR, H. et al. Optimized 2×1 Multiplexer Based on Reversible Logic Using Titanium-indiffused Lithium Niobate Channel Waveguides. In: **Optical and Wireless Technologies**. Springer, 2018. p. 183-189.
16. GAYEN, D. K.; ROY, J. N. All-optical arithmetic unit with the help of terahertz-optical-asymmetric-demultiplexer-based tree architecture. **Applied Optics**, v. 47, n. 7, p. 933-943, 2008.
17. RAHMAN, T. A.; AHMED, M. K.; EL SAYED, M. S. All-optical digital full adder, decoder and multiplexer by using hardlimiters. In: **ICSES conference, Lodz-Poland**. 2006. p. 775-778.
18. GHOSH, B.; HAZRA, S.; SARKAR, P. P. Simulative study of all-optical frequency encoded dibit-based controlled multiplexer and de-multiplexer using optical switches. **Journal of Optics**, v. 48, n. 3, p. 365-374, 2019.
19. GARAI, S. K.; MUKHOPADHYAY, S. Method of implementing frequency encoded multiplexer and demultiplexer systems using nonlinear semiconductor optical amplifiers. **Optics & Laser Technology**, v. 41, n. 8, p. 972-976, 2009.
20. MUKHERJEE, K. Method of implementation and application of all-optical frequency-encoded multiplexer and demultiplexer utilizing total reflectional switches (TRSs). **Journal of Optics**, v. 49, n. 1, p. 102-109, 2020.
21. BRANDHOFF, L. et al. Running droplet optical multiplexer. **Optofluidics, Microfluidics and Nanofluidics**, v. 1, n. 1, 2014.
22. MARTINS, F. L. B.; RODRIGUES, J. P. T.; NASCIMENTO, J. C. All-optical half-adder in a linear three-core fiber device. **Applied Optics**, v. 62, n. 18, p. 4935--4941, 2023.
23. LAI, D. M. F.; LIN, E. N.; WONG, K. K. Y. All-optical half-adder by using a single-stage optical parametric amplifier. In: **33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication**. VDE, 2007. p. 1-2.
24. MENEZES, J. W. M. et al. All-optical half-adder using all-optical XOR and AND gates for optical generation of “sum” and “carry”. **Fiber and Integrated Optics**, v. 29, n. 4, p. 254-271, 2010.
25. MENEZES, J. W. M. et al. Study of the performance of an all-optical half-adder based on three-core non-linear directional fiber coupler under delayed and instantaneous non-linear Kerr responses. **Fiber and Integrated Optics**, v. 30, n. 3, p. 201-230, 2011.

26. SINGH, K.; KAUR, G.; SINGH, M. L. A single As₂Se₃ chalcogenide Highly Non-Linear Fiber (HNLF) based simultaneous all-optical half-adder and half-subtractor. **Optical Fiber Technology**, v. 24, p. 56-63, 2015.
27. SINGH, K.; KAUR, G.; SINGH, M. L. Simultaneous all-optical half-adder, half-subtractor, comparator, and decoder based on nonlinear effects harnessing in highly nonlinear fibers. **Optical Engineering**, v. 55, n. 7, p. 077104-077104, 2016.
28. ZAHIR, E.; RAHMAN, M. M.; ULLAH, K. Design and simulation of 30 Gbps optical half-adder and half-subtractor using highly nonlinear fibers. In: **2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)**. IEEE, 2017. p. 449-452.
29. ZAHIR, E.; RAHMAN, M. M.; ULLAH, K. Simulation and performance analysis of a half-adder operating at 30 Gbps using highly non-linear fibers. In: **2018 10th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)**. IEEE, 2018. p. 157-160.
30. UTHAYAKUMAR, T.; RAJA, R. V. J. Logic gates based all-optical binary half adder using triple core photonic crystal fiber. **Journal of Optics**, v. 20, n. 6, p. 065503, 2018.
31. XAVIER, S. C. et al. Design of two-dimensional photonic crystal-based all-optical binary adder. **Optical Engineering**, v. 52, n. 2, p. 025201-025201, 2013.
32. JIANG, Y. C. et al. Realization of all optical half-adder based on self-collimated beams by two-dimensional photonic crystals. **Optics Communications**, v. 348, p. 90-94, 2015.
33. KARKHANEHCHI, M. M.; PARANDIN, F.; ZAHEDI, A. Design of an all optical half-adder based on 2D photonic crystals. **Photonic Network Communications**, v. 33, p. 159-165, 2017.
34. JALALI AZIZPOOR, M. R.; SOROOSH, M.; SEIFI KAVIAN, Y. Application of self-collimated beams in realizing all-optical photonic crystal-based half-adder. **Photonic Network Communications**, v. 36, p. 344-349, 2018.
35. SONTH, M. V. et al. Modeling and optimization of optical half adder in two dimensional photonic crystals. **Journal of Electronic Materials**, v. 47, n. 7, p. 4136-4139, 2018.
36. SERAJMOHAMMADI, S.; ALIPOUR BANAEI, H.; MEHDIZADEH, F. Proposal for realizing an all-optical half adder based on photonic crystals. **Applied optics**, v. 57, n. 7, p. 1617-1621, 2018.
37. ABDOLLAHI, M.; PARANDIN, F. A novel structure for realization of an all-optical, one-bit half-adder based on 2D photonic crystals. **Journal of Computational Electronics**, v. 18, n. 4, p. 1416-1422, 2019.
38. SEIFOURI, M. et al. Ultra-fast and compact all-optical half adder using 2D photonic crystals. **IET Optoelectronics**, v. 13, n. 3, p. 139-143, 2019.

