

ISSN 1390-6712

MASKAY



Vol. 8, No. 2

Revista MASKAY

Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones
Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE

DIRECTOR DEL DEEE

Mayo. de COM. Carlos Enrique González Mantilla

EDITOR GENERAL

Diego Arcos Avilés

CONSEJO EDITORIAL

Enrique V. Carrera (ESPE)
Carlos Julio Tierra (UFRJ)
Diego Benítez (USFQ)
Lauro Ojeda (UMICH)
Ana Guamán (ESPE)
Juan Pablo Robelly (R&S)
Vinicius Petrucci (UFBA)
José Luis Rojo (URJC)
Daniel Ochoa (ESPOL)
Alexis Tinoco (ESPE)
Martha Cecilia Paredes (EPN)

INFORMACIÓN DE CONTACTO

Revista MASKAY
Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones
Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE

Av. Gral. Rumiñahui (S/N)
P. O. Box 17-15-243B
Sangolquí, Pichincha, Ecuador
Telf. +593 2 3989400 ext 1867

El contenido de los artículos aquí publicados es responsabilidad exclusiva de sus correspondientes autores. Mayor información en <https://journal.espe.edu.ec/ojs/index.php/maskay/index>.

Presentación

El Departamento de Eléctrica y Electrónica de la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, consciente de su gran responsabilidad con la sociedad, busca proponer e impulsar iniciativas tendientes a fomentar el desarrollo integral de la ingeniería eléctrica y electrónica en el Ecuador. Como resultado de este compromiso, nace en el año 2011 la revista Maskay. Esta revista sintetiza de una forma documentada los esfuerzos en investigación y desarrollo que desarrollan los docentes/investigadores y estudiantes de la región.

En la actualidad, la revista MASKAY se encuentra indexada en diversas bases de datos: **SciELO-Ecuador**, **Latindex**, **LatAm-Studies** Estudios Latinoamericanos, **RootIndexing**, **MIAR** (Matriz de Información para el análisis de Revistas), **DOAJ** (Directory of Open Access Journals), **DRJI** Directory of Research Journals Indexing) y **REDIB** (Red Iberoamericana de Innovación y Conocimiento Científico), con el objetivo de difundir a nivel internacional las publicaciones realizadas en esta revista. Además, para que exista una mejor divulgación de sus contenidos, la revista MASKAY cuenta con número **DOI (Digital Object Identifier)** legítimamente registrado y validado por **Crossref**, lo que permite una fácil localización de sus contenidos en la web.

En este segundo número de la octava edición, la revista MASKAY pone a consideración de la comunidad científica cinco trabajos de investigación realizados por investigadores de centros de educación superior de Latinoamérica.

Diego Arcos Avilés
Editor General

Contenido

Circuitos Integrados Fotónicos para la Generación de Frecuencias Ópticas (OFCG)

DOI: 10.24133/maskay.v8i2.1030

Vinicio Fabián Corral Carrera, Guillermo Carpintero, Robinson Guzmán..... 46

Protección de estaciones terrenas de los servicios fijo por satélites en Norte América

DOI: 10.24133/maskay.v8i2.1032

Randy Verdecia Peña, Rainel Sanchez Pino..... 54

Revisión bibliográfica de sistemas de control para gestión de micro-redes de energía

DOI: 10.24133/maskay.v8i2.971

José Luis Sampietro, Pablo Pico Valencia..... 60

Modelado de base fenomenológica del secador ATM-52 empleado en el proceso de producción de pasta cerámica

DOI: 10.24133/maskay.v8i2.1087

Andrés López, Manuela Walteros, Pablo Rivadeneira..... 67

Visión artificial mediante el coeficiente de correlación para exámenes de retinoscopia

DOI: 10.24133/maskay.v8i2.1059

Henry Ernesto Vallejo Vizhuete, Jorge Paucar, Oswaldo Martinez..... 75

Comité Técnico

Darwin Aguilar	Omar Aguirre
Daniel Altamirano	Hernán Álvarez
Diego Arcos Avilés	Vanessa Benavides
Ana Cabrera	Enrique V. Carrera
William Chamorro	Fausto Granda
Ana Guamán	Julio Larco
Rubén León	Jacqueline Llanos
Paúl Mejía	Manolo Paredes
Randy Peña	Carlos Ponce
Pablo Ramos	Cristian Tasiguano
Alfonso Tierra	Alexis Tinoco
Diego Villamarín	Mónica Zabala

Circuitos Integrados Fotónicos para la Generación de Frecuencias Ópticas (OFCG) *Photonic Integrated Circuits for Optical Frequency Comb Generation (OFCG)*

F. Vinicio Corral, Guillermo Carpintero, Robinson Guzmán

Abstract—We present the progress made in the development of optical frequency combs generators (OFCG) using Photonic Integrated Circuits (PIC). These are designed and manufactured in a Multi-project Wafer run at generic integration platform. The experimental results of the different OFCG classes are shown, highlighting the bandwidths achieved, in the order of THz. The feasibility of providing miniaturized photonic circuits in broadband systems and other future applications in the framework of nanotechnology is highlighted.

Index Terms—Laser diode, Optical fiber, Optical frequency comb, Photonic integrated circuits, Photonics.

Resumen—Se presentan los avances realizados en el desarrollo de generadores de peines de frecuencias ópticas (OFCG, Optical Frequency Comb Generator) mediante circuitos integrados fotónicos (PIC, Photonic Integrated Circuits). Los PICs son diseñados y fabricados en un proceso de oblea multi-proyecto de una plataforma genérica de integración. Se muestran los resultados experimentales de las diferentes clases de OFCG que destacan los anchos de banda logrados, en el orden de THz. Se resalta la factibilidad de disponer circuitos fotónicos miniaturizados en sistemas de banda ancha y otras aplicaciones futuras en el marco de la nanotecnología.

Palabras Claves—Circuitos integrados fotónicos, Diodo láser, Fibras ópticas, Fotónica, Peine de frecuencias ópticas.

I. INTRODUCCIÓN

LOS generadores de frecuencias ópticas (OFCG, Optical Frequency Comb Generator) es un tema de actualidad, pues constituyen referencias de frecuencia con múltiples campos de aplicación. Son utilizados en comunicaciones ópticas como fuentes para transmisores en sistemas de multiplexación densa por división de longitud de onda (DWDM, Dense Wavelength Division Multiplexing) que explotan el gran ancho de banda de las fibras ópticas monomodo [1], [2]. DWDM es una técnica de transporte que multiplexa varias señales sobre una sola fibra óptica mediante portadoras ópticas de diferente longitud de onda, al incrementar la capacidad de los enlaces, en las que es fundamental mantener la separación de frecuencia entre las

mismas. La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) ha definido el estándar G.692 para DWDM en el que establece unas longitudes de onda o canales utilizables por los sistemas DWDM (la denominada “rejilla ITU”), en la banda de 1550nm [3]. Dicha rejilla se especifica en frecuencia con espaciados de 100 GHz (equivalente a 0.8nm) y 50 GHz para sistemas con mayor densidad de canales. Un solo peine de frecuencias, potencialmente reemplaza a múltiples fuentes individuales de láseres, y optimiza los sistemas.

Las técnicas más utilizadas para conseguir OFCG son: a) Moduladores en cascada [4], [5], b) Moduladores en anillo recirculante [6] y c) Láseres mode-locked [7].

Nuestra investigación se ha enfocado en el desarrollo de OFCG basados en circuitos integrados fotónicos, por sus múltiples ventajas como menor tamaño, mayor simplicidad en el ensamblaje, menor consumo de potencia, alta confiabilidad y mejor rendimiento porque se integran elementos activos y pasivos en el mismo chip. Además, se pueden utilizar plataformas genéricas de integración, en las que diferentes circuitos fotónicos con un amplio rango de funcionalidades pueden ser construidos a partir de un número limitado de bloques estandarizados básicos (denominados “building blocks”), tales como amplificadores, moduladores, fotodiodos y componentes pasivos como guías de onda, acopladores, filtros y multiplexores. Los bloques estándares son provistos por las plataformas genéricas y al utilizar software de diseño y simulación, se pueden crear nuevos circuitos. Después, los PICs provenientes de diferentes diseñadores, que usan la misma plataforma, pueden compartir el proceso de fabricación común en una ronda denominada MPW (Multi-Project Wafer), con calidad confiable y reducción de costos [8]. Además, los PICs diseñados pueden ser utilizados en otros proyectos o sistemas.

Hay varios grupos de investigación que trabajan en PICs [9]-[13]. Existen muy pocos dispositivos integrados con moduladores en cascada y la mayor parte de las implementaciones de las estructuras de OFCG en anillo circulante utilizan sólo fibra óptica; recientemente se han comenzado a fabricar con circuitos integrados fotónicos. Un ejemplo basado en material InP se tiene en la referencia [9] cuyos elementos están integrados en un solo chip. Este dispositivo tiene como novedad adicional la incorporación de un interferómetro Mach-Zehnder (MZI, Mach Zehnder Interferometer), con moduladores de fase en cada uno de sus

F. Vinicio Corral. Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, Sangolquí, Ecuador (e-mail: fvcorral@espe.edu.ec).

G. Carpintero y R. Guzmán. Departamento de Tecnología Electrónica, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, Madrid, España.

brazos, insertado en el lazo amplificado para modular el láser de entrada. Esta estructura necesita para su funcionamiento un láser semilla y el peine óptico obtenido tiene un amplio rango de sintonización de la longitud de onda central (80nm).

En [13] se presenta una novedosa técnica integrada de generación de peines ópticos basada en resonadores en anillo, al utilizar diversos materiales como SiO_2 y Si_3N_4 .

En cuanto a estructuras OFCG mediante láseres mode locked se tienen varios resultados. Por ejemplo, con láseres mode locked pasivo (PMLL) en configuración anillo integrado se han obtenido grandes anchos de banda de 1.41 THz (11.5nm) [14] y 1.31 THz (10.5nm) [15], @ -3 dB. También se ha demostrado que con láseres mode locked pasivo en configuración PIC se logran mayores anchos de banda que con moduladores basados en anillo de fibra óptica (5nm @ -3 dB) [16].

En el transcurso de la investigación se han caracterizado varias estructuras que implementan un OFCG fabricadas en PICs. Primero se trabajó con moduladores en anillo recirculante, con diferentes estructuras: a) OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo; b) OFCG con moduladores de fase y láser semilla interno y c) OFCG con modulador de fase, modulador de intensidad (MZM, Mach Zehnder Modulator) y láser semilla interno. Después se desarrolló un OFCG basado en un láser anillo mode locked pasivo monolíticamente integrado [15], cuyo diseño permite generar frecuencias ópticas espaciadas 10 GHz y que al no requerir fuente láser semilla, es comparativamente más ventajoso que el OFCG con moduladores en anillo recirculante. El presente artículo tiene como objetivo describir los diseños de PICs realizados y presentar los resultados de las mediciones. Su estructura es la siguiente: en la Sección II se describen los dispositivos OFCG diseñados y fabricados. En la Sección III se presentan y analizan las mediciones de potencia y espectro óptico obtenidos. Finalmente, las conclusiones más relevantes son expuestas en la Sección IV.

II. DESCRIPCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS

Un OFCG es una fuente óptica que genera un gran número de longitudes de onda, equi-espaciadas en frecuencia y de igual amplitud, idealmente todas ellas enganchadas en fase; es decir, sincronizadas. La diferencia en frecuencia entre dos modos o líneas adyacentes se conoce como espaciamiento (por ejemplo 0.08nm, equivalente a 10 GHz), como se observa en la Fig. 1. Espaciamiento de frecuencias típicos logrados con OFCG en el estado del arte actual son de 6 a 20 GHz [16]).

A. Descripción del OFCG basado en un anillo recirculante mediante moduladores de fase

Se presenta el diseño de un PIC que implementa el OFCG basado en un anillo recirculante mediante moduladores de fase electro-ópticos (EOPM, Electro-Optic Phase Modulator) [6]. El diseño se basa en los bloques estándares de la plataforma de integración de OCLARO Tech [17].

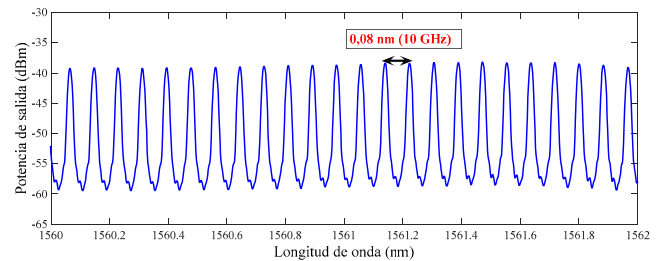


Fig. 1. Peine de frecuencias ópticas con espaciamiento entre líneas de 0.08 nm.

El peine óptico produce múltiples longitudes de onda, equiespaciadas por la frecuencia RF de entrada proporcionada por un sintetizador externo, a partir de una longitud de onda (λ semilla). Esta λ semilla se puede introducir externamente o por fuente interna (on-chip), por medio de un láser monomodo (DBR, Distributed Bragg Reflector), para desarrollar un OFCG totalmente integrado. La ventaja de esta estructura es que se trata de un dispositivo compacto de pequeñas dimensiones (chip de 6 mm x 2mm), cuyos elementos se interconectan con guías de onda de InP que reemplaza a la fibra óptica, y así evita variaciones térmicas que afecten la señal generada. La fotografía del PIC diseñado y fabricado se muestra en la Fig. 2.



Fig. 2. Fotografía del PIC, generador de peine de frecuencias ópticas, que muestra los tres anillos: superior, medio e inferior.

El chip diseñado incluye tres estructuras en anillo, cada una con diferente longitud de cavidad, para experimentar con diversas frecuencias. Se denominan a estos anillos como SUPERIOR (longitud 8000 μm , frecuencia de repetición, $f_{RP} = 10$ GHz), MEDIO (longitud 12100 μm , $f_{RP} = 6.7$ GHz) e INFERIOR (longitud 10400 μm , $f_{RP} = 7.5$ GHz). Se trabajó con el primer anillo para lograr un esquema de OFCG con moduladores de fase y láser semilla externo (10 GHz). Este anillo superior dispone de los siguientes bloques estándares, que se describen en el manual de diseño de la plataforma de integración [17]:

- Dos moduladores EOPM, de 1000 μm de longitud cada uno. Basados en trabajos experimentales descritos en el manual, esta longitud es recomendada para lograr una eficiente modulación a altas frecuencias (~10 GHz) y bajos voltajes de polarización (< 5 voltios) [18]. Se usan dos moduladores para conseguir un mayor número de líneas del peine óptico y por lo tanto, para aumentar su ancho de banda [19].
- Una zona de ganancia conformada por un amplificador óptico de semiconductor (SOA, Semiconductor Optical Amplifier) de 750 μm de longitud, establecida mediante

un típico grupo de curvas de ganancia modal versus longitud de onda y densidad de corriente de inyección, que presenta el manual de diseño de la plataforma.

