

Chuyển đổi tương tự - số photonic bằng cách dùng buồng cộng hưởng Fabry- Perot phi tuyến

Chuyển đổi tương tự - số song song về mặt không gian được đề xuất với buồng cộng hưởng Fabry- Perot phi tuyến được sử dụng như một bộ so sánh đa chức năng dựa trên phương pháp tuần hoàn xung. Đầu ra truyền qua của bộ so sánh photonic có dạng tín hiệu nhị phân 0 hoặc 1, phụ thuộc vào cường độ tới lớn hơn hay nhỏ hơn cường độ chuyển mạch tương ứng với trọng số nhị phân. Bộ so sánh photonic phản xạ ánh sáng tới rất tốt, có thể trừ hoặc không trừ trọng số nhị phân, và trả lại ánh sáng phản xạ cho chu kỳ số thấp hơn tiếp theo. Bắt đầu từ **bit trọng số cao**, mạch đệ quy duyệt qua liên tiếp các đầu ra được mã hóa nhị phân. Kết quả mô phỏng cho thấy chuyển đổi tương tự - số có độ phân giải lên đến 6 bit mà không có sai số đáng kể.

1. Giới thiệu

Thế giới số phát triển không ngừng đòi hỏi các bộ chuyển đổi tương tự - số (A/D) năng suất cao để điều khiển thông tin tương tự chẳng hạn như hình ảnh, âm thanh, thời tiết và dữ liệu radar, bao trùm các lĩnh vực khác nhau chẳng hạn như truyền thông, đo lường, điều khiển, và các ứng dụng cảm biến. Các bộ chuyển đổi A/D có mặt khắp nơi và đáp ứng nhu cầu phát triển nhanh của công nghệ xử lý số; tuy nhiên, cũng giống như các thiết bị điện, vận tốc của chúng cũng chỉ giới hạn ở vài trăm triệu mẫu trên giây đối với bộ phân giải 8 bit hoặc cao hơn¹. Kiến trúc flash tương đương với các bộ so sánh $2^N - 1$ để phân giải tín hiệu tương tự trực tiếp thành 2^N mã. Do đó, loại bộ chuyển đổi này vốn dĩ đã nhanh, hoạt động với tốc độ trên giga mẫu trên giây; tuy nhiên nó cần các thành phần phức tạp tiêu tốn năng lượng cao và cho ra độ phân giải hạn chế. Để khắc phục những hạn chế cơ bản của các hệ thống chuyển đổi A/D toàn điện, một số hướng tiếp cận tập trung vào kiến trúc photonic đã được đề xuất và thực thi; chủ yếu sử dụng các bộ điều biến ống dẫn sóng giao thoa Mach-Zehnder²⁻⁴, các bộ làm lệch âm - quang⁵, các thyristor quang điện⁶, và ánh xạ miền thời gian sang miền bước sóng^{7,8}. Mục đích của những hệ thống này là cung cấp xử lý tín hiệu điện với giao diện A/D photonic tốc độ cao, vì vậy đa số dựa trên kiến trúc đọc ra một công. Thời gian thông qua và sự tiêu tốn năng lượng tăng khi kiến trúc được sử dụng cho các tín hiệu và hình ảnh đa chiều. Tuy nhiên, với cách tiếp cận bộ chuyển đổi A/D quang học không gian tự do dựa trên kiến trúc song song về mặt quang học, màng lưới nửa tổng⁹ và các bộ điều biến pha bằng tinh thể lỏng hiện tại^{10,11} chưa cho thấy tốc độ nhanh hơn.

Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất một giải pháp chuyển đổi A/D photonic dựa trên kiến trúc song song về mặt không gian và tuần tự bit tận

dụng các tính chất của một đầu vào và hai đầu ra bổ sung của bộ so sánh photonic. Khái niệm hệ thống có ba mục tiêu cơ bản: sử dụng quang phi tuyến như một phương tiện cho tốc độ xử lý siêu nhanh, đạt được xử lý song song về mặt quang học tăng tốc độ lấy mẫu tương đương của bộ chuyển đổi A/D bằng số kênh song song, và duy trì sự liên tục của tín hiệu trong các khối xử lý quang học.

2. Nguyên tắc hoạt động

Thiết kế mạch quang học để chuyển đổi A/D đạt được chủ yếu bằng sự kết hợp giữa một bộ so sánh photonic với một bộ khuếch đại quang học như được minh họa trong hình 1.

Một bộ trì hoãn quang học thường được chèn vào vòng tuần hoàn để điều chỉnh dòng tín hiệu quang học. Một trong những ưu điểm của kiến trúc quang học là mạch một đầu vào và hai đầu ra đã đơn giản hóa hệ thống. Bộ so sánh

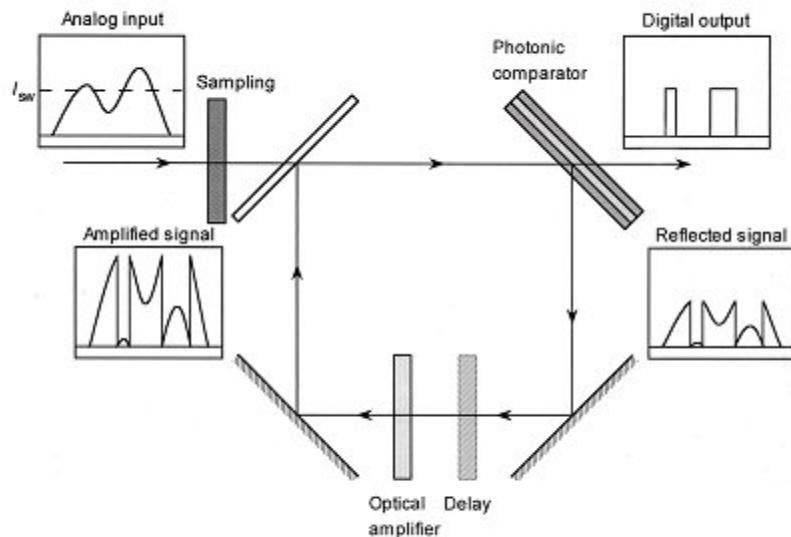


Fig. 1. Schematic diagram of photonic A/D conversion system. The four insets represent the spatial intensity distribution of the optical flow signals.

photonic thực thi một hàm node phức tạp, bao gồm so sánh tín hiệu tương tự, trừ trọng số nhị phân, và tạo ra đầu ra số. Mỗi quan hệ giữa cường độ ánh sáng truyền qua và phản xạ theo cường độ ánh sáng tới được biểu diễn trong hình 2a và 2b.

Bộ so sánh photonic phản xạ ánh sáng tới, như gương bình thường dưới điểm chuyển mạch I_{sw} . Không có đầu ra truyền qua xuất hiện, tức là tín hiệu nhị phân 0. Trong chu kỳ đầu tiên, cường độ chuyển mạch được xem là bit có giá trị cao nhất (MSB), tức là $I_{sw} = 2^{N-1} I_q^{(1)}$, ở đây $I_q^{(1)}$ tương ứng với bit có giá trị nhỏ nhất (LSB) ở giai đoạn đầu. Sau đó tín hiệu phản xạ được dẫn tới bộ khuếch đại quang học, tại đây cường độ được nhân đôi để so sánh với bit có giá trị cao nhất thứ hai. Miễn là độ lợi của mỗi chu kỳ bit cho phép I_{sw} giống nhau giữa các chu kỳ, mặc dù nó biểu diễn một trọng số khác tương ứng với bit cụ thể. Ví dụ, điểm chuyển mạch I_{sw} tương ứng với $2^{N-2} I_q^{(2)}$ ở vòng thứ

hai. Nhờ áp vào cường độ tới lớn hơn I_{sw} , bộ so sánh photonic sẽ chuyển sang trạng thái truyền.