39. PARANDIN, F.; REZA MALMIR, M. Reconfigurable all optical half adder and optical XOR and AND logic gates based on 2D photonic crystals. **Optical and quantum electronics**, v. 52, p. 1-8, 2020.
40. KORDI, S. E. et al. Ultrafast all-optical half-adder and half-subtractor based on linear 2D photonic crystal. **Optical and Quantum Electronics**, v. 53, p. 1-16, 2021.
41. NAGHIZADE, S.; SAGHAEI, H. A novel design for an all-optical half adder using linear defects in photonic crystal microstructure. **Journal of Applied Research in Electrical Engineering**, v. 1, n. 1, p. 8-13, 2021.
42. JIANG, H. et al. Optical half-adder and half-subtractor employing the Pockels effect. **Optics Express**, v. 23, n. 8, p. 9784-9789, 2015.
43. PARANDIN, F. Ultra-compact and low delay time all optical half adder based on photonic crystals. **Optical and Quantum Electronics**, v. 55, n. 5, p. 398, 2023.
44. PARANDIN, F.; SHEYKHIAN, A. Design of an all-optical half adder based on photonic crystal ring resonator. **Optical and Quantum Electronics**, v. 54, n. 7, p. 443, 2022.
45. TEWARI, R.; THYAGARAJAN, K. Analysis of tunable single-mode fiber directional couplers using simple and accurate relations. **Journal of lightwave technology**, v. 4, n. 4, p. 386-390, 1986.
46. AGRAWAL, G. P. Nonlinear fiber optics. In: **Nonlinear Science at the Dawn of the 21st Century**. Springer, 2000. p. 195-211.
47. RODRIGUES, J. P. T. et al. Linear multi-functional logic gate in a three-core photonic crystal fiber. **Applied Optics**, v. 60, n. 29, p. 9225-9230, 2021.
48. SOTO-CRESPO, J. M.; WRIGHT, E. M. All-optical switching of solitons in two-and three-core nonlinear fiber couplers. **Journal of applied physics**, v. 70, n. 12, p. 7240-7243, 1991.
49. KELLEY, P. L.; AGRAWAL, GOVIND P; KAMINOW, I. P. **Applications of Nonlinear Fiber Optics**, 2001.
50. LEONARD, I. E. The matrix exponential. **SIAM review**, v. 38, n. 3, p. 507-512, 1996.
51. MARTINS, F. L. B. et al. Two and three-input all-optical logic gates on a planar three-core photonic crystal fiber. **Optik**, v. 154, p. 516-523, 2018.
52. CHIANG, K. S. Intermodal dispersion in two-core optical fibers. **Optics letters**, v. 20, n. 9, p. 997-999, 1995.
53. REZAEI, M. H.; ZARIFKAR, A. Realization of electro-optical decoder, half-adder, and half-subtractor using graphene plasmonic waveguides. **Optical and Quantum Electronics**, v. 53, n. 6, p. 297, 2021.