- c) Una guía de onda pasiva con control de fase (WPS, Weak Waveguide with phase control), de $500\mu\text{m}$ de longitud, que permite el cambio del índice de refracción (desplazamiento de fase), a través de la inyección de corriente. El manual de diseño de la plataforma define curvas que relacionan la variación del índice de refracción así como las pérdidas (cm^{-1}), respecto a la corriente/unidad de longitud ($\text{mA}/\mu\text{m}$), para definir la longitud del WPS. Este elemento se encarga de la sintonización fina de la fase de la señal que se genere.

La longitud total de la cavidad es $8062\mu\text{m}$, que se calcula para conseguir un espaciamiento de frecuencia de 10 GHz. El esquema de este anillo se muestra en la Fig. 3; la estructura tiene dos accesos que permiten inyectar el láser externo y observar la potencia óptica de salida por el otro extremo.

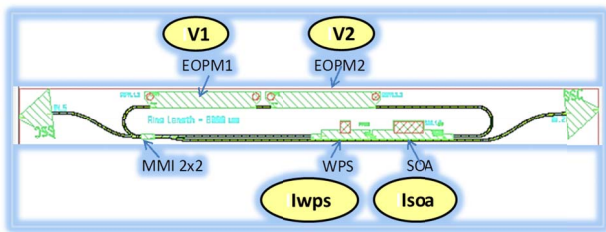


Fig. 3. Estructura del anillo OFCG con láser semilla externo, con dos EOPMs, un SOA, un WPS y un acoplador MMI.- V_1 , V_2 : polarización inversa.- I_{wps} , I_{soa} : corriente en el WPS y SOA.

B. Descripción del OFCG basado en un láser anillo mode locked pasivo

Los láseres mode locked (MLLD) son estructuras que permiten la generación de peines de frecuencias ópticas sin necesidad de una fuente láser de referencia. Para que un MLLD opere en régimen pulsado mode-locking es necesario incluir en la cavidad dos secciones distintas. Por un lado, el medio activo semiconductor (SOA) para generar luz, y por otro, el absorbente saturable (SA), que es el elemento que permite enganchar los modos ópticos en fase. La estructura básica del MLLD se muestra en la Fig. 4 [20].

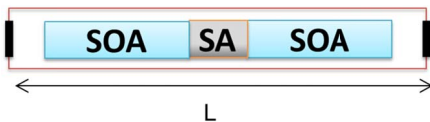


Fig. 4. Láser mode-locked en configuración lineal. SOA: amplificador óptico, SA: absorbente saturable, L : longitud de la cavidad.

Existen dos regímenes de operación del dispositivo. Cuando en el SA se introduce una polarización inversa con una fuente continua de tensión (DC), el láser opera en régimen Mode-Locking Pasivo (PML). Si a la señal continua suministrada al SA se le añade una señal de referencia eléctrica, cuya frecuencia es la misma que la del armónico fundamental, el dispositivo opera en régimen Mode-Locking Híbrido (HML). Se efectuó el diseño del OFCG mediante láser PML

monolíticamente integrado en configuración anillo, debido a la facilidad de integración con otros componentes para obtener PICs. El láser contiene dos amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) de $370\mu\text{m}$ con un absorbente saturable (SA) en el medio de $20\mu\text{m}$, para conseguir la simetría del dispositivo y lograr la operación mode-locked; y, un acoplador de interferencia multimodo (MMI, Multimode Interference Coupler) que acopla las dos ondas ópticas CW (clock wise) y CCW (counter clock wise) que se generan en el anillo [21]. La regla de diseño establece que la relación de la longitud entre el SOA y el SA debe ser de 10 a 20 veces, para conseguir un mode locked estable [22]. En el presente caso, la relación entre SOA y SA es 18.5.

Se operó con un espaciamiento en frecuencia de 10 GHz, para comparar con el OFCG mediante anillo recirculante de igual tasa de repetición; por lo tanto, el dispositivo diseñado tiene una cavidad de $8062\mu\text{m}$ de longitud, correspondiente a ese espaciamiento. También dispone de un Interferómetro Mach Zehnder (MZI) que usa dos EOPM de $1000\mu\text{m}$ en cada brazo para equalizar el espectro de ganancia en la cavidad láser [23]. El PIC fue fabricado en la plataforma ofrecida por Cobra/SMART Photonics [24], en una ronda de fabricación MPW, que comparte los costos con otros usuarios y utiliza los bloques funcionales estándares. La fotografía del PIC, el diagrama de bloques y la fotografía del láser anillo son mostrados en las Fig. 5 y Fig. 6, respectivamente.

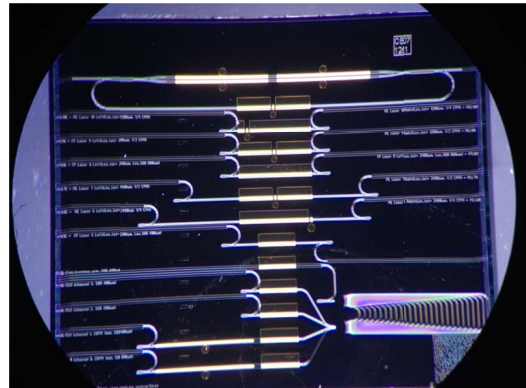


Fig. 5. Fotografía del Circuito integrado fotónico que contiene el láser mode-locked pasivo anillo y otros láseres.

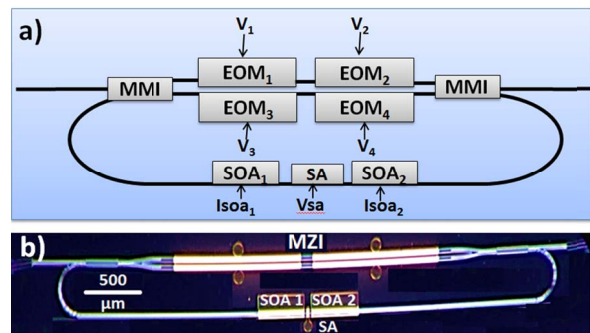


Fig. 6. a) Diagrama del láser anillo. SOA: Semiconductor optical amplifier, SA: Saturable absorber, MMI: Multimode interference, EOM: electro-optic modulator. b) Fotografía del láser anillo integrado, que indica el Mach Zehnder Interferometer (MZI) que incluye dos moduladores electro-ópticos (EOM) en cada brazo.

III. ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se presentan las mediciones de potencia óptica y espectro óptico emitidos por cada uno de los OFCG diseñados y fabricados.

A. Resultados experimentales del OFCG basado en un anillo recirculante mediante moduladores de fase

Para las mediciones se utiliza el setup indicado en la Fig. 7. Una fibra con lente que incluye además un aislador óptico (OI, Optical isolator) sirven para acoplar la luz de salida de la guía del chip. El aislador es seguido por un divisor de potencia (splitter) de relación 90/10, al dividir la potencia óptica de salida en dos brazos. La salida de 10% se conecta al Medidor de Potencia (PM, Power Meter) que provee una medida constante de la potencia óptica generada. El otro brazo, con 90% de división, se conecta a los diferentes instrumentos de medida. El analizador de espectros óptico (OSA, Optical Spectrum Analyzer) con 0.02nm de resolución se usa para observar el espectro.

Por otra parte, se utiliza un láser sintonizable de cavidad extendida, marca Sacher Technique, con potencia de emisión de hasta 200 mW y rango de longitud de onda de 1530 -1570 nm. La luz emitida por este láser externo ingresa al anillo del PIC, a través de un circulador, que cumple la función de aislador y evita reflexiones. El anillo tiene dos accesos que permiten inyectar el láser externo y observar la potencia óptica de salida por el otro extremo, conforme a la fotografía que se muestra en la Fig. 8.

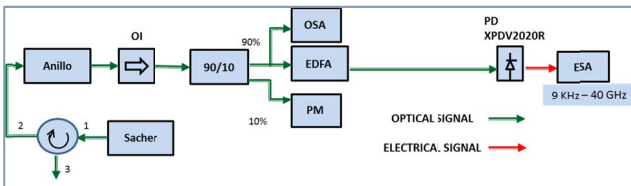


Fig. 7. Setup para mediciones en anillo con láser externo. OI: Aislador Óptico. OSA: Analizador de Espectros Óptico. EDFA: Amplificador de fibra. PM: medidor de potencia. PD: fotodiodo modelo XPDV2020R. ESA: Analizador de Espectros Eléctrico.

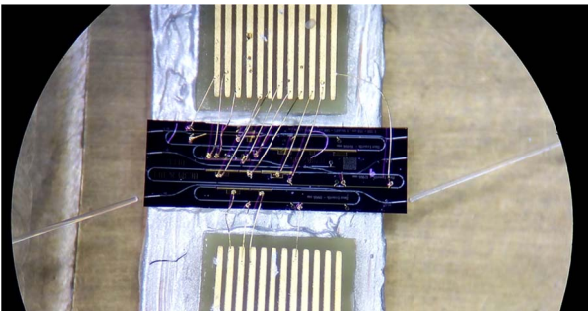


Fig. 8. Fotografía de la estructura de anillo con dos EOPMs, un SOA y un WPS, en el interior del PIC, con dos fibras ópticas de acceso.

Las corrientes y tensiones se inyectan a través de una punta multi-contacto, de doce terminales (Microtech EP-12-250), cuyo montaje se visualiza en la Fig. 9. La luz que emite el láser es extraída a través de guías de onda de salida, inclinada 7° respecto al borde del chip, con el objetivo de minimizar las

reflexiones.

En la sección del SOA se inyecta corriente y se mide la potencia de salida. Las secciones de EOPM y WPs se conectan a tierra.

La curva LI (Potencia óptica – Corriente eléctrica) resultante se muestra en la Fig. 10 en la que se incluye además los espectros obtenidos en diferentes rangos de corriente del SOA, en sentido horario (CW, clockwise) y antihorario (CCW, counter clockwise), al incrementar la corriente hasta la saturación del anillo. También se realizan las mediciones en sentido de subida (up) y de bajada (down), al aumentar o disminuir los pasos de corriente, para observar el funcionamiento del láser.

Este anillo de 10 GHz presenta un comportamiento como láser monomodo ($\lambda = 1541.6\text{nm}$) hasta una corriente de inyección en la sección ganancia ($I_{soa} = 45 \text{ mA}$). Para corrientes superiores ($I_{soa} > 45 \text{ mA}$), el espectro tiene la forma de un peine óptico. La corriente umbral es $I_{th} = 18 \text{ mA}$, valor relativamente bajo, lo que denota mínimas pérdidas en la cavidad.

Para extraer el espectro óptico se inyecta la señal del láser monomodo externo con los siguientes valores: potencia de salida = 1 dBm, (corriente de salida = 80 mA), longitud de onda = 1541.6nm que corresponde a zona de ganancia del anillo. Se realiza un minucioso ajuste de las condiciones de polarización de los elementos del anillo para lograr el mayor ancho de banda del espectro. Los moduladores EOPM fueron polarizados en forma inversa con voltajes $V1 = V2 = -2.5 \text{ V}$ y la corriente del SOA a 80 mA. Se obtuvo el espectro óptico normalizado respecto al mayor nivel de potencia, mostrado en la Fig. 11 y una ampliación del mismo en el rango de 1544 y 1550 nm, con el objetivo de estimar la planitud (“flatness”) del peine óptico, en la Fig. 12.

El peine óptico obtenido tiene un rango (span) de 11.5nm (1.44 THz) @ -10 dB y 15.48nm (1.9 THz) @ -20 dB; con separación intermodal de 10.17 GHz. No es totalmente plano puesto que tiene una evidente variación en la intensidad de los modos; se ha estimado una planitud de 73 líneas @ -5 dB, en las mejores condiciones de medición. Estos valores de ancho de banda y de planitud son equiparables a los resultados del estado del arte actual en cuanto a generación de peines ópticos [1], [2].

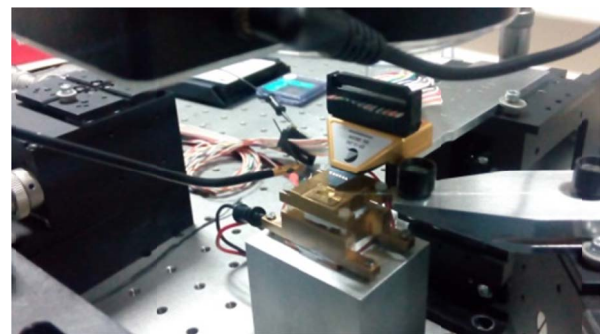


Fig. 9. Fotografía del montaje del PIC.

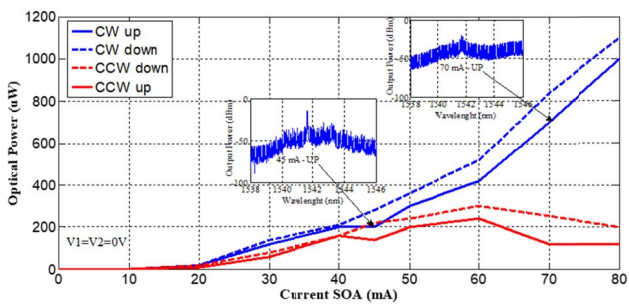


Fig. 10. Curva LI del anillo, en sentido de subida (up) y de bajada (down), y en sentido horario (CW) y antihorario (CCW). $I_{wps} = 0$ mA. $V_1 = V_2 = 0$ V.