Một phần ánh sáng tới I_{sw} được truyền bởi bộ so sánh photonic như đầu ra nhị phân 1. Phần dư của ánh sáng tới được phản xạ và được cho vào bộ khuếch đại quang học. Đặc tuyến phản xạ hình răng cưa như vậy là quan trọng nhất của hệ thống. Đầu ra truyền qua của bộ so sánh photonic chỉ được dùng cho sự quyết định nhị phân và không được phục hồi trong vòng chuyển đổi. Điều chỉnh độ lợi của bộ khuếch đại quang học có thể bù sự mất mát tuần hoàn, liên quan đến gương và sự mất mát do hấp thụ. Ở đây tín hiệu tương tự theo kiểu song song được chuyển sang một dòng bit song song từ MSB sang LSB. Nếu tín hiệu đầu vào là ảnh có kích thước lớn, đầu ra là một chuỗi các ảnh có đường nét giống nhau nhưng chỉ chứa các ảnh giá trị nhị phân.

Để hiểu được một hệ thống thực tế, chúng ta phải xét sự tích hợp hệ thống và sự tiêu

hình hóa để giảm kích thước, giá thành, và sự tiêu tốn năng lượng. Hình 3 biểu diễn hình dạng của phiên bản xếp lớp của hệ thống chuyển đổi A/D. Sự khác nhau chủ yếu với hình 1 là mạch ánh

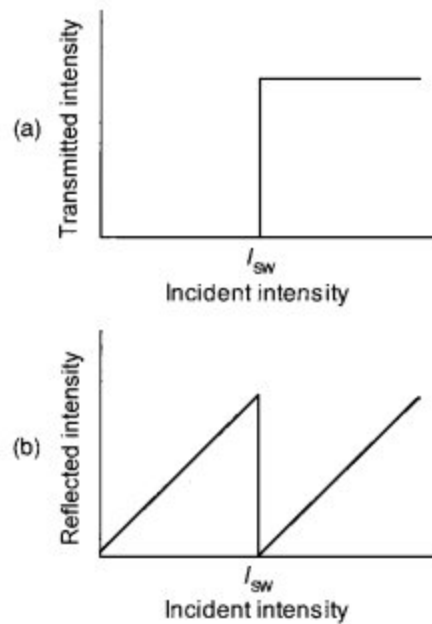


Fig. 2. Schematic representation of the intensity-dependent characteristics of the ideal photonic comparator: (a) transmission and (b) reflection characteristics.

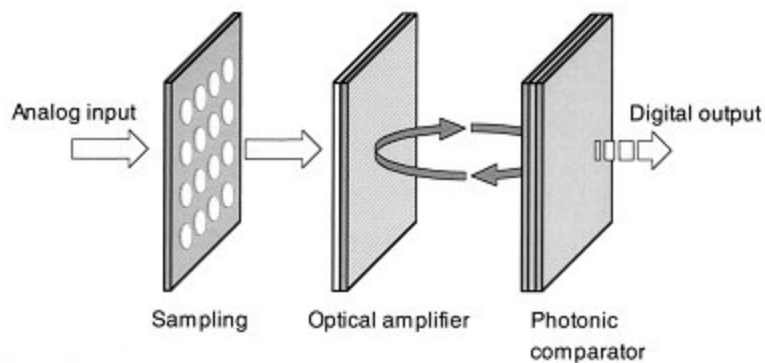


Fig. 3. Stacked version of the photonic A/D conversion system using the back-and-forth optical circuit mechanism.

sáng qua lại giữa bộ so sánh photonic và bộ khuếch đại quang học. Bộ khuếch đại quang học trong sơ đồ này gặp ánh sáng tín hiệu hai lần trong một chu kì. Trong cách tiếp cận khác, các hàm photonic được sắp xếp thành một kiến trúc dẫn sóng. Sơ đồ này giảm tính đa dạng không gian và đẩy bộ chuyển đổi A/D thành một mạch tích hợp photonic, được điều khiển công suất thấp và gọn nhẹ.

Chuỗi ý tưởng của sự chuyển đổi N-bit là như sau:

1. Lấy mẫu. Thiết bị lấy mẫu được dùng để đưa tín hiệu tương tự vào mạch chuyển đổi A/D dưới dạng các xung ánh sáng. Công suất của xung ánh sáng sẽ liên hệ tuyến tính với cường độ tín hiệu đầu vào được đưa vào trong chu kì lấy mẫu. Sơ đồ này ngăn chặn sự dao động đầu vào trong quá trình chuyển đổi. Bộ điều biến ánh sáng không gian (SLM) và một chuỗi pixel thông minh là những ứng cử viên cho mục đích này^{12,13}. Cũng như đối với các tín hiệu đầu vào tương tự trong một dòng điện, mảng laser phát xạ mặt bằng cộng hưởng thẳng đứng thường được dùng để chuyển đổi tín hiệu điện thành tín hiệu quang.¹⁴
2. So sánh – mã hóa: Khi tín hiệu đầu vào X lớn hơn mức quy chiếu I_{sw} , bộ so sánh photonic xuất ra I và phản xạ $(X-I_{sw})$ cùng một lúc. Khi tín hiệu đầu vào X nhỏ hơn I_{sw} , bộ so sánh photonic xuất ra 0 và phản xạ X . Ở giai đoạn MSB, I_{sw} tương ứng với trọng số nhị phân 2^{N-1} trong sự lượng tử hóa N-bit.
3. Trì hoãn. Xung ánh sáng lưu thông trong vòng chuyển đổi A/D phải được thiết lập để trì hoãn thích hợp. Nếu không, xung ánh sáng phải được điều chỉnh bằng một khóa phụ được điều chỉnh bằng một khóa ngoài thiết lập chu kì chính xác cho chuỗi bit quang học.
4. Khuếch đại. Bộ khuếch đại quang học tăng cường tín hiệu quang học được phản xạ bởi bộ so sánh photonic để lấy lại tỉ lệ theo tiêu chuẩn một bit thấp hơn. Vì vậy, cường độ ánh sáng nhân đôi tại đầu vào của bộ so sánh photonic, kể cả sự mất mát quang học trong một vòng. Một bộ khuếch đại quang học với biên dạng hai chiều có thể được thực thi với các vật liệu tích cực, chẳng hạn như bán dẫn, thuốc nhuộm hoặc hơi kim loại halogen. Nếu không, một SLM có thể được dùng cho mục đích này. Trong trường hợp đó, SLM cũng có thể điều chỉnh xung ánh sáng luân chuyển như một thiết bị khóa.
5. Sự tuần hoàn xung. Một vòng mới bắt đầu, gửi tín hiệu quang cho bộ so sánh photonic để so sánh 2^{N-2} trường hợp trong giai đoạn MSB thứ hai. Đối với chuyển đổi N-bit, xung ánh sáng lưu thông N lần để mang lại $2^{N-1}, 2^{N-2}, \dots, 2^0$ mặt phẳng được mã hóa nhị phân tuần tự.