54. LIN, S.; ISHIKAWA, Y.; WADA, K. Demonstration of optical computing logics based on binary decision diagram. **Optics Express**, v. 20, n. 2, p. 1378-1384, 2012.
55. KUMAR, S.; SINGH, L.; RAGHUWANSHI, S. K. Design of plasmonic half-adder and half-subtractor circuits employing nonlinear effect in Mach--Zehnder interferometer. **Journal of Computational Electronics**, v. 16, p. 139-147, 2017.
56. YAN, Y. et al. Decoupling and asymmetric coupling in triple-core photonic crystal fibers. **JOSA B**, v. 25, n. 9, p. 1488-1495, 2008.
57. MENEZES, J. W. M. et al. Optical switches and all-fiber logical devices based on triangular and planar three-core nonlinear optical fiber couplers. **Optics communications**, v. 276, n. 1, p. 107-115, 2007.
58. UTHAYAKUMAR, T.; RAJA, R. V. J.; PORSEZIAN, K. Realization of all-optical logic gates through three core photonic crystal fiber. **Optics Communications**, v. 296, p. 124-131, 2013.
59. RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K.; SASAKI, G. **Optical networks: a practical perspective**. Morgan Kaufmann, 2009.
60. NAKAZAWA, M.; SUZUKI, K.; KUBOTA, H. Single-channel 80 Gbit/s soliton transmission over 10000 km using in-line synchronous modulation. **Electronics Letters**, v. 35, n. 2, p. 162-164, 1999.
61. MARTINS, F. L. B. **Portas lógicas de duas e três entradas numa fibra de cristal fotônico de três núcleos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e da Computação) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação, Universidade Federal do Ceará, Sobral, 2018.

APÊNDICE A – ACOPLADOR E COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO

Um acoplador direcional óptico é um dispositivo composto por duas ou mais guias de onda (duas ou mais fibras ópticas, ou fibra de múltiplos núcleos) fisicamente separadas, mas suficientemente próximas para que os modos ópticos que se propagam em núcleos adjacentes se sobreponham na região de separação. Sob condições adequadas, isto resulta num acoplamento de onda evanescente que pode transferir energia de um núcleo para o outro [45, 56]. A “intensidade de interação” ou “força de acoplamento” entre dois núcleos adjacentes num acoplador é representada pelo coeficiente de acoplamento, κ . Quanto maior κ , maiores e mais rápidas as trocas de energia entre os núcleos do acoplador.

Se todos núcleos de um acoplador forem idênticos (mesmo material, e mesmo de raio) e as separações entre núcleos adjacentes forem iguais, esse acoplador é simétrico. Caso contrário, o acoplador é assimétrico. Em acopladores simétricos, κ pode ser calculado usando a seguinte fórmula empírica [45]:

$$\kappa = \frac{\pi V}{2k_0 n_0 a^2} \exp(c_0 + c_1 \bar{d} + c_2 \bar{d}^2), \quad (A1)$$

onde: a é o raio do núcleo; n_0 é o índice de refração do vácuo ($n_0 = 1$); k_0 é o número de onda, dado por $k_0 = 2\pi/\lambda$, sendo λ o comprimento de onda do pulso propagado; V é a frequência normalizada, dada por $V = k_0 a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$, onde n_1 e n_2 são os índices de refração do núcleo e da casca da fibra, respectivamente; c_0 , c_1 e c_2 são constantes, dadas por $c_0 = 5,2789 - 3,663V + 0,3841V^2$, $c_1 = -0,7789 + 1,2252V - 0,0152V^2$ e $c_2 = -0,0175 - 0,0064V - 0,0009V^2$; \bar{d} é a separação entre núcleos (centro-a-centro) normalizada pelo raio, $\bar{d} = \Lambda/a$, onde Λ é a separação entre núcleos.

A equação A1 é bastante precisa (menos de 1% de erro, [56]) para valores de V e \bar{d} nos intervalos de $1,5 \leq V \leq 2,5$ e $2 \leq \bar{d} \leq 4,5$. Note que as características que mais influenciam κ são: o comprimento de onda do pulso propagado (λ), os parâmetros geométricos do acoplador (raio e a separação entre núcleos, a e Λ), e o material de que é feita a fibra (que influenciará nos índices de refração, n_1 e n_2).