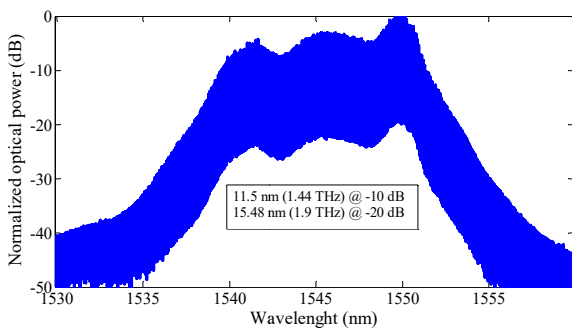


Fig. 11. Peine óptico obtenido con moduladores y láser semilla. El ancho de banda es de 1.44 THz @ -10dB y 1.9 THz @ -20dB. $I_{soa} = 80$ mA, $V_1 = V_2 = -2.5$ V.

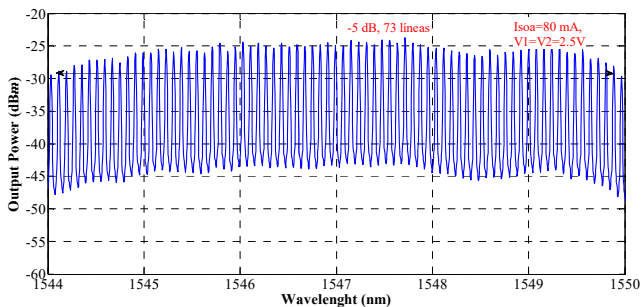


Fig. 12. Planitud del peine óptico obtenido con 73 líneas @ -5dB y 10.1 GHz de separación. $I_{soa} = 80$ mA, $V_1 = V_2 = -2.5$ V.

B. Resultados experimentales del OFCG basado en un láser anillo mode locked pasivo

La configuración que se usa para caracterizar el dispositivo se muestra en la Fig. 13 y es similar al del precedente OFCG con moduladores. El PIC fue colocado sobre una montura de cobre, estabilizada a 16 °C.

El auto-correlador (AC, auto-correlator), se usa para medir el ancho de pulso. Para esto previamente se amplifica la señal óptica por medio de un amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA, Erbium Doped Fiber Amplifier), modelo Nortel Telecom FA14UFAC. Para el acceso a las conexiones del PIC se utiliza la estación de puntas que se visualiza en la Fig. 14.

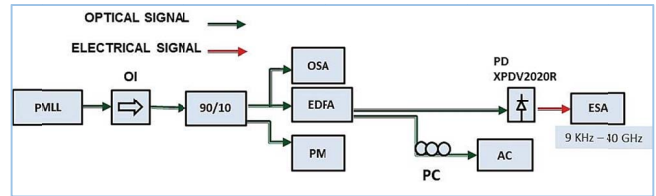


Fig. 13. Setup experimental. PMLL: láser modelocked pasivo. OI: Aislador Óptico. OSA: Analizador de Espectro Óptico. EDFA: Amplificador de fibra dopada de erbio. PM: medidor de potencia. PC: control de polarización. AC: autocorrelador. PD: fotodiodo modelo XPDV2020R. ESA: Analizador de Espectros Eléctrico.

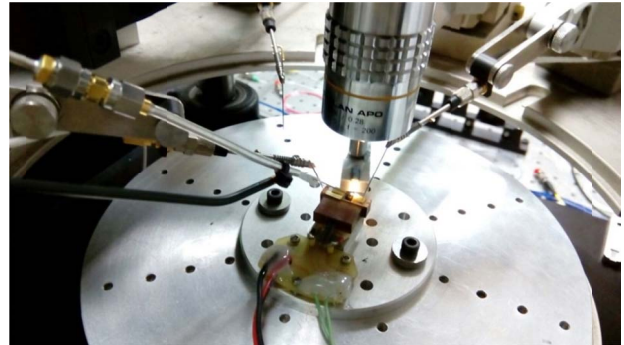


Fig. 14. Estación de puntas utilizada en el laboratorio, para mediciones.

Se realiza la medición de la potencia óptica de salida respecto a la corriente de entrada en la sección de ganancia (curva L-I). Para cada valor de corriente se registra el espectro óptico con respecto a la misma, tal como se muestra en la Fig. 15(a). Estos gráficos se obtienen al incrementar la corriente aplicada a los dos SOAs cortocircuitados, en pasos de 2 mA desde 0 a 65 mA. Los moduladores de fase EOM1 y EOM2 del brazo superior del interferómetro MZI son polarizados con voltajes de $V_1 = V_2 = -1.3$ V, mientras que los del brazo inferior, EOM3 y EOM4 son conectados a tierra. Esto establece una polarización asimétrica de los moduladores de fase, lo cual genera el desplazamiento de fase necesario para conseguir la planitud de las amplitudes del espectro.

El absorbente saturable (SA) se polariza al nivel $V_{sa} = -2.0$ V con el que se consigue el régimen mode-locking. A partir de esta curva L-I se determina la corriente umbral del anillo láser: $I_{th} = 40$ mA. El peine óptico generado @ -10 dB va desde 1558nm a 1566.7nm cuando la corriente del SOA es de 51.7 hasta 65 mA.

La evolución el espectro óptico en la Fig. 15(b) muestra que las discontinuidades en la curva L-I están ligadas con los cambios en el régimen de operación del dispositivo. Para lograr el régimen mode-locking, se debe incrementar la corriente hasta 52 mA, punto en el que se observa un amplio espectro característico de modos enganchados.

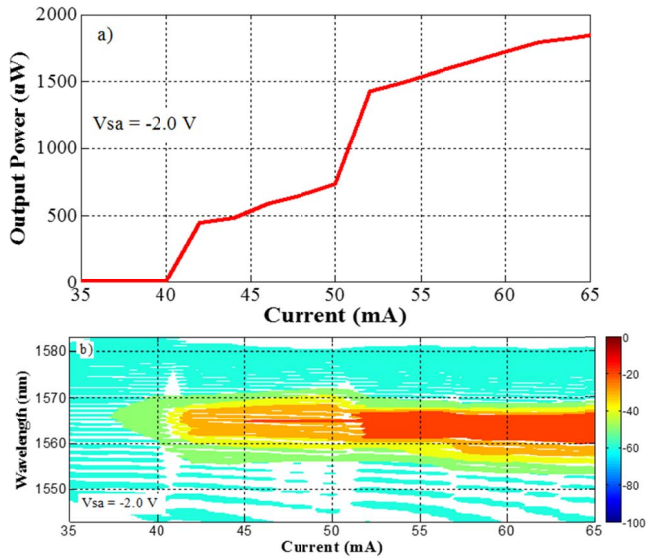


Fig. 15. (a) Curva característica de potencia óptica de salida versus corriente (curva L-I). (b) Evolución del espectro óptico.

En las Fig. 16, Fig. 17, Fig. 18 y Fig. 19 se muestran los espectros ópticos para corrientes de polarización del SOA de 40, 50, 56 y 60 mA, respectivamente. Se observa los regímenes de operación del láser en emisión espontánea, multimodo (donde los modos no están enganchados) y mode-locked (modos enganchados y con mayores niveles de amplitud), respectivamente.

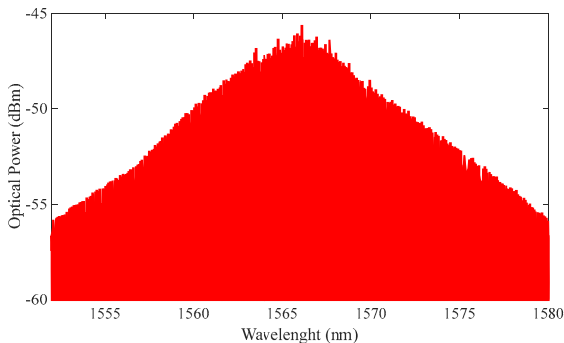


Fig. 16. Espectro óptico, emisión espontánea. $I_{soa} = 40$ mA, $V_{sa} = -2$ V, $V_1 = V_2 = -1.3$ V.

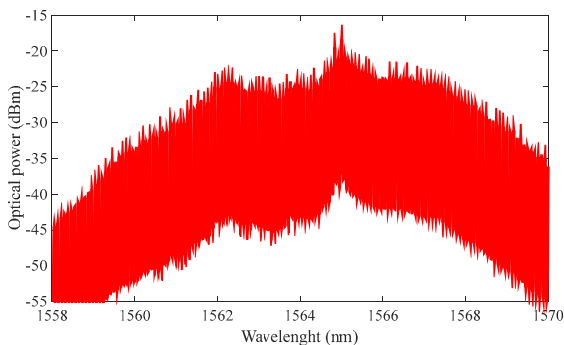


Fig. 17. Espectro óptico, emisión multimodo, con un modo dominante. $I_{soa} = 50$ mA, $V_{sa} = -2$ V, $V_1 = V_2 = -1.3$ V.

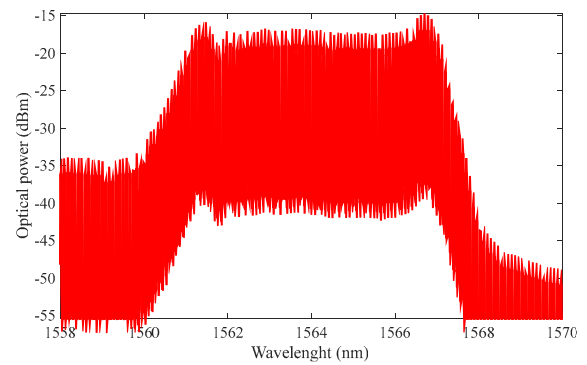


Fig. 18. Espectro óptico, emisión multimodo, régimen mode-locked. $I_{soa} = 56$ mA, $V_{sa} = -2$ V, $V_1 = V_2 = -1.3$ V.

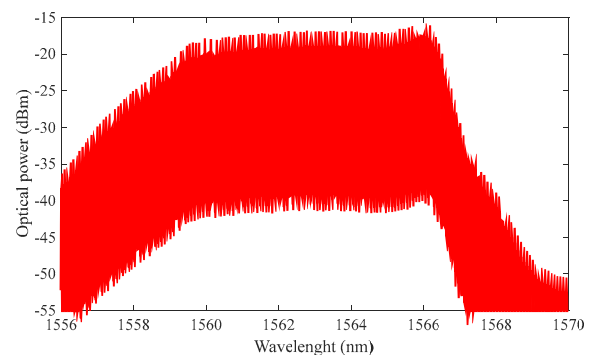


Fig. 19. Espectro óptico, emisión multimodo, régimen mode-locked. $I_{soa} = 60$ mA, $V_{sa} = -2$ V, $V_1 = V_2 = -1.3$ V.

El mejor resultado se consigue mediante la polarización de los dos amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) con 62 mA, el absorbente saturable con -2V de voltaje de polarización y los moduladores de fase con voltaje $V_1 = V_2 = -1.3$ V. Bajo estas condiciones, la potencia óptica promedio lograda es 2 mW. El espectro del peine óptico se muestra en las figuras 20 y 21 en dos aspectos: Primero se observa el rango completo del espectro y luego se visualiza el ancho de banda @ -3dB y @ -10 dB, con detalle de los modos obtenidos.

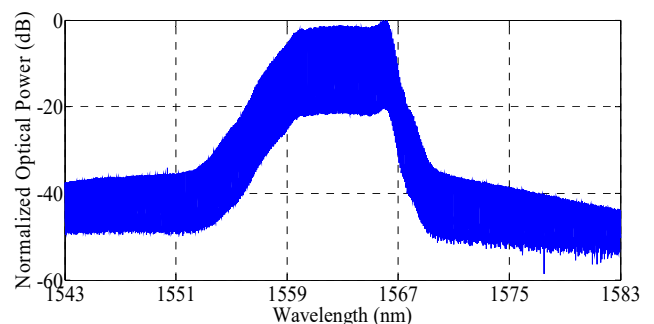


Fig. 20. Espectro óptico con láser mode locked pasivo. El ancho de banda es 1.08 THz @ -10dB.

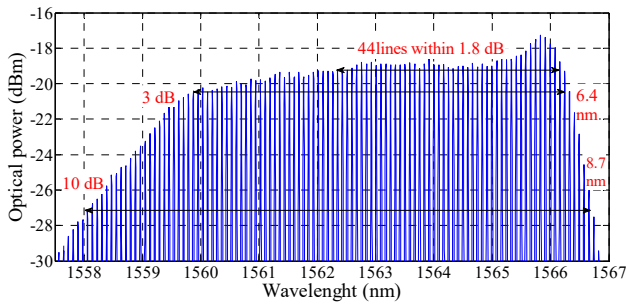


Fig. 21. Planitud del peine óptico con 107 líneas @ -10dB y 10.16 GHz de separación. $I_{soa1} = I_{soa2} = 62$ mA; $V_1 = V_2 = -1.3$ V; $V_{sa} = -2.0$ V.

El espectro del peine presenta un rizado inferior a 2dB. Los anchos de banda @ -5dB y @ -10 dB son más útiles para caracterización [21] – [25]. El ancho de banda @ -10 dB es 8.7 nm (1.08 THz) con 107 líneas espectrales espaciadas por 10.16 GHz; frecuencia determinada por la longitud de la cavidad. También el espectro óptico muestra un ancho de banda @ -3 dB de 6.4 nm. Estos son los mejores resultados que se han obtenido a partir de un minucioso ajuste del voltaje de polarización del absorbente saturable y de la corriente de inyección en los amplificadores ópticos.

Los moduladores electro-ópticos se utilizan para un ajuste fino de la planitud (“flatness”) del peine. Es importante ajustar el voltaje de polarización de los EOPM, para cambiar las amplitudes relativas o potencia óptica de las líneas, de modo que tengan las mismas amplitudes y así ecualizar la forma del espectro de salida del peine [26].

En el presente trabajo de investigación se obtuvo una planitud de 44 líneas dentro de una variación de potencia de 1.8 dB; lo cual es un valor notable en el contexto del estado del arte actual, en el que se han logrado valores de planitud de 29 líneas y 38 líneas en 1 dB [27] y 1.5 dB [19] con OFCG al operar con moduladores en cascada. Con láseres mode locked y con OFCG con moduladores en anillo recirculante no se han establecido valores de planitud.