3. Thiết kế bộ so sánh photonic

Thành phần điển hình nhất được sử dụng trong kiến trúc này là bộ so sánh photonic cung cấp hàm ngưỡng như được biểu diễn trong hình 2. Hoạt động bù được thực hiện bằng buồng cộng hưởng Fabry-Perot phi tuyến (NFP) đã được nghiên cứu nhiều về khả năng của chúng trong các ứng dụng xử lý logic quang học, công tắc photonic, và sự tạo xung ánh sáng siêu ngắn¹⁸⁻²⁰. Như được biểu diễn trong hình 4,

chúng ta xét một etalon Fabry-Perot bất đối xứng chiều dày d với lớp phủ phản xạ gương R_F ở mặt trước và R_B ở mặt sau. Ánh sáng tới làm thay đổi chiết suất của môi trường phi tuyến được những

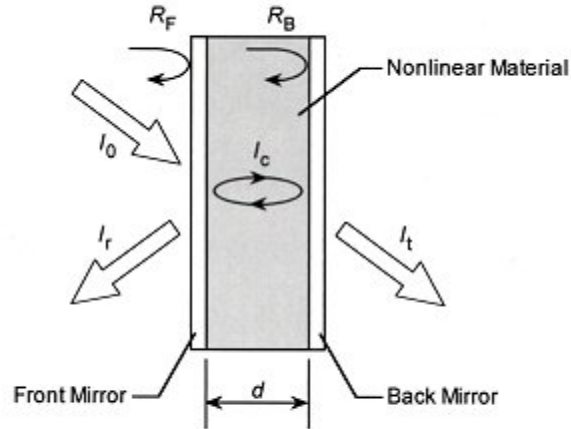


Fig. 4. Schematic arrangement of the asymmetric nonlinear Fabry-Perot resonator with input and output signals. R_F and R_B , reflectivity at the front and the back mirrors, respectively.

giữa các bề mặt etalon. Sự ghép giữa ánh sáng bên trong và mode buồng cộng hưởng dẫn đến đặc tính cộng hưởng, dẫn đến sự biến đổi nhanh của biên độ ánh sáng tới và ánh sáng phản xạ. Do đó, buồng cộng hưởng NFP nhạy với sự thay đổi nhỏ của chiết suất, mặc dù các hiệu ứng phi tuyến thường đòi hỏi cường độ tới cao để tạo ra sự thay đổi đáng kể tính chất vật liệu. Đối với thiết kế này, chúng tôi đề xuất sử dụng bán dẫn hợp chất giéng lượng tử^{18,21} hoặc bán dẫn khối, thủy tinh được pha vi tinh thể bán dẫn²², và thủy tinh tán sắc hạt kim loại^{23,24} như các vật liệu phi tuyến do chiết suất phi tuyến lớn của chúng. Một cặp gương có thể được tổ hợp từ các lớp một phần tư sóng xen kẽ nhau, chẳng hạn như AlAs/GaAs và $\text{SiO}_2/\text{TiO}_2$ để làm mát mát do hấp thụ thấp và hệ số phản xạ chính xác.

Ở đây chúng ta giả sử rằng sự phi tuyến quang học được xác định bởi số hạng chiếm ưu thế cường độ ánh sáng. Độ dịch pha bên trong của buồng cộng hưởng NFP là:

$$\theta = \frac{2\pi d n_2 I_c}{\lambda} + \delta, \quad (1)$$

ở đây I_c là cường độ ánh sáng bên trong etalon, n_2 là hệ số chiết suất phi tuyến của vật liệu bên trong etalon, δ là sự lệch hưởng pha ban đầu, và λ là bước sóng của ánh sáng tới. Hệ số chiết suất phi tuyến n_2 có liên quan trực tiếp với độ cảm bậc III $\chi^{(3)}$ (đơn vị tĩnh điện) theo hệ thức¹⁸:

$$n_2 = \frac{4\pi^2 \operatorname{Re}[\chi^{(3)}]}{cn_0^2}, \quad (2)$$

ở đây n_0 là chiết suất tuyến tính của vật liệu. Thực sự, chúng ta sẽ truy cập giả $\chi^{(3)}$ liên quan đến sự hấp thụ ánh sáng và sự tiêu hao tải điện chứ không phải $\chi^{(3)}$ thực do moment lưỡng cực phi tuyến bậc cao hơn.

Cường độ của ánh sáng truyền qua, phản xạ và ánh sáng bên trong của buồng cộng hưởng NFP tương ứng là I_t , I_r và I_c có dạng^{21,25}:

$$I_t = \frac{\alpha d(1 - R_B)\exp(-\alpha d)}{[1 - \exp(-\alpha d)][1 + R_B \exp(-\alpha d)]} I_c, \quad (3)$$

$$I_r = I_0 - \frac{\alpha d[1 - R_B \exp(-2\alpha d)]}{[1 - \exp(-\alpha d)][1 + R_B \exp(-\alpha d)]} I_c, \quad (4)$$

$$I_c = \frac{(1 - R_F)[1 + R_B \exp(-\alpha d)][1 - \exp(-\alpha d)]}{\alpha d[1 - (R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)]^2 + 4\alpha d(R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)\sin^2 \theta} I_0, \quad (5)$$

ở đây I_0 biểu diễn cường độ ánh sáng tới và α là hệ số hấp thụ của vật liệu phi tuyến. Trong phương trình trên, số hạng $\exp(-\alpha d)$ là hệ số truyền qua của etalon nếu bỏ qua sự mất mát do phản xạ có. Cần chú ý rằng hệ thức giữa sự thay đổi độ hấp thụ và thay đổi chiết suất không được xét trong mô phỏng này để đơn giản hóa việc phân tích thiết bị. Mô hình vật liệu phi tuyến đầy đủ đối với buồng cộng hưởng NFP vượt quá phạm vi nghiên cứu của bài báo này.

Cường độ ánh sáng truyền qua I_t có liên hệ với cường độ ánh sáng tới I_0 từ phương trình (1), (3) và (5) như sau:

$$I_t \left(1 + \frac{4(R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)}{[1 - (R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)]^2} \times \sin^2 \left\{ \frac{2\pi n_2 [\exp(\alpha d) - 1][1 + R_B \exp(-\alpha d)]}{\lambda \alpha (1 - R_B)} I_t + \delta \right\} - \frac{(1 - R_B)(1 - R_F)\exp(-\alpha d)}{[1 - (R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)]^2} I_0 \right) = 0. \quad (6)$$

Các đường cong trong hình 5 biểu diễn các kết quả được tính toán của phương trình (6) với độ lệch hưởng pha ban đầu δ biến đổi từ sự cộng