APÊNDICE B – CONTRIBUIÇÃO CIENTÍFICA RELACIONADA Nº 1

Research Article

Vol. 60, No. 29 / 10 October 2021 / Applied Optics 1



Linear multi-functional logic gate in three-core photonic crystal fiber

J. P. T. RODRIGUES,^{1,*} F. L. B. MARTINS,¹ V. P. P. JÚNIOR,² AND J. C. NASCIMENTO¹

¹Federal University of Ceará, Teleinformatics Engineering Department, Pici Campus, Block 725, Fortaleza, Ceará, Brazil

²Federal University of Ceará, Electric Engineering Department, Sobral, Ceará, Brazil

*Corresponding author: jp.teoflor@gmail.com

Received 13 August 2021; revised 13 September 2021; accepted 14 September 2021; posted 21 September 2021 (Doc. ID 440191); published 0 MONTH 0000

1 The growth of transmission rates in optical fibers can increase the demand for devices that perform network node processing. Usually, such devices achieve complex optical signal processing through high non-linearity effects and optoelectronic devices. In this work, we present the numerical acquisition of a configurable multi-function logic gate in which the OR and AND gates can be enabled based on the logic values entered in a selector. Our device consists of a single piece of three-core PCF, with linear pulse propagation, and without the need for any other mechanisms. This result presents evidence that information processing within functional fibers is possible and might be achieved using only fiber design. © 2021 Optical Society of America

<https://doi.org/10.1364/AO.440191>

1. INTRODUCTION

The development of photonic crystal fibers (PCFs) and the exploration of its wide variety of possible applications have attracted enormous interest. For example, we can mention the need to increase the capacity of communication channels. By the 2000s, Internet traffic roughly doubled each year [1]. Today, the emergence of new services, such as the virtual private network (VPN) [2], virtual/augmented reality [3], and new technologies, such as 8K [4], is driving future demand for bandwidth [5]. Among the solutions to meet this demand, PCFs have many properties that favor its application, such as low signal transmission losses [6,7], dispersion control [8], infinite single-mode operation [9], super continuous generation [10], and ultra-wideband soliton transmission [11].

PCFs' great potential to expand the capacity of communication channels also motivates the search for optical signal processing in the network nodes [12,13]. The switching speed of semiconductor-based logic gates is limited by the pn-junction and the interconnection capacitance [14]. The switching speed on all-optical logic gates, however, is limited only by the speed of light [15]. The search for the logical processing of ultrafast light pulses without electro-optical conversion is, therefore, quite attractive. So far, several research papers demonstrate the acquisition of elementary logic gates (or circuits) by inserting non-linear effects in photonic crystal devices [16–26]. Still, most of those made of PCF cannot be successively concatenated without heavy losses or distortions [16–21]. This fact is a limitation to the design of more complex optical processing on PCF devices.

This paper presents the acquisition of a configurable multi-function logic gate based on the design of a three-core PCF. More specifically, we design a triangular triple-core PCF coupler to obtain an all-optical device that can enable logical operations OR and AND based on the logic values entered in a selector. This selector signal (Sel) triggers the OR function for Sel = 0, and the AND function for Sel = 1. Therefore, the expression below:

$$Y_1 = \begin{cases} \text{AND}(A, B) & \text{for Sel} = 1 \\ \text{OR}(A, B) & \text{for Sel} = 0, \end{cases} \quad (1)$$

which requires the OR, AND, and MUX functions in electronic circuits, can be designed on a single piece of PCF without the need for any other devices. Moreover, the assumption that non-linear effects are essential to obtain logical functions has not been adopted, showing that logical devices can be designed with low computational cost. A schematic representation of the proposed device and its logic circuit diagram is shown in Figs. 1(a) and 1(b), respectively.