IV. CONCLUSIONES

Se diseñó un generador de frecuencias ópticas basado en moduladores de fase electro-ópticos totalmente integrado, que incluye internamente un láser semilla de emisión monomodo. Se fabricó el PIC en una plataforma estándar, el mismo que contiene tres anillos, cuya característica es la capacidad de generar peines a tasas de repetición de 6.73 GHz, 7.5 y 10 GHz. El espectro óptico obtenido es de 11.5nm @ -10 dB. Este parámetro es equiparable a resultados del estado del arte actual obtenidos con dispositivos OFCG con anillo de fibra óptica. Se observó un incremento de líneas espectrales y ecualización del espectro cuando varía la polarización de los EOPM. Por ejemplo, se mencionó el aumento de 59 a 73 líneas, por la variación de la polarización de $V = -0.5$ V a $V = -2.5$. Por tanto, se concluye que los moduladores electro-ópticos influyen en la planitud del peine y en la cantidad de líneas generadas (ancho de banda). Además se demostró la generación de peines de frecuencias ópticas por medio del uso de un láser anillo integrado con interferómetro Mach Zehnder,

al operar en régimen mode locked pasivo, fabricado en una plataforma tecnológica de integración genérica, en una ronda de fabricación MPW (Multi-Project Wafer), al compartir costos con otros usuarios y utilizar los bloques funcionales estándares existentes. Se obtuvo un peine óptico con líneas espaciadas 10.16 GHz en un ancho espectral de 8.7 nm @ -10 dB y una potencia óptica de salida de 2 mW. No es necesario el uso de una señal RF externa ni un láser semilla para generar el peine óptico, lo cual es ventajoso respecto a OFCG con moduladores en cascada. Se concluye que el uso de bloques estandarizados en el presente diseño y fabricación permitirá el desarrollo de un set de dispositivos que pueden ser utilizados en otras rondas de manufactura; al implementar circuitos más complejos, como transmisores multi-longitud de onda para aplicaciones DWDM. Dada la importancia de la aplicabilidad de OFCG en sistemas DWDM, es fundamental continuar con investigaciones teóricas y experimentales sobre el comportamiento y funcionamiento de estos generadores de frecuencias ópticas.

Cabe señalar que el presente artículo amplía y profundiza las mediciones y resultados presentados en [28].

REFERENCIAS

- [1] S. Bennett, B. Cai, E. Burr, O. Gough, and A. J. Seeds, “1.8-THz bandwidth, zero-frequency error, tunable optical comb generator for DWDM applications,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, No. 5, pp. 551–553, May 1999.
- [2] Silva, C.F.C. y Seeds, A.J., “A dense WDM source for high spectral efficiency system using comb generation and SG-DBR injection-locked laser filtering”, in *European Conference on Optical Communication*, 2001.
- [3] International Telecommunications Union, <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.692-199810-I/es>.
- [4] T. Sakamoto, T. Kawanishi and M. Izutsu, “Widely wavelength-tunable ultra-flat frequency comb generation using conventional dual-drive Mach-Zehnder modulator”, *Electronic Letters*, vol 43, pp. 1039-1040, 2007.
- [5] J. Zhang, J. Yu, N. Chi, Z. Dong, X. Li, Y. Shao, J. Yu and L. Tao, “Flattened comb generation using only phase modulators driven by fundamental frequency sinusoidal sources with small frequency offset,” *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 4, pp. 552–4, Feb. 2013.
- [6] K. Ho and J. Kahn, “Optical frequency comb generator using phase modulation in amplified circulating loop,” *Photonics Technol. Lett. IEEE*, vol. 5, no. 6, pp. 721–725, 1993.
- [7] E. A. Avrutin, J. H. Marsh and E. L. Portnoi, “Monolithic and multi-gigahertz mode-locked semiconductor lasers: constructions, experiments, models and applications,” in *IEEE Proceedings Optoelectronics*, vol. 147, no. 4, pp. 251–278, Aug 2000.
- [8] M. Smit, X. Leijtens, E. Bente, J. Van der Tol, H. Ambrosius, D. Robbins, M. Wale, N. Grote, and M. Schell, “Generic foundry model for InP-based photonics,” *IET Optoelectron.*, vol. 5, no. 5, p. 187, 2011.
- [9] N. Dupuis, C. R. Doerr, L. Zhang, L. Chen, N. J. Sauer, P. Dong, L. L. Buhl, y D. Ahn, “InP-based comb generator for optical OFDM”, *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 30, no. 4, pp. 466–472, 2012.
- [10] T. Saikai, T. Yamamoto, H. Yasaka and E. Yamada., “Flat-top Optical Frequency Comb Block Generation using InP-based Mach-Zehnder Modulator”, in the *25th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, IPRM2013*, Kobe, Japan, May. 2013, paper MoD3-3.
- [11] Z. Wang, K. Van Gasse, V. Moskalenko, S. Latkowski, E. Bente, B. Kuyken y G. Roelkens, “A III-V-on-Si ultra-dense comb laser”, *Journal Light: Science & Applications*, Vol 6, e16260, 2017.
- [12] S. Arafin and L. A. Coldren, “Advanced InP Photonic Integrated Circuits for Communication and Sensing,” in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 1-12, Jan.-Feb. 2018.

- [13] D. T. Spencer, T. Drake, T. C. Briles, J. Stone, L. C. Sinclair, C. Fredrick, Q. Li, D. Westly, B. R. Ilic, A. Bluestone, N. Volet, T. Komljenovic, L. Chang, S. H. Lee, D. Y. Oh, M. Suh, K. Y. Yang, M. Pfeiffer, T. J. Kippenberg, E. Norberg, L. Theogarajan, K. Vahala, N. R. Newbury, K. Srinivasan, J. E. Bowers, S. A. Diddams and S. B. Papp, "An optical-frequency synthesizer using integrated photonics", *Nature: International Journal of Science*, Vol 557, 81-85, April 2018.
- [14] V. Moskalenko, S. Latkowski, S. Tahvili, T. de Vries, M. Smit, and E. Bente, "Record bandwidth and sub-picosecond pulses from a monolithically integrated mode-locked quantum well ring laser", *Optics Express*, Vol. 22, No. 23, Nov 2014.
- [15] J. S. Parker, A. Bhardwaj, P. R. A. Binetti, Y-J. Hung, and L. A. Coldren, "Monolithically Integrated Gain-Flattened Ring Mode-Locked Laser for Comb-Line Generation," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 2, pp. 131–133, Jan. 2012.
- [16] P. Shen, Nathan J. Gomes, Phillip A. Davies, Peter G. Huggard, and Brian N. Ellison, "Analysis and demonstration of a fast tunable fiber-based optical frequency comb generator", *J. Lightw. Technol.*, 25, pp.3257-3264, Nov. 2007.
- [17] OCLARO. <http://www.oclaro.com/technology/photonic-integration/>
- [18] J. Zhao, "Integrated Multi-Wavelength Transmitter using Filtered-Feedback", Thesis dissertation, The Netherlands, 2013.
- [19] Y. Dou, H. Zhang and M. Yao, "Generation of Flat Optical-Frequency Comb Using Cascaded Intensity and Phase Modulators," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 9, pp. 727-729, May 1, 2012
- [20] C. Gordón, R. Guzmán, V. Corral, X. Leijtens, and G. Carpintero, "On-chip Colliding Pulse Mode-locked laser diode (OCCP-MLLD) using multimode interference reflectors ", *Optics Express*, Vol. 23, No. 11 DOI:10.1364/OE.23.014666, May 2015.
- [21] E. Bente, V. Moskalenko, S. Latkowski, S. Tahvili, L. Augustin and M. Smit, "Monolithically integrated InP-based modelocked ring laser systems", *Proc. of SPIE*, vol. 9134, pp. 91340C-1–91340C-10, 2014.
- [22] K. A. Williams, M G Thompson and I H White "Long-wavelength monolithic mode-locked diode lasers" *New Journal of Physics* Vol. 6, 179, 2004.
- [23] V. Moskalenko, J. Javaloyes, S. Balle, M. K. Smit and E. A. J. M. Bente, "Theoretical Study of Colliding Pulse Passively Mode-Locked Semiconductor Ring Lasers With an Intracavity Mach-Zehnder Modulator," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 50, no. 6, pp. 415-422, June 2014.
- [24] SMART PHOTONICS. <http://www.smartphotonics.nl/>
- [25] J. Parker, A. Sivananthan, M. Lu, L. Johansson, y L. Coldren, "Integrated phase-locked multi-THz comb for broadband offset locking", in *Optical Fiber Communication Conference*, 2012, p. OM3E–5
- [26] L. Chen, C. R. Doerr, N. Dupuis, "Tunable optical frequency comb generator", United States Patent application publication, Sep. 13, 2012.
- [27] R. Wu, V.R. Supradeepa, C. M. Long, D. E. Leaird and A. M. Weiner, "Generation of very flat optical frequency combs from continuous wave lasers using cascaded intensity and phase modulators driven by tailored radio frequency forms", *Opt. Lett.*, vol 35, no. 19, pp. 3234-3236, 2010.
- [28] F. Vinicio Corral y Guillermo Carpintero, "Circuitos integrados fotónicos para la generación de frecuencias ópticas (OFCG)", en *Memorias del XIII Congreso de Ciencia y Tecnología ESPE 2018*, Vol. 13, Num. 1, pp. 105-108, junio 2018.

Protección de estaciones terrenas de los servicios fijo por satélites en Norte América

Protection of earth stations of the fixed-satellite service in North-American

Rainel Sánchez Pino, Randy Verdecia Peña

Abstract—In this work presents a mathematical model for determining a limiting mask for equivalent power flux density produced by the downlinks of non-GSO satellite systems in the North American region. This mask is used to protect earth stations from the interference generated by non-GSO satellite. The mathematical model is employed to generate an EPFD_↓ mask. An analysis of two systems is made to compare the behavior of the mask in the North American region.

Index Terms—Mathematical model, Limiting mask, Earth stations

Resumen—En este trabajo es desarrollado un modelo matemático para determinar una máscara límite para la densidad de flujo equivalente producida por el enlace de bajada en sistemas de satélite N-GSO en la región de Norte América. Esta máscara es usada para la protección de estaciones terrenas de interferencias generadas por satélites N-GSO. El modelo matemático fue empleado para generar una máscara EPFD_↓. Un análisis de dos sistemas fue realizado para comparar el comportamiento de las máscaras en la región de Norte América.

Palabras Claves—Modelo matemático, Máscara límite, Estaciones terrenas

I. INTRODUCCIÓN

EN décadas atrás, los sistemas de comunicaciones por satélites utilizaban específicamente satélites geoestacionario (GSO, Geostationary Orbit) para brindar servicios terrestres. La principal organización reguladora de los servicios de telecomunicaciones, Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, International Telecommunication Union) en el artículo 22 del reglamento de radiocomunicaciones [1] establece los límites máximos para la densidad de flujo de potencia ocasionada en la superficie de la tierra por satélites GSO, de forma de garantizar la protección de los servicios fijos por satélites (FSS, Fixed Service Satellite). En el artículo 22 no es considerado la protección FSS contra interferencias generadas por los sistemas no-geostacionarios (N-GSO, Non-Geostationary Orbit).

A finales de los años 90, con el propósito de proteger estos

sistemas frente a las interferencias generadas por los sistemas de satélites N-GSO se realizó la Conferencia Mundial de Radio-Comunicaciones (WRC-97, World Radiocommunication Conference) [2], donde se recomendó el estudio para la asignación de los límites de potencia que estos tipos de satélites deben tener para garantizar la protección de los sistemas fijos. Años después fueron realizados estudios y análisis sobre diferentes sistemas de constelación N-GSO que son descritos en [3] – [7], donde las interferencias generadas por los satélites N-GSO fueron obtenidas por medio de simulaciones.

Producto del desarrollo tecnológico de los últimos tiempos, donde los requerimientos de los sistemas de comunicaciones en término de ancho de banda son más exigentes, la ampliación de las bandas de frecuencias que pueden ser utilizadas por los sistemas de comunicaciones por satélites N-GSO fue aprobada mediante la Resolución 127 [8] en la (WRC-15), por lo que es necesario el estudio de las técnicas y operacionales que envuelven estos sistemas satelitales al operar en estas nuevas bandas de frecuencias. Fue observado en el artículo 22 que los límites de potencia para las bandas de 3.7- 4.2 GHz fueron tratados solo para sistemas de satélites de órbita elípticas (HEO, Highly Elliptical Orbit).

En este sentido, el estudio de los límites de potencias para sistemas N-GSO es un tema importante en el desarrollo de los sistemas satelitales. Por tanto, el objetivo de esta investigación es realizar un análisis de los límites de la densidad de flujo de potencia equivalente para la protección de estaciones terrenas del servicio fijo por satélites en la región de Norte América.

La presente investigación tiene la siguiente estructura: la Sección II, revisa los modelos matemáticos de densidad de flujo de potencia, relacionamiento entre densidad de flujo y relación entre la razón potencia interferente, y potencia de ruido y determinación de la Función Distribución de Probabilidad Complementaria. La Sección III proporciona el desenvolvimiento para la obtención de los límites de la densidad de flujo de potencia equivalente en el enlace descendente. Los resultados de las simulaciones se presentan en la Sección IV para examinar y analizar el cumplimiento de la máscara dados dos sistemas de satélites N-GSO. La Sección V es concluida la investigación

R. S. Pino and R. V. Peña are with the Telecommunication Center (CETUC), Pontifical Universidade Católica de Rio de Janeiro PUC-Rio, Rio de Janeiro, Brasil (e-mail: rainel.sanchez@cetuc.puc-rio.br, randy.verdecia@cetuc.puc-rio.br).

II. MODELO MATEMÁTICO

A. Densidad de Flujo de Potencia equivalente en el enlace descendente

La Fig. 1 muestra el i -ésimo satélite de una constelación N-GSO, que está localizado en la posición x_i y la interferencia producida sobre una estación terrena receptora posicionada en P_{et} , donde su antena receptora apunta en la dirección del satélite GSO y es caracterizada por el vector b .

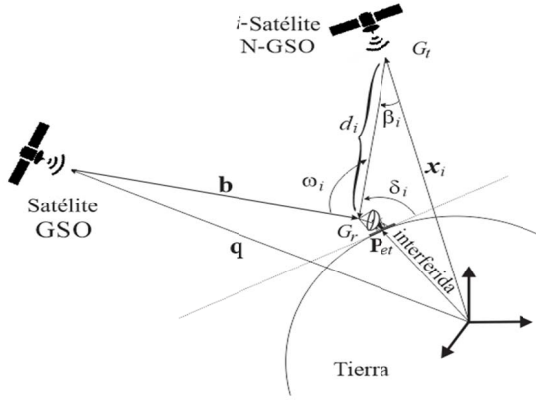


Fig. 1. Antena receptora del Servicio Fijo Terrestre interferida por un satélite N-GSO.