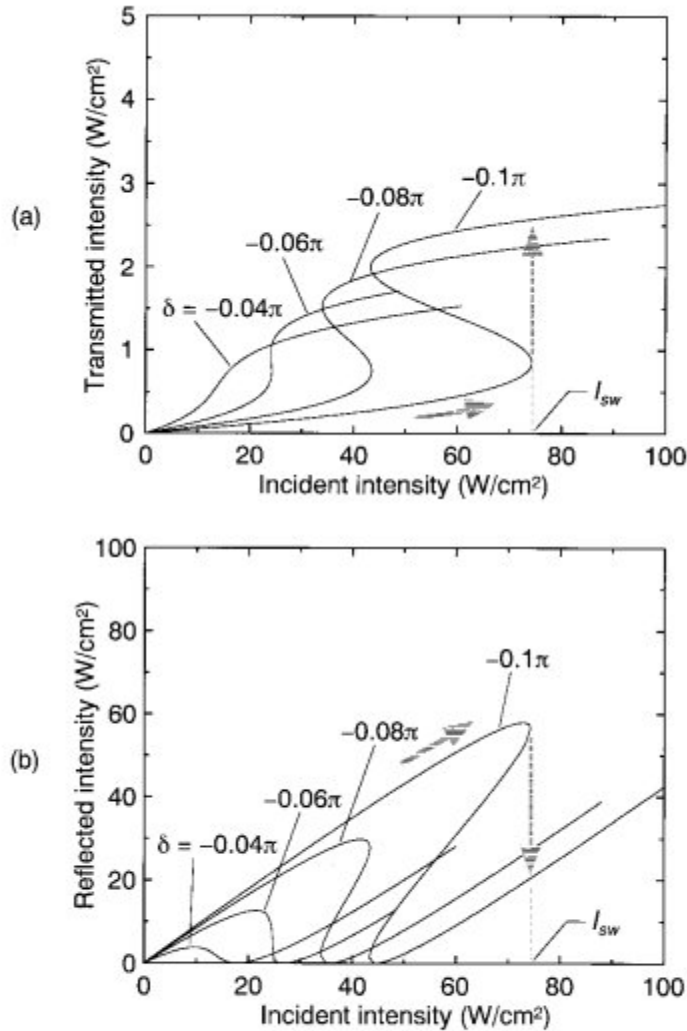


Fig. 5. Light intensity (a) transmitted and (b) reflected by the NFP resonator in dependence on the incident light intensity. Output-input curves are calculated with four different values of cavity detuning (δ) from the Fabry-Perot resonance.

Các giá trị tham số để mô hình hóa là $d=1.0 \mu m$, $R_F=0.81$, $R_B=0.99$, $\alpha=1.10^3 cm^{-1}$, và $n_2=10^{-4} cm^2/W$. Bước sóng của ánh sáng tới được giữ không đổi ở giá trị $0.85 \mu m$ trong khi cường độ biến đổi. Cấu trúc này có thể lưỡng ổn, có trạng thái truyền qua thấp do cường độ ánh sáng tới thấp và trạng thái truyền qua cao do cường độ ánh sáng tới cao. Bởi vì xung ánh sáng đầu vào đi vào buồng cộng hưởng NFP luôn luôn trong điều kiện tới, điểm nghiệm đi theo nhánh thấp hơn trong chu trình trễ như được minh họa trong hình 5a. Sau khi cường độ ánh sáng tới đạt đến I_{sw} , đầu ra tăng dần khi cường độ ánh sáng tới tăng. Buồng cộng hưởng NFP không kẹp đầu ra truyền qua của nó đúng như trong hình 2. Thiết bị số

tiếp theo, chẳng hạn như các thành phần xử lý số quang học hoặc mảng detector quang, sẽ thiết lập ngưỡng của nó đến giữa các mức cường độ truyền qua thấp và cao. Vì thế chúng ta nên sử dụng hệ số truyền qua thấp và cao ở cả hai phía của điểm xuất phát, chẳng hạn I_{sw} để biểu diễn mã nhị phân 0 và 1 tương ứng.

Chúng ta có thể rút ra hệ thức giữa cường độ ánh sáng tới I_0 và cường độ ánh sáng phản xạ I_r từ phương trình (1), (4) và (5) :

$$\begin{aligned} (I_0 - I_r) & \left(1 + \frac{4(R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)}{[1 - (R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)]^2} \right. \\ & \times \sin^2 \left\{ \frac{2\pi n_2 [1 - \exp(-\alpha d)][1 + R_B \exp(-\alpha d)]}{\lambda \alpha [1 - R_B \exp(-2\alpha d)]} \right. \\ & \left. \left. \times (I_0 - I_r) + \delta \right\} - \frac{(1 - R_F)[1 - R_B \exp(-2\alpha d)]}{[1 - (R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)]^2} I_0 = 0. \right. \end{aligned} \quad (7)$$

Hình 5b biểu diễn sự thay đổi cường độ phản xạ khi cường độ tới thay đổi được rút ra từ phương trình siêu việt (7). Chúng ta có thể thay đổi đường cong đầu ra – đầu vào từ một hàm liên tục qua hàm bậc thang của đường cong trễ bằng cách tăng sự lệch hưởng ban đầu từ sự cộng hưởng Fabry – Perot. Để giảm cường độ phản xạ về mức quy chiếu, đường cong cho thấy rằng điều kiện lưỡng ổn chiếm ưu thế hơn. Hệ số phản xạ có thể được chuyển xuống bằng xung tín hiệu, miễn là cường độ vượt qua ngưỡng ở nhánh cao, tức là I_{sw} . Xung tín hiệu ở cường độ thấp hơn ngưỡng sẽ không chuyển mạch thiết bị, vì vậy thiết bị sẽ được giữ ở trạng thái phản xạ cao. Mặc dù các buồng cộng hưởng NFP được đề cập ở trên có hệ số mềm dẻo thấp (<15), ảnh hưởng của sự thay đổi đến các tham số thiết bị và tính đồng đều của chúng vẫn rất quan trọng. Như được chỉ ra trong hình 5, những sự lệch nhỏ so với chiết suất tuyến tính được thiết kế n_0 thay đổi cộng hưởng. Do đó, bước sóng và sự điều hướng góc của ánh sáng tới sẽ là yếu tố cần thiết trong thực hành.

Yếu tố làm cho hệ số góc tuyến tính giảm ở mức quy chiếu là chức năng lý thú nhất của buồng cộng hưởng NFP để loại bỏ cường độ trọng số nhị phân từ ánh sáng tới. Đường cong dạng răng cưa như thế đã được tìm thấy trong các thiết bị quang học lưỡng ổn^{18,25}, và các kết quả sẽ được cải tiến thêm với thiết kế hướng đến bộ so sánh photonic. Đường cong đầu ra – đầu vào như được biểu diễn trong hình 6 được kẹp bởi hai đường bao tương ứng với hệ số phản xạ lệch hưởng R_{off} và hệ số phản xạ cộng hưởng R_{on} .²⁶

$$R_{\text{off}} = 1 - \frac{(1 - R_F)[1 - R_B \exp(-2\alpha d)]}{[1 + (R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)]^2}, \quad (8)$$

$$R_{\text{on}} = 1 - \frac{(1 - R_F)[1 - R_B \exp(-2\alpha d)]}{[1 - (R_F R_B)^{1/2} \exp(-\alpha d)]^2}. \quad (9)$$

Hình 6 tiên đoán điều kiện tham số mang lại sự khác biệt lớn giữa các mức phản xạ cao và thấp trên vùng lưỡng ổn. Theo phương trình (8), việc tăng hệ số phản xạ của các gương có thể tăng hệ số góc của đường bao ở trên. Mặt khác, điều kiện để hệ số góc của đường bao phía dưới tiến tới 0, tức là $R_{\text{on}}=0$ được rút ra từ phương trình (9) có dạng:

$$R_F/R_B = \exp(-2\alpha d). \quad (10)$$

Cơ chế chuyển mạch tương phản cao có thể được giải thích như sau. Với cường độ đầu vào thấp ở trạng thái lệch hướng, hệ số phản xạ tuyệt đối được tăng cường nếu hệ số phản xạ của gương sau được làm cho hơi cao. Khi đặt vào cường độ tới cao, chiết suất được tăng cường làm cho toàn bộ sự phản xạ biến mất khi hệ số phản xạ hiệu dụng của gương sau có độ lớn bằng hệ số phản xạ của gương trước, đem lại trạng thái cộng hưởng.