2. TRIANGULAR TRIPLE-CORE PHOTONIC CRYSTAL FIBER

PCFs have revolutionized optical telecommunications by creating new degrees of freedom in design, allowing light to be guided by propagation mechanisms in a wavelength range on the order of terahertz [27,28]. Specifically, they are microstructured optical fibers generally made up of undoped silica (SiO₂). Its structure is formed by a central region surrounded by air holes that act as coatings for the fiber [29]. Like this, light is confined

All-optical digital multiplexer/demultiplexer in a linear three-core fiber device

F. L. B. MARTINS,*  J. P. T. RODRIGUES,  AND J. C. NASCIMENTO

Federal University of Ceará, Teleinformatics Engineering Department, Pici Campus, Block 725, Fortaleza, Ceará, Brazil

*Corresponding author: leonardobluesummers@gmail.com

Received 25 July 2022; revised 9 September 2022; accepted 9 September 2022; posted 12 September 2022; published 0 MONTH 0000

1 Digital multiplexers/demultiplexers (MUX/DEMUXes) are essential for computing, data transmission, and data
2 processing. However, research on all-optical digital MUX/DEMUXes is scarce and generally proposes single-
3 function nonlinear devices. This work presents the numerical acquisition of all-optical digital MUX/DEMUXes
 using a linear three-core fiber device. Our device, called the interchanging-cores planar three-core fiber coupler, is
 propagated by low-powered amplitude modulated pulses, can operate with pulses of any wavelength, and can be
 made using any fiber technology. This result is further evidence of the possibility of obtaining logical processing,
 even nonlinear logical processing, using fiber-only design. © 2022 Optica Publishing Group

<https://doi.org/10.1364/AO.470630>

1. INTRODUCTION

All-optical data processing is one of the most promising solutions for the bandwidth and bit rate demand problems of the current electronic-based computing systems. While the switching speed of semiconductor-based devices is limited by the pn-junction and interconnection capacitance [1], the switching speed on all-optical devices is limited only by the speed of light [2]. We must therefore strive for devices that perform the logical processing of ultrafast light pulses without electro-optical conversion.

A multiplexer (or MUX) is a data selector. It selects an input from several input lines then transmits the data in the selected input line to the output line (many-to-one). Its reverse, the demultiplexer (or DEMUX), is a data distributor. It selects an output from several output lines, and then transmits the data in the input line to the selected output line (one-to-many). The simplest MUX/DEMUX functions are the “1 select line” types shown in Fig. 1. MUX/DEMUXes are classified based on the number of selection lines needed to control them. In the “1 select line,” we find the 2×1 MUXes and the 1×2 DEMUXes. In the “2 select lines,” we find the $(3 - 4) \times 1$ MUXes and the $1 \times (3 - 4)$ DEMUXes. In the “3 select lines,” we find the $(5 - 8) \times 1$ MUXes and the $1 \times (5 - 8)$ DEMUXes, and so on.

All-optical digital MUX/DEMUXes are some of the most useful combinational logic functions for computing, data transmission, and data processing, especially for designing serial-to-parallel converters, arithmetic logic units, and shift registers. They also find applications in several other fields of study. Most notably, they can be used to reduce data loss due to radiation effects in the Tile Calorimeter (or TileCal), the hadronic calorimeter of the ATLAS experiment at LHC/CERN

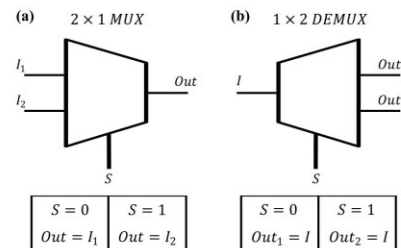


Fig. 1. (a) 2×1 digital MUX. The logic data in the two inputs lines (I_1 and I_2) is reproduced in the output line (Out) based on the value of the selector (S). (b) 1×2 digital DEMUX. The logic data in the input line (I) is reproduced in the two output lines (Out_1 and Out_2) based on the value of the selector (S).

[3]. Their newest prototype is the Optical Multiplexer Board 9U, an optoelectronic 16×8 MUX composed of eight 2×1 MUXes that each select one of two optical fibers coming out from the detector.

Many research papers in the literature study all-optical wavelength-division, time-division, and even mode-division MUX/DEMUXes. On the other hand, all-optical digital MUX/DEMUXes have not received much attention. Table 1 lists the few studies that address it.

In this work, we use planar three-core fiber couplers as a base to design an all-optical device capable of more complex logic processing. We present the numerical acquisition of digital 2×1 MUX, 1×2 DEMUX, and 1×3 DEMUX functions using a linear, PAM-ASK modulated optical fiber device.