En la Fig. 1, β_i representa el ángulo entre el apuntamiento de la antena transmisora del satélite interferente y la dirección de la estación terrena interferida. El ángulo δ_i representa, el ángulo de llegada de la señal interferente y ω_i es el ángulo entre el apuntamiento de la antena receptora de la estación terrena interferida y la dirección del satélite N-GSO interferente. Una vez descritos los términos de la Fig. 1, es posible expresar en (1) la densidad de flujo de potencia ocasionada por el i -ésimo satélite de la constelación N-GSO en la estación terrena interferida.

$$Epdf_i = 10^{\frac{P_i}{10}} \cdot \frac{G_t(\beta_i) \cdot G_r(\omega_i)}{4\pi \cdot d_i^2 \cdot G_{r,MAX}} \quad (1)$$

En (1) d_i representa la distancia entre el i -ésimo satélite interferente y la estación terrena interferida. Además, P_i es la potencia en la entrada de la antena transmisora del i -ésimo satélite de la constelación N-GSO, en la banda de frecuencia B_{Ref} , $G_t(\beta_i)$ caracteriza la ganancia en la antena transmisora del i -ésimo satélite en la dirección de la estación terrena interferida del sistema GSO. En (1) $G_r(\omega_i)$ describe la ganancia de la antena receptora de la estación terrena en la dirección del i -ésimo satélite interferente, donde $G_{r,MAX}$ su ganancia máxima.

La densidad de flujo de potencia equivalente en el enlace descendente $EPFD_{\downarrow}$ y $Epdf_{\downarrow}$ expresadas en $\text{dB(W/m}^2\text{)}$ y W/m^2 , respectivamente, y generadas por todos los satélites visibles (N_{vis}) de la constelación del sistema N-GSO sobre la estación terrestre interferida, son dadas por la siguiente ecuación:

$$EPFD_{\downarrow} = 10 \cdot \log(Epdf_{\downarrow})$$

$$EPFD_{\downarrow} = 10 \cdot \log \left[\sum_{i=1}^{N_{vis}} 10^{\frac{P_i}{10}} \cdot \frac{G_t(\beta_i) \cdot G_r(\omega_i)}{4\pi \cdot d_i^2 \cdot G_{r,MAX}} \right] \quad (2)$$

En la Fig. 1 ilustra que existe una dependencia de los ángulos β_i y ω_i con los vectores x_i , P_{et} y q . Considerándose, que la posición de la estación terrena interferida es fija y conocida, y al asumir que todos los satélites de la órbita no geostacionaria trabajan con la misma potencia. De este modo la expresión (1) puede ser reescrita como en (3).

$$Epdf_i(x_i, q) = 10^{\frac{P_i}{10}} \cdot \frac{G_t(x_i) \cdot G_r(x_i, q)}{4\pi \cdot d_i^2 \cdot G_{r,MAX}} \quad (3)$$

La densidad $Epdf_{\downarrow}$ es posible expresarla como (4) al utilizar las consideraciones mencionadas anteriormente.

$$Epdf_{\downarrow}(x, q) = \sum_{i=1}^{N_{vis}} Epdf_i(x_i, q) \quad (4)$$

B. Relacionamiento entre $EPFD_{\downarrow}$ y I_p/N_p (razón entre la potencia interferente y la potencia del ruido)

Un parámetro que es necesario analizar para evaluar el nivel de densidad de flujo de potencia equivalente es I_p/N_p que representa la razón entre las potencias interferentes y el ruido en la banda de referencia B_{Ref} .

La $EPFD_{\downarrow}$ expresada en $\text{dB(W/m}^2\text{)}$ se relaciona con la potencia de interferencia en la banda de referencia mediante el área efectiva de la antena de la estación terrestre receptora del sistema de satélite GSO. El área efectiva es determinada a partir del cociente entre $G_{r,MAX}$ y $G_{(1m)^2}$, que representa la ganancia de un metro cuadrado, la cual depende de la longitud de onda λ asociada a la frecuencia central de las señales que intervienen.

La temperatura T del ruido en el receptor de la estación del sistema satelital GSO y la potencia del ruido térmico del receptor en la banda B_{Ref} (ancho de banda) está relacionada por la constante de Boltzman (k) y se expresa en (5),

$$N_{p,B_{Ref}} = k \cdot T \cdot B_{Ref}, \quad (5)$$

al emplear el desenvolvimiento matemático descrito en [9], es posible obtener una expresión que relaciona $EPFD_{\downarrow}$ y I_p/N_p , dado por:

$$\left(I_p / N_p \right)_{B_{Ref}} = \frac{G_{r,MAX} \cdot 10^{(EPFD_{\downarrow}/10)}}{G_{(1m)^2} \cdot k \cdot T \cdot B_{Ref}}, \quad (6)$$

la expresión (7) representa el relacionamiento entre la potencia interferente y el ruido en la banda de referencia en dB.

$$\left(I_p / N_p \right)_{dB} = \tau + EPFD_{\downarrow} \quad (7)$$

$$\tau = 10 \cdot \log \left(\frac{G_{r,MAX}}{G_{(1m)^2} \cdot k \cdot T \cdot B_{Ref}} \right) \quad (8)$$

El relacionamiento descrito anteriormente, las operadoras de sistemas satelitales se sienten más confortables para

determinar los valores de I_p/N_p que se relaciona con la densidad de flujo de potencia equivalente.

C. Determinación de la Función Distribución de Probabilidad Complementaria de EPFD_↓

Las posiciones orbitales x_i , $i = 1, \dots, N_{total}$, donde N_{total} representa el número total de satélites en la órbita N-GSO y la posición orbital q del satélite GSO son caracterizadas como vectores aleatorios. Debido a este modelaje la $Epfd_{\downarrow}$ es también caracterizada como una variable aleatoria.

En la presente investigación son considerados sistemas de satélites N-GSO que presentan las características de la constelación de Walker Delta [10]. En estas constelaciones, si la posición de un satélite (satélite de referencia) es conocida, es posible determinar las posiciones de los restantes satélites que conforman la constelación. Donde x_0 es la posición del satélite de referencia puede ser definida por la expresión (9), con $Q_i(x_0)$, $i = 1, \dots, N_{total}$ definida por la estructura de la constelación en [10]

$$x_i = Q_i(x_0), \quad i = 1, \dots, N_{total} \quad (9)$$

Al tener en cuenta la ecuación anterior, es posible expresar (4) como:

$$Epfd_{\downarrow}(x_0, q) = \sum_{i=1}^{N_{total}} Epfd_i[Q_i(x_0), q] \quad (10)$$

En la expresión (10) los vectores aleatorios x_0 y q influyen en la densidad de flujo de potencia equivalente en el enlace de bajada, en la banda de referencia B_{Ref} , ocasionadas por todos los satélites que son visibles en la constelación de satélites N-GSO: por tal razón, la $Epfd_{\downarrow}$ es modelada como una variable aleatoria donde su función distribución de probabilidad complementar es dada por:

$$FDPC_{Epfd_{\downarrow}}(Z) = P(Epfd_{\downarrow} > Z) = \int_Z^{\infty} p_{Epfd_{\downarrow}}(\psi) d\psi, \quad (11)$$

en (11) $p_{Epfd_{\downarrow}}(\psi)$ representa la función densidad de probabilidad de la variable aleatoria $Epfd_{\downarrow}$ y puede ser escrita a partir de la función de probabilidad conjunta de las variables aleatorias $Epfd_{\downarrow}$, x_0 y q . Consecuentemente, la $FDPC_{Epfd_{\downarrow}}(Z)$ es posible escribirla como:

$$FDPC_{Epfd_{\downarrow}}(Z) = \int_{\Omega_q} p_q(V) FDPC_{Epfd_{\downarrow}|q=V}(Z) dV, \quad (12)$$

donde Ω_q es el espacio donde q toman valores y $FDPC_{Epfd_{\downarrow}|q=V}(Z)$ representa la función distribución de probabilidad complementaria condicional de la variable aleatoria $Epfd_{\downarrow}$ que puede ser escrita como (13) al utilizar el desarrollo matemático descrito en [9],

$$FDPC_{Epfd_{\downarrow}|q=V}(Z) = \int_{\Omega_x} \mu[\eta(X, V) - Z] p_{x_0}(X) dX, \quad (13)$$

con $u(*)$ como la función degrau unitario, $\eta(X, V)$ es determinada por las expresiones (3) y (4) y $p_{x_0}(X)$ es la función densidad de probabilidad del satélite referente, cuya expresión es determinada por el método analítico descrito

en [11].

La función distribución de probabilidad complementaria de la variable aleatoria I_p/N_p puede ser determinada mediante la expresión (7) y (13). Luego se tienen como resultado las siguientes expresiones:

$$FDPC_{I_p/N_p|q=V}(\Gamma) = FDPC_{Epfd_{\downarrow}|q=V}(\Gamma - \tau) \quad (14)$$

$$FDPC_{I_p/N_p}(\Gamma) = FDPC_{Epfd_{\downarrow}}(\Gamma - \tau) \quad (15)$$

donde τ es determinada mediante (8).

III. LÍMITES DE EPFD_↓

La recomendación ITU-R S.1323 [12], establece que, en una determinada red de satélites, la interferencia generada por las emisiones de otras redes de satélites que trabajan en la misma banda de frecuencia, deben ser responsables, a lo sumo por el 10 % del tiempo permitido para las tasas de error de bit (TEB) descritas en las condiciones de desempeño de la red considerada. Esto indica que las variaciones de TEB causadas únicamente por la influencia de interferencias externas deben cumplir las condiciones impuestas en la siguiente ecuación:

$$P(t > TEB_i) \leq 0.1 \cdot p_i; \quad i = 1, \dots, l \quad (16)$$

Observe que la relación de las tasas de error de bit (TEB) con la razón energía de bit y nivel de ruido térmico (E_b/N_0) es dada por la siguiente función:

$$t = g(n), \quad (17)$$

donde t es la tasa de error de bit y n es la relación energía de bit/nivel de ruido térmico. Una disminución de la razón E_b/N_0 resulta en un aumento de la TEB, por lo que la función g es decreciente. Como resultado, las restricciones en (16) pueden ser también reescritas de la siguiente forma:

$$P[n < (E_b/N_0)_i] \leq 0.1 \cdot p_i; \quad i = 1, \dots, l \quad (18)$$

$$(E_b/N_0)_i = g^{-1}(TEB_i); \quad i = 1, \dots, l \quad (19)$$

Al considerar solo la presencia de las interferencias generadas por fuentes externas, sea Λ la degradación, es posible expresar la relación E_b/N_0 en cielo abierto ca (clear sky) en dB:

$$\Lambda = (E_b/N_0)_{ca} - n, \quad (20)$$

donde $(E_b/N_0)_{ca}$ representa la razón E_b/N_0 en cielo abierto.

Al considerar la expresión (20) las restricciones de (18) pueden ser expresadas como,

$$P(\Lambda > \xi) \leq 0.1 \cdot p_i; \quad i = 1, \dots, l, \quad (21)$$

en la expresión anterior el término ξ , se determina como:

$$\xi_i = (E_b/N_0)_{ca} - (E_b/N_0)_i; \quad i = 1, \dots, l, \quad (22)$$

En la expresión (21) es posible observar que las restricciones muestran que la Función Distribución de Probabilidad Complementarias de la degradación Λ proveniente de las interferencias externas se expresa por la

siguiente ecuación,

$$FDPC_{\Lambda}(\xi) = P(\Lambda > \xi) = 1 - F_{\Lambda}(\xi) \quad (23)$$

Las restricciones de la expresión (23) pueden ser cumplidas para muchas curvas. Al emplear [13], donde se muestra una serie de pasos que conforman una metodología que, al considerar los valores mínimos ξ_{min} y máximos ξ_{max} de la variable aleatoria Λ es posible determinar, a través de una parametrización adecuada y de la solución de un problema de optimización con algunas restricciones convenientes, una función densidad de probabilidad para la variable aleatoria Λ , tal que la probabilidad de Λ que pertenezca al intervalo abierto (ξ_{min}, ξ_{max}) sea el máximo.

Se propone que la función distribución de probabilidad complementaria asociada a la función densidad de probabilidad obtenida sea empleada como una máscara $M_{\Lambda}(\xi)$ para analizar el comportamiento estadístico de la degradación Λ derivada de las interferencias externas que afectan el enlace de un receptor de una estación terrestre. Por tanto, el comportamiento estadístico de la variable aleatoria Λ debe satisfacer la siguiente condición,

$$FDPC_{\Lambda}(\xi) \leq M_{\Lambda}(\xi), \forall \xi \in [\xi_{min}, \xi_{max}] \quad (24)$$

La degradación de la variable aleatoria Λ de la razón E_b/N_0 , provocada por la interferencia externa, se relaciona con la razón interferencia-ruido como en [9] y puede ser expresada en dB:

$$\Lambda = 10 \cdot \log \left(1 + 10^{\frac{I_p/N_p}{10}} \right) \quad (25)$$

donde I_p/N_p representa la razón interferencia-ruido expresada en dB. Al emplear el relacionamiento de (25) puede mostrarse que,

$$FDPC_{I_p/N_p}(\Gamma) = FDPC_{\Lambda} \left[10 \cdot \log \left(1 + 10^{\frac{\Gamma}{10}} \right) \right], \quad (26)$$

que indica que la función distribución de probabilidad complementaria de la razón interferencia-ruido puede ser obtenida directamente de la función distribución de probabilidad complementaria de la variable aleatoria Λ . Luego dado el relacionamiento considerado en (24) es posible mostrar que:

$$M_{I_p/N_p}(\Gamma) = M_{\Lambda} \left[10 \cdot \log \left(1 + 10^{\frac{\Gamma}{10}} \right) \right] \quad (27)$$

Al considerar las expresiones (27) y (15) puede ser obtenida una máscara de $EPFD_{\downarrow}$

$$M_{EPFD_{\downarrow}}(Z) = M_{\Lambda} \left[10 \cdot \log \left(1 + 10^{\frac{Z+\tau}{10}} \right) \right] \quad (28)$$

La Tabla I destaca los parámetros utilizados en conjunto con la metodología desarrollada en [13] y el relacionamiento

obtenido en (27) para determinar la máscara $M_{EPFD_{\downarrow}}(Z)$. Además, son considerados $\xi_{min} = 0$, $\xi_{max} = 25$ y $N = 3$. Los límites de $EPFD_{\downarrow}$ correspondientes a los parámetros anteriormente relacionados son mostrados en la Tabla II, válidos para diámetro de antenas 1.8 metros, que corresponden a las muestras de la máscara $M_{EPFD_{\downarrow}}$, o puede ser traducido como los valores que del par (M_l, p_l) , con l definido $(1, 2, \dots, B)$, donde debe ser satisfecha la siguiente relación

$$M_{EPFD_{\downarrow}}(M_l) = p_l, \quad l = 1, 2, \dots, B \quad (29)$$

TABLA I
PARÁMETROS EMPLEADOS EN LA OBTENCIÓN DE $M_{EPFD_{\downarrow}}(Z)$

TEB_l	$(E_b/N_0)_l$ [dB]	ξ_l [dB]	p_l
1×10^{-6}	6.5	10.3	0.0004
1×10^{-8}	7.6	11.4	0.006
1×10^{-9}	8.7	12.5	0.004

TABLA II
LÍMITES DE $EPFD_{\downarrow}$ MEDIANTE LA RECOMENDACIÓN ITU-R S.1323

$EPFD_{\downarrow}$ [dB (W/m ²)]	$T_{\%}EPFD_{\downarrow}$	Banda de frecuencia (GHz)	Diámetro antena (m)
-196	0	4	1,8
-169,8	80		
-165,6	99		
-163,8	99,9		
-162,5	99,99		
-150,1	99,9997		
-149,1	99,99996		
-149	100		

IV. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones de la investigación. Para realizar el análisis del cumplimiento de los límites de la función distribución de probabilidad complementaria de la densidad de flujo de potencia equivalente para los servicios fijos por satélites que satisfacen la máscara de la Fig. 2 en la región de Norte América, fueron empleados dos constelaciones de satélites N-GSO de tipo Walker Delta cuyas características son presentadas en la Tabla III.