Dựa trên các gương phản xạ cao bị giới hạn bởi điều kiện bất đối xứng của phương trình (10), chúng ta có thể thu được đặc tuyến phản xạ với tỉ số tắt – mở cao như biểu diễn trong hình 7. Sự lệch hướng pha trong buồng cộng hưởng được thiết kế để làm cho hệ số phản xạ ở điểm nhảy tiến tới 0 (hình 7a) hoặc để tăng cường chu trình trễ (hình 7b). Sự cân bằng được quan sát thấy giữa tính thẳng của cạnh sau và sự offset

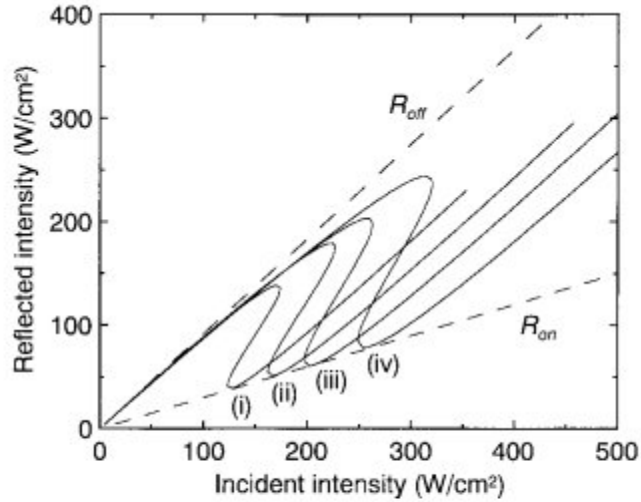


Fig. 6. Reflection characteristics of the NFP resonator for four different mirror reflectivity couples: (i) $R_F = 0.48, R_B = 0.99, \delta = -0.2\pi$; (ii) $R_F = 0.43, R_B = 0.96, \delta = -0.23\pi$; (iii) $R_F = 0.39, R_B = 0.93, \delta = -0.25\pi$; (iv) $R_F = 0.34, R_B = 0.9, \delta = -0.28\pi$. Two envelope lines indicate the off-resonance reflectivity R_{off} and the on-resonance reflectivity R_{on} .

nhỏ tại điểm nhảy trong phản xạ NFP: điều chỉnh hệ số phản xạ gần bằng không tại điểm nhảy làm giảm sự tuyến tính hệ số góc. Trong hình 7, hệ số phản xạ gương càng cao, cường độ tới hạn càng thấp hơn đối với chuyển mạch lưỡng ổn, bởi vì lớp phủ phản xạ cao cải thiện sự phản hồi bù đồng hưởng và tăng cường chiết suất phi tuyến. Hình 8 biểu diễn cường độ chuyển mạch I_{sw} như hàm theo chiều dày hấp thụ ad khi điều kiện lưỡng ổn được thỏa mãn. Hệ số phản xạ gương trước R_F được tối ưu trong phương trình (10) với

$R_B=0.99$ để tạo ra sự phản xạ etalon cực tiểu khi cộng hưởng. Chuyển mạch mức thấp đạt được khi $ad \geq 0.1$, ở đây việc tối ưu không nhạy với việc lựa chọn chính xác hệ số hấp thụ và chiều dày etalon. Khi độ lệch hưởng bù đồng hưởng δ tăng, vùng lưỡng ổn được mở rộng sang các điều kiện ad lớn hơn; tuy nhiên, cường độ chuyển mạch được tăng lên.

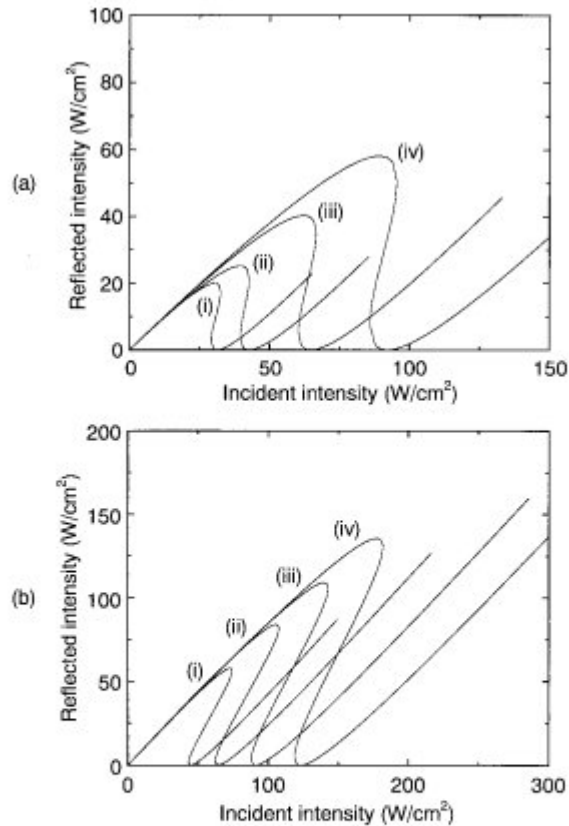


Fig. 7. Reflective output-input characteristics of the NFP resonator with mirror reflectivity of the same relation $R_F/R_B = \exp(-\alpha d)$: (i) $R_F = 0.81, R_B = 0.99$; (ii) $R_F = 0.78, R_B = 0.95$; (iii) $R_F = 0.74, R_B = 0.9$; (iv) $R_F = 0.7, R_B = 0.85$. Cavity detuning δ is designed for (a) zero reflection at downward switching, (i) -0.07π , (ii) -0.08π , (iii) -0.1π , (iv) -0.12π , and for (b) enhancement of the hysteresis loop, (i) -0.1π , (ii) -0.12π , (iii) -0.14π , (iv) -0.16π .

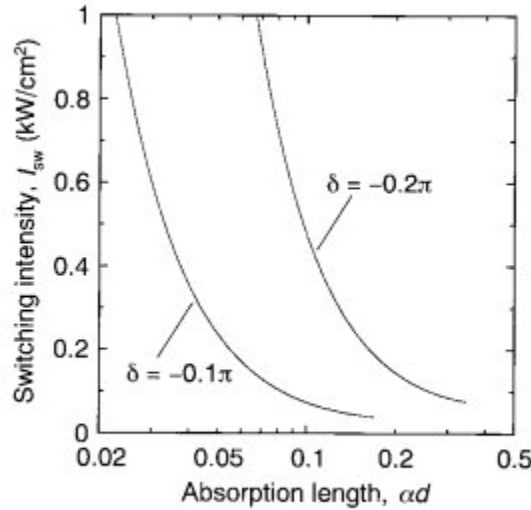


Fig. 8. Switching intensity for the NFP resonator as a function of absorption length αd with α fixed at $1 \times 10^3 \text{ cm}^{-1}$.

4. Mô phỏng chuyển đổi A/D

Bộ chuyển đổi A/D lí tưởng có hàm truyền với bước mã đồng đều rộng 1 LSB. Trong thực tế, các hàm truyền cho thấy sai số phi tuyến cũng như sai số độ lợi và sai số offset²⁷. Trong mô phỏng này, sai số độ lợi và sai số offset có thể được xác định bên ngoài ở bộ khuếch đại quang học và trong giai đoạn lấy mẫu. Các bài toán tới hạn cụ thể là các sai số bất khả quy là phi tuyến vi phân (DNL) và phi tuyến tích phân (INL). DNL xuất hiện khi băng thông lượng tử hóa lệch so với trường hợp lí tưởng, dẫn đến thiếu tính trơn trong hàm truyền. Nếu DNL mở rộng, một số mã có thể bị thiếu; trong trường hợp tới hạn, hàm truyền trở thành không đơn điệu. Sai số DNL E_d được định nghĩa là độ lệch cực đại của độ rộng mã thực P_n với giá trị lí tưởng P_q (=1 LSB) trên giá trị toàn thang đo P_{FS} ²⁸,

$$E_d = \frac{|P_n - P_q|_{\max}}{P_{FS}} \times 100 (\%). \quad (11)$$

Thậm chí khi DNL riêng nhỏ, hiệu ứng tích lũy có thể làm méo tín hiệu khi tiến tới phạm vi toàn thang đo. Đây gọi là INL lệch hàm truyền từ đường thẳng lí tưởng. Sai số INL E_i được cho bởi độ lệch trường hợp xấu nhất của một mã thực sự từ đường thẳng được vẽ qua các điểm cuối của hàm truyền, được biểu diễn như phần trăm của toàn thang đo.