APÊNDICE D – CONTRIBUIÇÃO CIENTÍFICA RELACIONADA Nº 3

Research Article

Vol. 62, No. 17 / 10 June 2023 / Applied Optics 1

applied optics

All-optical half-adder in a linear three-core fiber device

F. L. B. MARTINS,* J. P. T. RODRIGUES, AND J. C. NASCIMENTO

Teleinformatics Engineering Department, Federal University of Ceará, Pici Campus, Block 725, Fortaleza, Ceará, Brazil
*leonardobluesummers@alu.ufc.br

Received 17 March 2023; revised 24 May 2023; accepted 24 May 2023; posted 25 May 2023; published 0 MONTH 0000

1 The half-adder is one of the most useful combinational logic functions for data processing. Many research papers in the literature propose nonlinear all-optical half-adders. Few studies propose linear all-optical devices, and those that do usually employ microstructured 2D photonic crystals. This work presents the numerical acquisition of an all-optical half-adder using a linear three-core fiber device. The device presents high performance and acceptable values of fabrication and modulation tolerance. It can be made using any fiber technology and propagated by pulses of any wavelength. Depending on the type of fiber used, the precision needed to fabricate the device's smallest structures can range from 20 nm to 90 nm. This result is evidence of the possibility of obtaining nonlinear logical processing using only fiber design. © 2023 Optica Publishing Group

<https://doi.org/10.1364/AO.489687>

1. INTRODUCTION

With the advent of the Internet, high-definition media, and globalization, there is a growing need for ever higher bandwidth, transmission, and data processing rates. The old electronic system (where the transmission and processing of data used only electrons) reached its limit and gave way to today's optoelectronic system, where data are transmitted using photons (in optical fibers) and processed using a routine that converts photonic signals into electronic and vice versa. In the nodes of the network (repeaters, switches, etc.), optical signals are converted into electronic, amplified, regenerated, processed, and then converted back into optical signals. This routine, called "optical-electro-optical" (OEO) conversion, is delicate and costly, and dramatically limits the bit rates that could be achieved compared to a purely photonic system. The switching speed in semiconductor-based devices (used in the OEO process) is limited by the pn-junction and interconnection capacitance [1]. The switching speed in all-optical devices is limited only by the speed of light [2].

An adder is a digital logic circuit that performs bit addition. It is mainly used in the arithmetic logic unit (ALU) to calculate the four basic operations (addition, multiplication, subtraction, and division) and in other parts of the processor to calculate addresses, table indices, increment/decrement, etc. The simplest adder circuit is the half-adder (see Fig. 1), represented using an XOR gate parallel to an AND gate in a single device with two inputs and two outputs. The half-adder adds two single input bits and generates two outputs: a sum bit (LSB) and a carry bit (MSB). For two inputs, A and B, the outputs of the half-adder are represented by $Out_1 = A \oplus B$ and $Out_2 = AB$, respectively. Out_1 will be true (1) if the inputs are not equal;

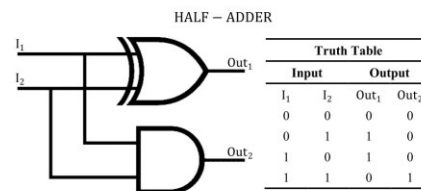


Fig. 1. Half-adder logic circuit. It adds two single bits. It is equivalent to an XOR gate parallel to an AND gate in a single device with two inputs and two outputs.

otherwise, Out_1 is false (0). Out_2 will be true (1) if the inputs are equal and true; otherwise, Out_2 is false (0). Figure 1 shows the ANSI schematic symbols and the truth table of the half-adder logic circuit.

The half-adder is one of the most useful combinational logic functions for computing and data processing. Many research papers in the literature study and propose all-optical devices that function as a half-adder logic circuit. The vast majority of these works use nonlinear materials and effects to do so. In fact, of the nine articles in the current literature addressing fiber-based all-optical half-adders, all propose nonlinear (or highly nonlinear) devices [3–11]. Among the 14 papers that propose linear all-optical half-adder devices, 13 are made using on-off keying (OOK) in microstructured 2D photonic crystals [12–24], and one is made using the Pockels effect in periodically poled lithium niobate (PPLN) [25]. All 14 present only simulation results. As far as we know, no research paper demonstrates linear fiber-based all-optical half-adders.