TABLA III
CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LOS SISTEMAS DE SATÉLITES N-GSO CONSIDERADOS

Sistema	B	D
Altura [km]	1414	1375
Inclinación del plano orbital [grado]	55	84,7
Número de planos orbitales	4	12
Número de Satélites por planos	5	24
ΔM entre planos adyacentes [grados]	0	1,25
Espacio entre planos [grados]	90	15,36

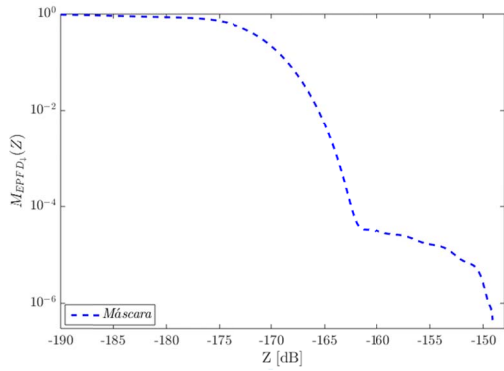


Fig. 2. Máscara a ser satisfecha por la función distribución de probabilidad complementaria de la densidad de flujo de potencia equivalente.

En los dos escenarios analizados, se consideraron una frecuencia de 4 GHz, los diagramas de radiación propuestos en [1] y la recomendación dada en [14], para las antenas de la estación terrena interferida y de los satélites N-GSO de la constelación, respectivamente. Para los sistemas descritos en la Tabla III fueron definidas estaciones terrenas interferidas ubicadas en las siguientes latitudes: 30, 38, 46 y 55 grados. Los resultados obtenidos para las diferentes latitudes de la estación terrena interferida son comparados con la máscara de la Fig. 2. Estas comparaciones son presentadas en las siguientes figuras

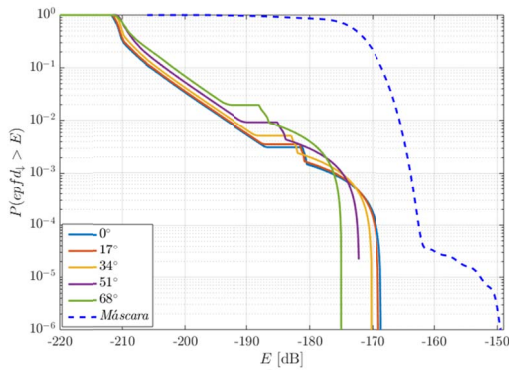


Fig. 3. Comparación entre la máscara y un Sistema B que opera en la latitud 30° y radio de 1.8 m.

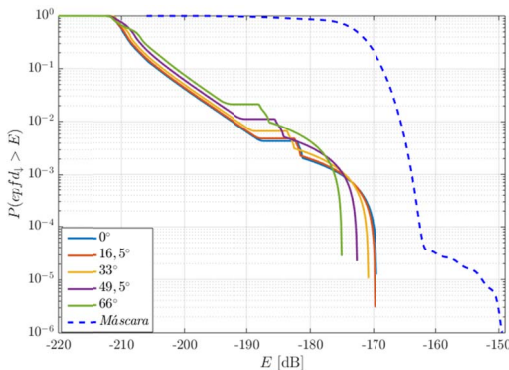


Fig. 4. Comparación entre la máscara y un Sistema B que opera en la latitud 38° y radio de 1.8 m.

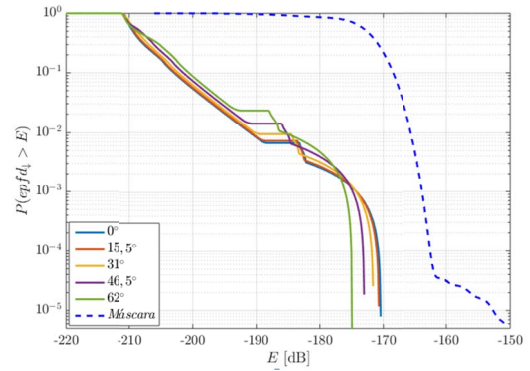


Fig. 5. Comparación entre la máscara y un Sistema B que opera en la latitud 46° y radio de 1.8 m.

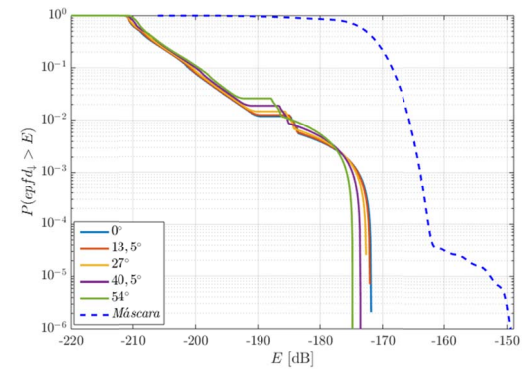


Fig. 6. Comparación entre la máscara y un Sistema B que opera en la latitud 55° y radio de 1.8 m.

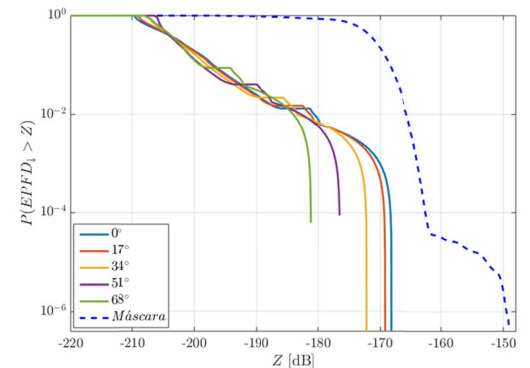


Fig. 7. Comparación entre la máscara y un Sistema D que opera en la latitud 30° y radio de 1.8 m.

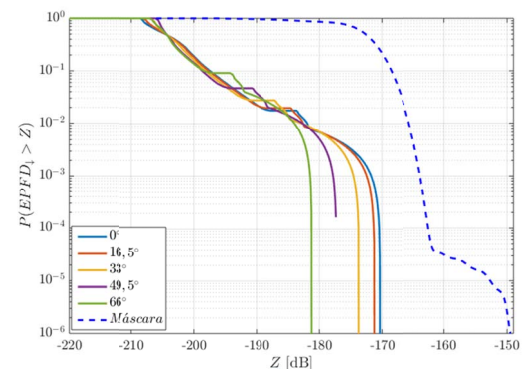


Fig. 8. Comparación entre la máscara y un Sistema D que opera en la latitud 38° y radio de 1.8 m.

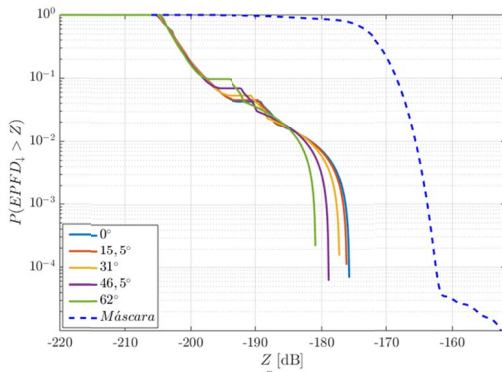


Fig. 9. Comparación entre la máscara y un Sistema D que opera en la latitud 46° y radio de 1.8 m.

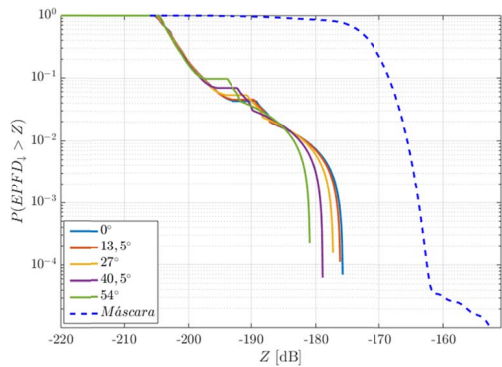


Fig. 10. Comparación entre la máscara y un Sistema D que opera en la latitud 55° y radio de 1.8 m.

V. CONCLUSIONES

En esta investigación se ha presentado y discutido el desenvolvimiento matemático para la determinación de la máscara $EPFD_1$ al partir de criterios para la protección del Sistema Fijo por Satélites ya establecidos. Fue descrita una metodología para determinar una máscara $EPFD_1$, esta máscara fue avalada a través de comparaciones con las funciones distribución de probabilidad complementaria de las densidades de flujo de potencia equivalente generadas por los enlaces descendentes de un sistema de satélites non-GSO en la estación terrestre receptora interferida GEO al emplear una antena receptora de 1.8 metros. En la comparación fueron analizados dos sistemas de satélites non-GSO con estructura de la constelación de Walker Delta [10]. Dada la investigación realizada se concluye que la máscara de protección obtenida es adecuada para proteger estaciones terrenas interferidas en la región de Norte América de la interferencia generada por los sistemas de satélites N-GSO analizados en este trabajo.

REFERENCIAS

[1] *Radio Regulations*. Recomendación ITU (International Telecommunication Union), 2012.

[2] ITU, "Continued development of interference criteria and methodologies for fixed-satellite service coordination between feeder links of non-geostationary satellite networks in the mobile-satellite service and geostationary-satellite networks in the fixed-satellite service in the bands 19.3-19.7 GHz and 29.1-29.5 GHz", en *Conf. ITU World Radiocommunication Conference final acts*, 1997, pp. 474-476.

[3] *Radio Regulations, International Telecommunication Union, Computer simulation of short-term interference between the feeder-links of two Non-GSO MSS networking sharing the 5 and 7 ghz bands*. Recomendación ITU-R, Document 4A/11-E, Sep. 1996.

[4] *Radio Regulations, Interference between two N-GSO FSS networks*. Recomendación ITU-R, Document a4/101-E, Sep. 1996.

[5] *Radio Regulations, Simulation of in-line interference between the feeder links of four separate Non-GSO MSS constellation sat 5/7 ghz (leo-c, leo-d, leo-e and leo-f)*. Recomendación ITU-R, Document 4A/109-E, Sep. 1996.

[6] *Radio Regulations, Simulation results on the epfd calculation for N-GSO FSS system operating in the 12 ghz frequency range*. Recomendación ITU-R, Document 4A/32-E, Feb. 1998.

[7] *Radio Regulations, Working document towards a preliminary draft new recommendation on frequency sharing between the N-GS fixed satellite service N-GSO and the fixed service (FS) in the band 40.5-42.5 ghz*. ITU-R, Document 4A/32-E, Feb. 1998.

[8] UIT, "Studies relating to consideration of allocations in bands around 1.4 GHz for feeder links of the non-geostationary-satellite systems in the mobile-satellite service with service links operating below 1 GHz" en *Conf. ITU World Radiocommunication Conference final acts*, 2000, pp. 435-437.

[9] R. Pino and J. Fortes. "Proteção de redes do Serviço Fixo por Satélite que utilizam satélites geoestacionário contra a interferência gerada pelos lances de descida de sistemas não geoestacionários operando na faixa 3,7-4,2 GHz", tesis de maestría, PUC-Rio, Brasil, Apr. 2018.

[10] JG. Walker. "Circular Orbit Patterns Providing Continuous Whole Earth Coverage", Royal Aircraft Establishment. Technical report, Tech. Rep. 70211 (UDC 629.195: 521.6), 1970.

[11] J. Forte, R. Sampaio-Neto and J.E Amadores-Maldonado, "Analytical method for assessing interference in interference environments involving NGSO satellite networks", *International journal of satellite communications* 17.6. pp 399-419. (1999).

[12] *Radio Regulations, Maximum permissible levels of interference in a satellite network (GSO/FSS; non-GSO/FSS; non-GSO/MSS feeder links) for a hypothetical reference digital path in the fixed-satellite service caused by other codirectional FSS networks below 30 GHz*, Recommendation ITU-R S. 1323, 1997.

[13] J. Fortes and A. Batista, "Satellite link performance under rain and external interferences: Constraints to be imposed on the statistical behavior of the external interferences". *International Journal of Satellite Communications and networking*, 2010.

[14] *Radio Regulations, Satellite antenna radiation pattern for use as a design objective in the fixed-satellite service employing geostationary satellite*, Recommendation ITU-R S.672-4, 1997.