Để đánh giá tính mềm dẻo của hệ thống chuyển đổi A/D, bộ khuếch đại quang học được giả sử là thực hiện khuếch đại tuyến tính,

và sự mất mát luân chuyển được bỏ qua trong mô phỏng. Cường độ

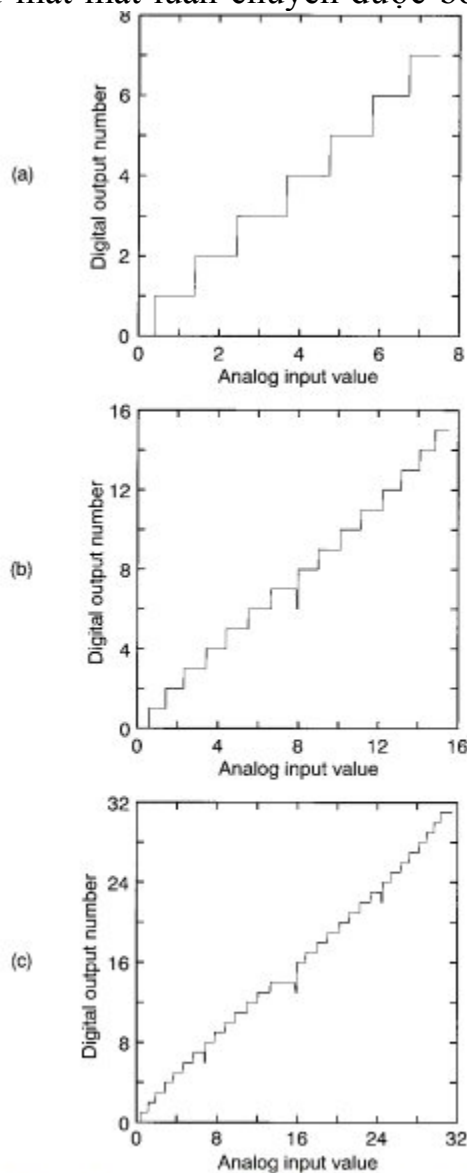


Fig. 9. Transfer functions for (a) 3-bit, (b) 4-bit, and (c) 5-bit A/D conversions. The analog input values are normalized by quanti-

lệch được cộng với tín hiệu mẫu để xử lý số hóa, đưa đến sự bất định lượng tử $\pm 1/2$ LSB. Hình 9 biểu diễn hệ thức cuối cùng giữa giá trị đầu vào tương tự và số đầu ra digital đối với phân giải 3 đến 5 bit. Hoạt động của bộ so sánh dựa trên NFP được minh họa trong trường hợp $R_B=0.99$, $R_F=0.81$, $ad=0.1$ và $\delta=-0.07\pi$ trong hình 7a. Trong trường hợp này, bù công hưởng NFP đạt tới hệ số phản xạ bằng không ở điểm chuyển mạch. Độ lợi của bộ khuếch đại quang học được thiết lập bằng 4.77dB trên toàn bộ khoảng cường độ đầu vào. Chúng ta thấy rằng E_d bằng 2.9% và 2.1 % đối với chuyển đổi $N=3$ và 4 bit tương ứng. Bởi vì sai số $DNL > 1$ LSB trong chuyển đổi 5 bit,

mã 01111 bị bỏ qua tương ứng với điểm thay đổi. Sự chuyển đổi đơn điệu bị mất ở dịch chuyển giữa thang đối với chuyển đổi 4 bit. Cũng như đối với chuyển đổi 5 bit, các mức $\frac{1}{4}$ và $\frac{3}{4}$ toàn thang, cũng như $\frac{1}{2}$ toàn thang trở thành không đơn điệu. Điều này là do hệ số phản xạ tới hạn trong đáp ứng chuyển mạch đi xuống. Sai số INL của E_i được ước tính lên đến 2.2% và 3.5% tương ứng với phân giải 3 bit và 4 bit. Sau 5 vòng, độ lệch của hàm truyền tăng dần đến 1 LSB, dẫn đến sai số INL 3.2%. Những sai số này có thể được cực tiểu hoá bằng cách điều khiển độ lợi quang học nhưng không thể được hạn chế hoàn toàn.

Một cách tiếp cận khác là sử dụng sự kiện sườn sau có thể rõ nét trong phản xạ NFP. Như được biểu diễn trong hình 5b, sườn rõ nét do độ rộng chu trình dài của tính lưỡng ổn quang học. Cần chú ý rằng sự tuyến tính hóa hệ số góc được giữ gần lân cận của điểm không liên tục, mặc dù ánh sáng tới không thể thiết lập lại hệ số phản xạ ở I_{sw} . Sự phản xạ được phân cực này không tạo nên giới hạn cơ bản của hệ chuyển đổi A/D photonic. Bộ khuếch đại quang học cần điều chỉnh ngưỡng của nó sao cho sự truyền qua bằng 0 tại I_{sw} . Như được minh họa trong hình 10, chúng ta có thể thực hiện bù offset bằng cách kích hoạt vị trí ngưỡng của bộ khuếch đại quang học theo hoặc đầu ra nhị phân 0 (trường hợp I) hoặc 1 (trường hợp II) của bộ so sánh photonic. Trong trường hợp này, các thiết bị điện tử liên kết với mỗi pixel bộ so sánh chuyển xung đầu ra nhị phân thành xung điện, nó kích hoạt liên tục ngưỡng của bộ khuếch đại quang học.

Một phương pháp tinh tế để điều chỉnh ngưỡng như thế có thể thu được bằng cách hợp nhất một bộ hấp thụ bão hòa quang học hoặc buồng cộng hưởng trong bộ khuếch đại quang học^{29,30}, hoặc bằng cách sử dụng kỹ thuật trộn sóng khúc xạ quang. Theo cách tương tự như

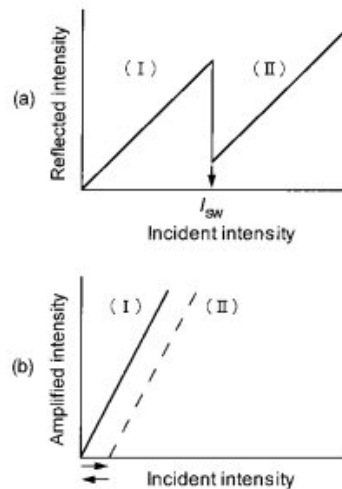


Fig. 10. Schematic representation of the associated output-input characteristics of (a) the photonic comparator and (b) the optical amplifier with a shiftable threshold. (I) and (II) indicate the cases for the binary outputs 0 and 1, respectively.

học. Một phương pháp tinh tế để điều chỉnh ngưỡng như thế có thể thu được bằng cách hợp nhất một bộ hấp thụ bão hòa quang học hoặc buồng cộng hưởng trong bộ khuếch đại quang học^{29,30}, hoặc bằng cách sử dụng kỹ thuật trộn sóng khúc xạ quang. Theo cách tương tự như

trong hình 9, chuyển đổi A/D được mô phỏng đối với phân giải 5 đến

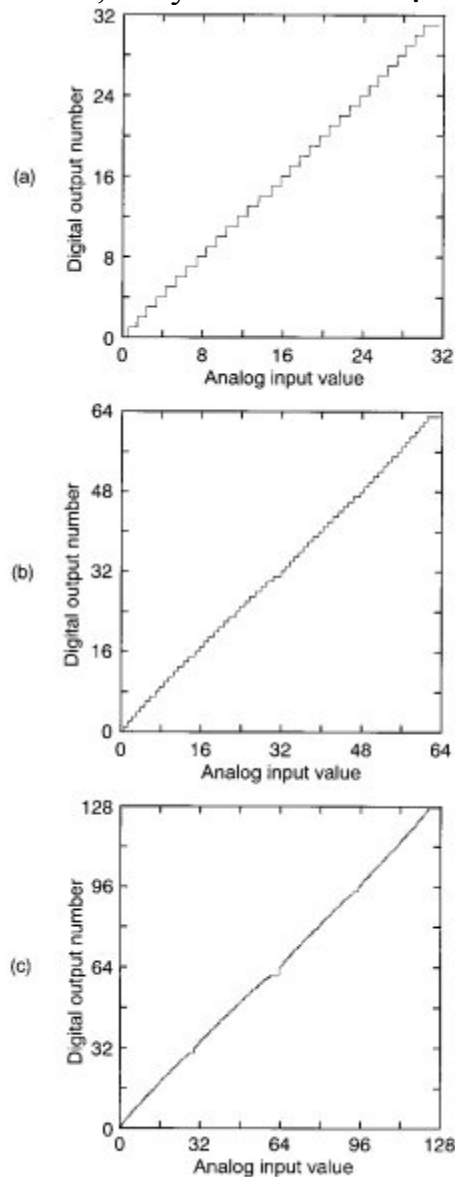


Fig. 11. Transfer functions for (a) 5-bit, (b) 6-bit, and (c) 7-bit A/D conversions for the optical thresholding amplifier associated with

7 bit như được biểu diễn trong hình 11. Tham số thiết bị được chọn là $R_B=0.99$, $R_F=0.81$, $ad=0.1$ và $\delta=-0.07\pi$ từ hình 7b. Bộ khuếch đại quang học được điều khiển ngưỡng và độ lợi theo đầu ra nhị phân. Trong hình 11, độ lợi quang học (theo decibel) đối với trường hợp I và trường hợp II được điều chỉnh là (a) 3.78, 3.71; (b) 3.87, 3.71; và (c) 3.84, 3.69. Các hàm truyền cuối cùng có biên dạng bậc thang đặc trưng có sự tuyến tính tốt của phản xạ NFP. Giới hạn phân giải được cải tiến đến 6 bit. Sai số phi tuyến đối với $N=5$ bit được tính tại DNL bằng 0.94% và INL bằng 1.1%, tương ứng $<1/2$ LSB. Chuyển đổi 6 bit có sai số DNL và INL tương ứng là 0.94% và 1.5%. Những giá trị

này vượt quá tiêu chuẩn sai số phi tuyến cực đại $\pm 1/2\text{LSB}$, vẫn còn giữ ở mức $\pm 1/2\text{LSB}$. Mã lỗi thiếu được quan sát tại các điểm mang chính trong hàm truyền 7 bit. Ở đây, mã thiếu có thể cho chúng ta biết sự lệch của phản xạ NFP thực tế với đường cong răng cưa lý tưởng.

5. Thảo luận

Sự đơn giản về mặt cấu trúc phụ thuộc vào hàm truyền NFP cho thấy vấn đề chính xác đặt ra một cách thực tế cho hệ thống này đối với sự phân giải bit cao. Việc khớp đường cong phản xạ với đường cong răng cưa lý tưởng sẽ đạt được việc lấy tỉ lệ tuyến tính biên độ với các bit bậc cao hơn. Phương pháp này có thể thực hiện được bằng cách sử dụng sự tương ứng giữa đáp ứng bước sóng và đặc tuyến đầu ra –đầu vào của buồng cộng hưởng NFP²¹. Chúng ta có thể bỏ các vân bộ lọc Fabry-Perot bằng cách sử dụng các bộ lọc dải giữa ở buồng cộng hưởng NFP, dẫn đến một chu trình trễ dốc đứng. Tuy thế, sự mở rộng trực tiếp của kiến trúc này đến hơn 8 bit là bất khả thi. Cấu hình tối ưu đối với sự phân giải bit cao hơn là một phương pháp lai hóa với bộ chuyển đổi động bit thấp tốc độ cao.

Kiến trúc photonic này cần một bộ khuếch đại quang học cung cấp sự tuyến tính dải rộng trên cường độ tới từ mức tín hiệu LSB hệ thống đến mức tín hiệu MSB cuối cùng. Đây có thể là một giới hạn đáng kể đối với một kiến trúc phân giải cao. Nỗ lực lớn trong việc thích ứng với các bộ khuếch đại tương tự quang học rất cần thiết trước khi hệ thống đi vào sử dụng thực tế. Một vấn đề khác nảy sinh từ bộ khuếch đại quang học là nhiễu phát xạ tự phát có thể tích lũy trong hoạt động theo chu kỳ. Tuy nhiên, bộ lọc lấy dải quang học thường được sử dụng để chỉ cho qua bước sóng tín hiệu.

Đặc tuyến thời gian của buồng cộng hưởng NFP bị ảnh hưởng bởi hai yếu tố chính: Một là thời gian cần thiết để trường đạt đến trạng thái cân bằng và yếu tố còn lại là đáp ứng thời gian của chính vật liệu phi tuyến. Các kết quả được báo cáo đã cho thấy thời gian thiết lập nhỏ hơn 100 fs trong thiết bị cộng hưởng dày khoảng 1 μm . Qua so sánh, thời gian đáp ứng của vật liệu phi tuyến được xác định là nằm trong các vùng pico giây và nano giây. Vận tốc xử lý của bộ so sánh NFP phụ thuộc vào đáp ứng thời gian của vật liệu phi tuyến, nhờ đó có thể đạt được tốc độ cao đáng kể lớn hơn 10 GHz. Giả sử rằng đường đi trọn một vòng trong không gian tự do là 90 mm, sơ đồ này sẽ sử dụng chuỗi xung được mã hóa bao gồm các xung ánh sáng ngắn với khoảng cách thời gian 300 ps. Việc này làm cho tốc độ lấy mẫu ở trong khoảng 500 triệu mẫu trên giây đối với hoạt động 6 bit. Kiến trúc có thể hoạt động kết nối với kỹ thuật lấy mẫu quang học tốc độ cao. Các thiết bị lấy mẫu dữ liệu, chẳng hạn như SLM,

các pixel thông minh, và các mảng laser phát xạ mặt buồng cộng hưởng thẳng đứng có thể cung cấp hệ thống chuyển đổi A/D photonic với các xung lấy mẫu giga Hz. Hơn nữa, làm việc với các laser xung ngắn cho thấy sự phi tuyến đáng kể và khắc phục được các hiệu ứng nhiệt làm thay đổi chiết suất với hằng số thời gian lớn.