Revisión bibliográfica de sistemas de control para gestión de micro-redes de energía

Bibliographic review of control systems for micro energy networks

José Luis Sampietro y Pablo Pico-Valencia

Abstract—This article presents a review of the literature which focuses on determining the degree of importance of control systems for energy management in micro-networks. It describes the main reasons for the migration process from fossil fuel plants to industrial renewable energy plants, emphasizing some existing types of renewable energy. In addition, existing control techniques, including optimal and hierarchical control for micro-networks, are summarized. The main technologies currently used for the implementation of Model-Based Predictive Control (MPC) and Model-Based Predictive Economic Control (EMPC) are also outlined. In the latter, an analysis is made in economic terms as a function of cost.

Index Terms— MPC, energy management, micro-grids, cost function, hierarchical control

Resumen—El presente artículo presenta una revisión de la literatura la cual está enfocada en determinar el grado de importancia que tienen los sistemas de control para la gestión energética en micro-redes. Se describen las principales razones por las que se lleva a cabo el proceso de migración de plantas de uso de combustible fósil hacia plantas industriales de energía renovables, enfatizando en algunos tipos de energía renovable existentes. Adicionalmente, se resumen las técnicas de control existentes, entre las que figuran el control óptimo y jerárquico, para las micro-redes. Asimismo, se esbozan las principales tecnologías utilizadas en la actualidad para la implementación de sistemas de control predictivo basado en modelos (MPC, siglas en inglés) y el control económico predictivo basado en modelos (EMPC siglas en inglés). En este último, se realiza un análisis en términos económicos en función del coste.

Palabras Claves— MPC, gestión de energía, micro-redes, función de coste, control jerárquico

I. INTRODUCCIÓN

La mayoría de la cantidad de energía usada a nivel mundial está distribuida entre los sectores de generación eléctrica y del transporte, seguidos de industrias de tipo químico, agrónomas, entre otras. Según [1], se proyecta un crecimiento de la población mundial de alrededor de 10 billones de

habitantes para el 2050, por lo que se necesitará un promedio de 32,3 [TW] para suplir sus necesidades energéticas, el mismo que es considerablemente mayor a los 13,2 [TW] que se consumen actualmente [2], [3]. Según [47], el consumo de combustibles fósiles es de alrededor del 83%, mientras el restante se divide para las demás fuentes energéticas. Por este motivo, a nivel ambiental, es importare el desarrollo de nuevas técnicas que permitan alcanzar una mayor eficiencia operativa en plantas de energías renovables y que permitan disminuir su coste de operación. El crecimiento del continente asiático en términos económicos, demográficos y urbanísticos, proyectan un alza en la demanda inclusive mayor a la citada. Según [4], si los países asiáticos logran llevar su matriz energética al igual que lo hacen los países occidentales (en términos de consumo de carbón, gas y petróleo) es probable que las previsiones de precios y reservas mundiales deban ser radicalmente revisadas.

Esta realidad, ha desarrollado el interés en la investigación y mejora tanto de la electrónica de los componentes de las fuentes de energía renovable, como de los sistemas de control que se encargan de gestionar su dinámica [5], [6]. Las fuentes de energía renovable que se desarrollan para el reemplazo de las energías fósiles son principalmente la energía nuclear, hidroeléctrica, eólica, geotérmica, la basada en el hidrógeno (pilas de combustible), solar, entre otras [7], [8]. Las pilas de combustible, por ejemplo, se proponen dentro del desarrollo de vehículos eléctricos híbridos (HEV, siglas en inglés) en el campo de los vehículos eléctricos basados en pilas de combustible (FCEV, siglas en inglés) en donde se usan junto a un sistema de almacenamiento de energía (baterías, supercapacitores o ambos inclusive), además del motor eléctrico. Las arquitecturas de este sistema suelen ser en serie, paralelo o una combinación de ambas.

A diferencia de las grandes plantas centralizadas de combustible fósiles, como las termoeléctricas o las turbinas de vapor, las fuentes de energía renovable tienden a tener una arquitectura distribuida. Además de las fuentes de generación, para la mejora de los sistemas de control, se toman en cuenta sistemas auxiliares como el de pronósticos, el mismo que puede tener en cuenta incertidumbres para robustecer el sistema, o a la vez pueden emplear perfiles ya predefinidos según la estación temporal. La Fig. 1 muestra de manera gráfica los sistemas de energía eléctrica tradicional y de próxima generación. Según [9], los sistemas de energía

José Luis Sampietro Saquicela is with the Electrical Department, Luis Vargas Torres Technical University, Esmeraldas, Ecuador (email: jose.sampietro@utelvt.edu.ec).

Pablo Pico Valencia is with the Department of Programming and Software Development, Pontifical Catholic University of Ecuador, Esmeraldas, Ecuador (email: ppico@pucese.edu.ec).

distribuidos poseen las ventajas de tener un mayor grado de confiabilidad, de ser escalables de manera relativamente más sencilla que los sistemas convencionales y pueden ser flexiblemente controlados. Entonces, aparece el concepto de una micro-red, que se trata de un sistema con varias fuentes de generación distintas que pueden ser controlados de manera individual en un nivel de control inferior y en conjunto en un nivel superior de control [10]. Usualmente, todas las redes individuales (unidades de generación distribuidas) se unen a un bus de energía. Este bus, lleva la energía hasta las cargas, y en la dinámica, el conectar todas las fuentes (unidades de generación) al mismo bus, permite sacar de operación cualquiera de ellas sin afectar el desempeño del sistema. Entonces, se puede definir a una micro-red inteligente como un sistema de generación bidireccional, que permite la distribución de electricidad, tanto desde los proveedores hasta los consumidores, como la venta de electricidad por parte de los segundos. Un aspecto importante, es que se destaca la aparición e integración de las fuentes de generación renovables en ellas.

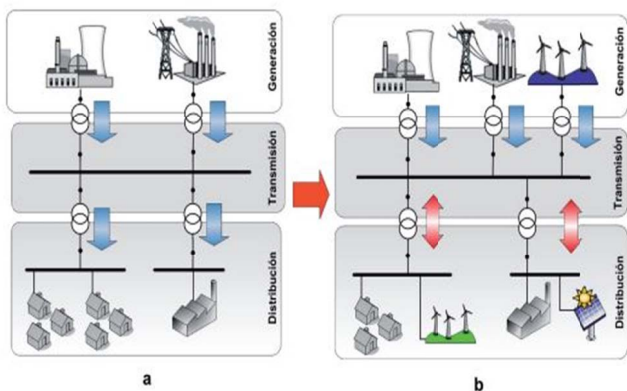


Fig. 1. Sistemas de energía eléctrica (a) tradicional y (b) próxima generación [11]

Dentro de los esquemas de control para este tipo de tecnología se tiene el control predictivo basado en modelos (MPC, siglas en inglés), controladores difusos, controladores jerárquicos, controladores híbridos entre otros. Principalmente la literatura se diferencia en el tipo de modelamiento que se usa del sistema y los objetivos de control, ya sea a nivel de corrientes, potencias, energía o torques. En el presente artículo en la sección II, se presenta un análisis de algunos trabajos relacionados con los sistemas de tipo micro-red, y en la sección III se realiza un análisis de los sistemas de control planteados para el manejo de la dinámica de estos tipos de sistemas. Finalmente, en la sección IV, se presentan las conclusiones de sobre la aplicabilidad de cada tipo de controlador.

II. SISTEMA DE GENERACIÓN ELÉCTRICA

Como se mencionó, los sistemas de generación tradicionales suelen estar formados por centrales generadoras de energía que operan siempre a su máxima capacidad, aun en condiciones de vetustez y malas condiciones técnicas. Parte de

la dinámica de estos sistemas, es que, en conjunto a estas grandes centrales de generación termoeléctrica o de vapor, por ejemplo, existen algunas de entrada/salida rápida como la de motores de combustión interna, que suplen el consumo en las llamadas horas de máxima demanda. Regularmente, cada planta industrial funciona como un ente autónomo, que luego se integra en una red de transmisión, con subestaciones y los demás elementos. Todas ellas, en su mayoría funcionan con combustibles como el diésel, el fuel oil, entre otro tipo de combustible similares. Una problemática común de estas centrales es que en ocasiones debido a un mal mantenimiento generan una cantidad considerable de contaminación, la misma que en muchos países no es correctamente regulada. A la vez, poseen problemas de eficiencia, daños en los sistemas de expulsión de gases y otros problemas mecánicos que hacen que su operación no sea la más óptima. Otra de sus desventajas es que el suministro a entregar, es regulado por previsiones calculadas previamente por un organismo de control. Esta previsión no se integra al sistema de manera inteligente ni como un parámetro de producción del sistema en sí. No obstante, una manera para mejorar la eficiencia de estos sistemas, es la introducción del control en niveles jerárquicos, que además del control local poseen capas o niveles para la gestión de un sistema completo de energía.

Debido a esta problemática, un nuevo objetivo de los sistemas de gestión energética es gestionar los recursos energéticos de forma que se aproveche al máximo la energía disponible en cada momento y se minimice el consumo de fuentes de energía fósiles. Ante esta realidad, una de las principales metas al concebir una red de energía más inteligente es el de mejorar la eficiencia y la sostenibilidad de la infraestructura de generación, lo que permite una generación más barata de energía, con niveles de confiabilidad superiores a los actuales, y que tome en cuenta el tema del cuidado medioambiental. Entonces, es importante tomar en cuenta el balance acorde entre la energía generada y la que se consume, para evitar incrementar drásticamente la generación en ciertos momentos de demanda de carga.

Dentro de este sistema de generación eléctrica inteligente, así como anteriormente para los sistemas tradicionales se consideraban a los motores de combustión, y otros tipos de plantas, en la actualidad se consideran las plantas de generación en base a energías renovables. En [12] se muestra que las fuentes renovables de energía y los sistemas para la generación distribuida se concentran en tres programas importantes. El primero es la generación eléctrica en base a fuentes renovables, como la energía solar, fotovoltaica, biomasa, biogás, generación eólica, energía geotérmica y energía hidroeléctrica. El segundo, la generación de electricidad y calor mediante energías renovables (CHP, siglas en inglés), y el tercero, el aumento en la eficiencia y el uso de bombas de generación de calor en combinación con los CHP para uso residencial, por ejemplo. Dentro de estos tres programas, algunos ejemplos del uso de fuentes de energías renovables se mencionan a continuación.

La fuente de generación solar, por ejemplo, es una de las formas más comunes de producir energía, y dentro de este

mencionado contexto, en [13]-[15] se utilizan sistemas de energía solar para alimentar el sistema térmico de edificaciones. En este último se analizan varios tipos de sistemas de absorción solar, para distintas capacidades nominales con varias superficies de absorción, además de analizar las ecuaciones del balance térmico. En [16] en cambio, la energía demandada se suministra por un sistema solar de capacidad limitada. Para este caso particular se usa agua para la transferencia de calor, por lo que la planta solar puede ser operada para producir agua caliente o fría. El ciclo de la energía de un fluido es cerrado, es decir, el fluido retorna a una bomba de impulsión luego de pasar por los subsistemas, mientras el elemento final de intercambio calórico es un serpentín que tiene como elementos de intercambio el agua y el aire externo.

En [17] el sistema descrito consta de generación solar, eólica y pilas de combustible para suministrar energía, entendiéndose las limitaciones de las condiciones del tiempo para la generación (restricciones). Este trabajo a diferencia de [18], no posee una red externa de energía (grid) que puede dar y también puede comprar energía. En [19], en cambio se usa un sistema fotovoltaico y un sistema eólico combinados, los mismos que se accionan individualmente o en conjunto según los requerimientos de carga. También es importante destacar, que en este trabajo se usa un banco de baterías para almacenar energía. Uno de los principales objetivos es mejorar la eficiencia del estado de carga, (SOC, por sus siglas en inglés) de las baterías y los niveles de agua e hidrógeno disponibles para la generación y consumo. En este trabajo, al igual que en [17], [20], [21] se ve el uso de elementos que almacenan energía. Además de aquello, se puede observar que existe interacción con redes externas. En [22] en cambio se usa un tipo de almacenamiento térmico. En [18] se observa que estrategias de gestión de energía para las diferentes fuentes de generación como las ya mencionadas se formulan para horizontes de 24 horas, al igual que en [17].

Como se puede observar, existen trabajos que estudian la implementación de este tipo de sistemas y en particular de las micro-redes. No obstante, es importante recalcar algunos aspectos que ayudan a la mejora de la eficiencia del sistema. Dentro de estos aspectos, se encuentra el avance en las predicciones del tiempo, por lo que en algunos casos los datos se toman y actualizan en intervalos de usualmente una hora a partir de bases de datos web analíticas de tiempo, que se basan en una combinación de modelos estadísticos y mediciones físicas [23]. Los datos meteorológicos revisados, así como la previsión de precios electricidad de la red, se logran sobre una base horaria que puede ser considerada como de tiempo real con un intervalo de una hora para el envío y seguimiento de carga.

Otro aspecto importante es la factibilidad de integración y comunicación en tiempo real de los sistemas nuevos, con otros tipos de sistemas existentes, la generación descentralizada, los buses de energía, la capacidad y forma de almacenamiento, así como la gestión óptima de los subsistemas en base a las necesidades globales. Otra consideración a tener en cuenta es que las necesidades de consumo energético son dependientes

del tiempo. Además de las fuentes y las cargas se dispone de elementos de almacenamiento (o micro almacenamiento) energético que permiten almacenar temporalmente energía (baterías, supercapacitores o sistemas híbridos entre ambos). Esto se apoya en las predicciones climáticas más exactas que se dan con el paso del tiempo. De forma similar, y a partir de históricos, es posible tener estimaciones del consumo de las cargas. Autores de los estudios [24]-[27] han analizado en detalle la arquitectura y funcionalidad de las redes de energía inteligentes.

Entonces, en trabajos de autores como [28]-[32], entre otros ya analizados, se observa que el estudio de la migración hacia estas tecnologías es relevante para la comunidad científica actual.