6. Kết luận:

Chúng tôi đã đề xuất một cách tiếp cận mới cho phương pháp chuyển đổi A/D photonic tích hợp buồng cộng hưởng NFP với một bộ khuếch đại quang học trong một mạch photonic hồi quy. Bộ so sánh NFP có cả đầu ra tương tự và số, hơn nữa nó mang lại sự đơn giản cho các thiết kế mạch nâng cao đối với sơ đồ chuyển đổi A/D. Đặc tính so sánh như thế được thỏa mãn khi ánh sáng đầu ra từ buồng cộng hưởng NFP có đáp ứng răng cưa khi phản xạ và đáp ứng từng bậc trong khi truyền qua. Chuyển đổi A/D có khả năng cung cấp đến 6 bit phân giải mà không có sai số đáng kể. Giới hạn cơ bản trong việc phân giải bit là do sự uốn của đường cong phản xạ phụ thuộc cường độ, nó làm tăng sai số phi tuyến trên nhiều chu kỳ bit. Kiến trúc photonic mới này có các đặc tính đáng quan tâm như khóa tốc độ cao, xử lý song song và tương thích với các hệ hoạt động dựa trên photonic hiện có.

References

1. R. H. Walden, "Analog-to-digital converter technology comparison," in *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium 1994. Technical Digest 1994, 16th Annual* (Institute of Electrical and Electronics Engineers, New York, 1994), pp. 217–219.
2. H. F. Taylor, "An optical analog-to-digital converter—Design and analysis," *IEEE J. Quantum. Electron.* **QE-15**, 210–216 (1979).
3. P. E. Pace and D. Styer, "High-resolution encoding process for an integrated optical analog-to-digital converter," *Opt. Eng.* **33**, 2638–2645 (1994).
4. B. Jalali and Y. M. Xie, "Optical folding-flash analog-to-digital converter with analog encoding," *Opt. Lett.* **20**, 1901–1903 (1995).
5. Y. Li and Y. Zhang, "Optical analog-to-digital conversion using acousto-optic theta modulation and table lookup," *Appl. Opt.* **30**, 4368–4371 (1991).
6. J. Cai and G. W. Taylor, "Optoelectronic thyristor-based photonic smart comparator for analog-to-digital conversion," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **11**, 1295–1297 (1999).
7. M. Y. Frankel, J. U. Kang, and R. D. Esman, "High-performance photonic analogue-to-digital converter," *Electron. Lett.* **33**, 2096–2097 (1997).
8. A. Yariv and R. G. M. P. Koumans, "Time interleaved optical sampling for ultra-high speed A/D conversion," *Electron. Lett.* **34**, 2012–2013 (1998).
9. H. K. Liu, "Coherent optical analog-to-digital conversion using a single halftone photograph," *Appl. Opt.* **17**, 2181–2185 (1978).
10. A. Armand, A. A. Sawchuk, T. C. Strand, D. Boswell, and B. H. Soffer, "Real-time parallel optical analog-to-digital conversion," *Opt. Lett.* **5**, 129–131 (1980).
11. Y. Hayasaki, M. Mori, and N. Nishida, "Optical image transformations for fully parallel optical analog-to-digital conversion," *Appl. Opt.* **37**, 3607–3611 (1998).

12. A. G. Larsson and J. Maserjian, "Molecular beam epitaxy engineered III-V semiconductor structures for low-power optically addressed spatial light modulators," *Opt. Eng.* **31**, 1576–1582 (1992).
13. H. S. Hinton, "Progress in the smart pixel technologies," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* **2**, 14–23 (1996).
14. K. D. Choquette and D. G. Deppe, eds., *Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers*, SPIE **3003** (1997).
15. K. T. Jeong, O. Hanaizumi, I. Syuaib, S. Kashiwada, K. Kawase, and S. Kawakami, "Analysis and assessment of the gain of optically pumped surface-normal optical amplifiers," *Opt. Commun.* **135**, 227–232 (1997).
16. R. Akins and S. Lee, "Coherent optical image amplification by an injection-locked dye amplifier at 632.8 nm," *Appl. Phys. Lett.* **35**, 660–663 (1979).
17. X. Zureng, Z. Guiyan, and L. Fucheng, "Application of the CuBr vapor laser as an image-brightness amplifier in high-speed photography and photomicrography," *Appl. Opt.* **31**, 3395–3397 (1992).
18. S. D. Smith, "Optical bistability, photonic logic, and optical computation," *Appl. Opt.* **25**, 1550–1564 (1986).
19. K.-K. Law, J. L. Merz, and L. A. Coldren, "Superlattice surface-normal asymmetric Fabry-Perot reflection modulators: optical modulation and switching," *IEEE J. Quantum Electron.* **29**, 727–740 (1993).
20. S. Tsuda, W. H. Knox, E. A. de Souza, W. Y. Jan, and J. E. Cunningham, "Low-loss intracavity AlAs/AlGaAs saturable

Bragg reflector for femtosecond mode locking in solid-state lasers," *Opt. Lett.* **20**, 1406–1408 (1995).

21. H. M. Gibbs, *Optical Bistability: Controlling Light with Light* (Academic, New York, 1985).
22. S. Ohtsuka, T. Koyama, K. Tsunemoto, H. Nagata, and S. Tanaka, "Nonlinear optical property of CdTe microcrystallites doped glasses fabricated by laser evaporation method," *Appl. Phys. Lett.* **61**, 2953–2954 (1992).
23. K. Uchida, S. Kaneko, S. Omi, C. Hata, H. Tanji, Y. Asahara, A. J. Ikushima, T. Tokizaki, and A. Nakamura, "Optical nonlinearities of a high concentration of small metal particles dispersed in glass: copper and silver particles," *J. Opt. Soc. Am. B* **11**, 1236–1243 (1994).
24. T. Tokizaki, A. Nakamura, S. Kaneko, K. Uchida, S. Omi, H. Tanji, and Y. Asahara, "Subpicosecond time response of third-order optical nonlinearity of small copper particles in glass," *Appl. Phys. Lett.* **65**, 941–943 (1994).
25. B. S. Wherrett, "Fabry-Perot bistable cavity optimization on reflection," *IEEE J. Quantum Electron.* **QE-20**, 646–651 (1984).

26. H. J. Eichler, "Optical multistability in silicon observed with a cw laser at $1.06\ \mu\text{m}$," *Opt. Commun.* **45**, 62–66 (1983).
27. D. H. Sheingold, ed., *Analog-Digital Conversion Handbook*, 3rd ed. (Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1986).
28. B. M. Gordon, "Linear electronic analog/digital conversion architectures, their origins, parameters, limitations, and applications," *IEEE Trans. Circuits Syst.* **25**, 391–418 (1978).
29. W. Seka and E. Stüssi, "Nonlinear absorber characteristics and their effects on discrimination amplifiers," *J. Appl. Phys.* **47**, 3538–3541 (1976).
30. A. Karlsson and M. Höjjer, "Analysis of a VCLAD: vertical-cavity laser amplifier detector," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **7**, 1336–1338 (1995).
31. C. Gu, S. Campbell, J. Hong, Q. B. He, D. Zhang, and P. Yeh, "Optical thresholding and maximum operations," *Appl. Opt.* **31**, 5661–5665 (1992).
32. R. R. Boye, R. W. Ziolkowski, and R. K. Kostuk, "Resonant waveguide-grating switching device with nonlinear optical material," *Appl. Opt.* **38**, 5181–5185 (1999).

www.mientayvn.com