III. GESTIÓN DEL CONTROL PARA MICRO-REDES

A. Controladores basados en EMPC

Como se conoce, existen diversas técnicas de control para realizar la gestión energética en micro-redes. Algunas, orientadas a manejar sistemas con varias fuentes de generación, con elementos de almacenamiento, y con compra y venta de energía. Entonces, en esta sección se hará un análisis de las técnicas de control usadas en algunos artículos de la literatura. En [20], se argumenta que el aumento en el rendimiento de la generación, puede alcanzarse con el uso óptimo de aproximaciones basadas en heurísticas. No obstante, [21] indica que el tipo de control MPC, puede integrar métodos de previsión, variables óptimas y multicontrol, la consideración de las incertidumbres y las condiciones de tiempo muerto, por lo que es una solución eficiente para resolver problemas de control en generación. Tanto en este trabajo como en [33], se usa un control predictivo económico, EMPC, donde el término económico viene asociado con la energía del mercado. En este último, la estrategia de control se compone de una función de coste económica que representa la combinación de los costos de energía y la demanda del proceso. Las entradas de control vienen del modelo de potencia de la dinámica de la masa térmica de la construcción, y existe un conjunto de restricciones para asegurar el edificio se hace funcionar correctamente. De esta forma, el objetivo económico se lo realiza con la inclusión de un término en una función de coste con coeficientes o pesos de las variables según el coste. La optimización es un problema min-máx y se convierte en un programa lineal. Hay que tener especial cuidado en el EMPC que la función objetivo puede conducir a la inestabilidad, por lo que los argumentos típicos de Leapunov para probar la estabilidad asintótica de un MPC no se pueden aplicar directamente, ya que el coste óptimo no es necesariamente decreciente.

Entonces en [21] se modifica la función objetivo de coste económico para asegurar la estricta disipatividad. Otros trabajos como [34], también cambian la función de coste, modificándola mediante pesos y logrando una disminución en el rendimiento económico. Esta pérdida de rendimiento constituye una solución de compromiso para la estabilidad.

También se muestra que el rendimiento en lazo cerrado supera el mejor rendimiento de estado estacionario, mediante el tratamiento de penalizaciones en la región terminal. En [20], se muestra que, en la implementación del control predictivo basado en modelos estándares, primero se obtiene una optimización en el estado estacionario en el punto de equilibrio con coste económico mínimo, no obstante, el mejor punto de equilibrio calculado puede no ser el mínimo global del costo económico y, por lo tanto, la elección de los costes económicos debe ofrecer un potencial para mejorar el rendimiento del sistema. Existen trabajos sobre MPC económico que desarrollan nuevas herramientas para el análisis de la estabilidad e identifican las condiciones suficientes para la estabilidad asintótica, lo que permite que el sistema se estabilice al forzar el estado del mejor punto de equilibrio en el extremo del horizonte.

También existen trabajos como [17] en donde se presenta una metodología para aplicación de técnicas de optimización de retroceso de horizonte hacia el problema de la gestión óptima de los flujos de energía. En el enfoque de horizonte en retroceso, el mismo problema de optimización se resuelve en cada paso de tiempo para lograr una solución óptima para el paso de tiempo actual. Esta formulación se la realiza en el dominio del tiempo discreto con un horizonte temporal finito. La solución al problema de optimización ofrece las trayectorias de referencia de potencia para los subsistemas de generación de energía en el horizonte elegido (es decir, el poder que se distribuya durante cada intervalo de tiempo futuro). En la formulación del problema, se incluye como el principal objetivo económico los costos de generación, además de los costes e ingresos generados por la venta de energía hacia la red pública, término que se resta de la función general. De esta manera, se observa que uno de los principales objetivos del EMPC mostrados hasta ahora, es a disminución del coste de generación y por ende un aumento de la eficiencia del sistema.

B. Controladores basados en MPC

También ha existido investigación con controladores MPC que no son del tipo económico, ya sean estos MPC estándar, NMPC (Nonlinear Model Predictive Control), DMPC (Distributed Model Predictive Control), entre otros. Se debe recordar que una ventaja del control MPC es la facilidad para colocar las restricciones que son las limitaciones operativas dentro de rangos para cada variable. Por ejemplo, en [17], se presenta una metodología para la aplicación de técnicas de optimización en retroceso de horizonte para la gestión óptima de flujos de energía mediante un sistema híbrido (HRES). La optimización de las estrategias de gestión de energía se realiza a través de un enfoque de horizonte de retroceso formulado en el dominio de tiempo discreto. La primera capa del MPC, realiza una optimización en tiempo real de las variables de la planta, la misma que se actualizará sobre una escala de tiempo de horas o días, para después integrar los resultados a otros sistemas de control de capas inferiores. La solución al problema de optimización ofrece las trayectorias de referencia de potencia para los subsistemas de generación de energía en

el horizonte elegido. La asignación óptima de la generación de energía entre los diferentes recursos ofrece un balance entre oferta y demanda y los objetivos planteados para la función de coste. En [18] el problema general se formula mediante programación lineal (MILP). Se emplea un estudio de caso para una estrategia online de control basado en la optimización. Las cargas controlables tienen un nivel deseable, pero su magnitud es flexible, de modo que el nivel de la demanda puede bajar al ser conveniente o necesario (modo en isla), y se atribuye un cierto costo asociado con la reducción de carga como penalidad de la micro-red. En este trabajo, también existe un sistema de almacenamiento de energía, el mismo que posee un comportamiento dinámico. En [35], el control se realiza con varias leyes de control, y se usan distintos modelos del sistema para realizar una comparativa posterior. Entre las técnicas de control usadas están las referentes al NMPC como por ejemplo NMPC multi etapa, NMPC robusto en bucle abierto, y NMPC robusto variante e invariante en el tiempo.

La robustez de los controladores se logra mediante la aplicación de limitaciones en los nodos, obtenidos mediante la combinación de los valores nominales máximos, mínimos y de los parámetros inciertos. Se trabaja en resolver problemas asociados a la incertidumbre que se presenta al colocar términos económicos a este tipo de controles. La representación de la evolución de la incertidumbre como un árbol de escenarios, hace que sea posible introducir una retroalimentación de forma explícita en la predicción del controlador, en el NMPC multi etapa. La aplicación de este controlador y la inclusión de términos económicos lograrían mejoras en el rendimiento, a la vez que la reducción de tiempos de carga, temperaturas más finas y el no violar continuamente las restricciones relacionadas con la seguridad, como en el caso de los controles estándar. Para este tipo de sistemas se debe tener cuidado en analizar correctamente el equilibrio entre la variabilidad del sistema controlado y los resultados económicos en condiciones de incertidumbre.

En [22], se trata el balance energético para sistemas con muchos componentes, y se usa el método de Douglas-Rachford para dividir el problema general en sub problemas dinámicos y poderlos controlar de forma paralela. Un agregador basado en un MPC es el encargado de hacer el control global del sistema. La función de coste penaliza la desviación en el consumo de energía y el seguimiento de consignas. Existe un sistema de almacenamiento de energía de tipo térmico. Se concluye que los costos de operación se reducen, además de que para los sistemas a gran escala este método es más rápido que la solución del problema original sin dividir. Mientras que en [16], se presenta un modelo predictivo distribuido (DMPC) en comparación con un controlador centralizado para un esquema de gestión eficiente de la distribución de energía en edificios. Se proponen entonces, extensiones para los controladores distribuidos con el objetivo de superar las dificultades que surgen de la aplicación directa de un DMPC para la formulación estándar. En este trabajo, la dinámica del modelo de la temperatura interior es no lineal, no obstante, como resultado final se

trabaja mediante una representación del sistema como una red dinámica lineal (LDN). Las modificaciones propuestas al DMPC garantizan una distribución óptima del recurso con una red de acoplamiento flexible. La simplificación principal fue dada por la eliminación de las restricciones de frontera en la disponibilidad de recursos.

C. Controladores Jerárquicos

Como se había introducido anteriormente, existen ciertos controles que se dividen en capas, ya sean dos o tres, en base de los objetivos de control a alcanzar. Usualmente se tiene un control de alto nivel que se encarga de la gestión de la red de energía y controladores locales que se encargan de asegurar los parámetros de operación de cada subsistema como tal. Por ejemplo, en [36], se presenta una revisión del control jerárquico, que para el presente trabajo se divide en tres etapas. La primera referida a los mecanismos para repartir carga y control de voltaje de salida, la segunda se refiere a la administración de energía del sistema, y su modo de operación y la tercera a la importación/exportación de energía desde la red. En el segundo nivel, se debe tener la coordinación en los instantes de tiempos definidos de las fuentes de energía, los dispositivos de almacenamiento, y las cargas, este balance en el artículo se lo representa como la estabilidad del bus en corriente continua (DC). En la etapa de supervisión, pueden ser usualmente implementadas estrategias de gestión que se pueden dividir en tres categorías principales, en base a la forma en que el control secundario se implementa, y pueden ser centralizados, descentralizados e híbridos. También se mencionan ventajas del bus de DC sobre el de corriente alterna (AC), las mismas que se resumen en alta eficiencia, la calidad de alta potencia, coste reducido, y el control menos complejo.

En [13], se propone un sistema jerárquico al igual que el caso anterior, pero de dos niveles, que recibe información de controles locales y maneja una red en el nivel superior, entonces a bajo nivel se manejan por ejemplo las temperaturas de los componentes del sistema. El controlador según las restricciones de funcionamiento, deberá de actuar con los controles locales para subir o bajar la temperatura en los rangos provistos según las condiciones de carga o descarga (referencia del valor de temperatura). Las condiciones meteorológicas, temperatura externa, entre otras, son tomadas como perturbaciones del sistema. Las principales dificultades se relacionan con la presencia de limitaciones de seguridad y la no linealidad, así como la naturaleza híbrida del sistema. En trabajos como [20], se muestra una combinación de un MPC y MILP para resolver el problema de gestión de energía. Se mantiene la idea de un control superior, al cual se enfoca el desarrollo de consignas para el bajo nivel, y controladores locales para resolver problemas de calidad de energía en los elementos de la red. Son restricciones las capacidades de la red para la producción, y a la vez los costes de producir la energía.

D. Controladores Jerárquicos

Trabajos como [17], [19], [24], [37] y [38] muestran otros

tipos de técnicas de control usadas para la gestión de energía. En [19], por ejemplo, se muestra que los sistemas de energía autónomos, operan regularmente al límite de sus especificaciones, muy poco después de la instalación o después de un tiempo suelen surgir necesidades crecientes en la demanda, lo que lleva al fallo del sistema. Una solución a esto es la desconexión de la carga parcial de una manera inteligente. Para la solución, usa la predicción de “Gray” explicada en [38], que elimina el máximo de valores negativos, ya que los mismos no están permitidos, colocándolos en un rango positivo hasta el infinito, para luego pasarlo por un algoritmo de acumulación de primer orden y luego modelarlos en una ecuación diferencial de primer orden.

Finalmente, en la Tabla I, se ha sumariado varios trabajos sobre sistemas micro-red. En esta tabla se han dividido los mismos por tipo de control, ya sea MPC, NMPC, EMPC u otros. También, se han dividido según el modelo usado para el controlador, ya sea lineal o no lineal. Se han separado también, según el tipo de función de coste, y el modo de almacenar energía. Los elementos de la micro-red, se han detallado y se han colocado los trabajos dentro de los mismos.

TABLA I
ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA MICRO-REDES

Enfoque	Estudios relacionados
Según técnicas de gestión	
MPC lineales	[18], [36], [39], [40], [41]
MPC no lineales	[15], [20]
EMPC	[17], [28], [29], [30], [32], [25], [26], [27], [34], [35], [36], [24], [42], [43], [21]
DMPC	[16], [22]
Otras	[24], [37], [17], [19], [38]
Según modelo para el controlador	
Lineal	[17], [18], [28], [32], [24], [26], [16], [22], [39], [40], [42], [43], [17], [21], [19]
No lineal	[30], [25], [27], [34], [35], [36], [41], [37], [15], [20]
Según función de peso utilizada	
Cuadrática	[16], [35], [24], [22], [39], [41], [21]
Otras	[29], [30], [27], [40], [42], [37], [43], [17], [20]
Según el tipo de micro-red	
Solares	[16], [40], [13], [14], [15]
Red pública	[29]
Híbridos	[17], [18], [17], [21], [19], [20]
Según modelo de almacenamiento de energía	
Banco de baterías	[13], [14], [15], [17], [18], [19], [21], [22], [24], [39], [41], [43].
Otros	[13], [14], [15], [24], [37], [39], [40], [41], [42], [43].

IV. CONCLUSIONES

El control distribuido es una técnica eficiente para el manejo de grandes sistemas. En el caso de las micro-redes, la generación de cada fuente se integra a un bus de energía DC o AC. Las fuentes que reemplazan a las energías no renovables son la energía solar, energía térmica, energía hidroeléctrica, pilas de combustibles, entre otras. También se incluyen elementos complementarios que permiten mejorar el desempeño del sistema, como las predicciones temporales, datos históricos, y la inclusión del sistema de almacenamiento de energía como baterías y supercapacitores. Una ventaja de estos sistemas de almacenamiento es que poseen una gran capacidad de densidad energética y una gran capacidad de densidad de potencia respectivamente. Dentro de la arquitectura de control, el nivel superior es referido a la distribución de energía del sistema y puede ser implementado con los controladores MPC, EMPC, difusos entre otros. Dentro del control jerárquico, esta sería la capa de nivel superior, o de planificación, en donde las consignas para los controles de bajo nivel se definen. La capa de nivel inferior, incluye los controladores de tipo proporcional, proporcional integral (PI, siglas en inglés) y el proporcional integral derivativo (PID, siglas en inglés), además de los controles para lazos locales. Dentro del tipo de controladores MPC, tenemos la ventaja de que podemos integrar las limitaciones físicas del sistema como restricciones de operación, las mismas que pueden ser de tipo duras o flexibles. La función de control puede diseñarse para asegurar la estabilidad del sistema. Una desventaja es que necesitamos un optimizador en tiempo real (RTO, siglas en inglés) para dar las consignas de control. Podemos trabajar con sistemas directamente no lineales, o linealizar los sistemas con modelos aproximados, perdiendo un porcentaje de eficiencia en la resolución del sistema de control. La ventana temporal en la que se resuelve el MPC es un aspecto importante en la predicción. Existen modelos del MPC que permiten hacer el sistema robusto, incluyendo los errores de predicción y de los componentes. Las ventajas del control EMPC es la inclusión de los términos económicos en la función de coste del sistema directamente. Con esto, podemos unir la capa del RTO directamente con la etapa de control superior. Una desventaja es que la estabilidad del sistema no se puede asegurar como en el caso del MPC normal. El control predictivo clásico y de tipo económico, junto al control jerárquico, permiten entonces un eficiente manejo de las micro-redes, permitiendo el aumento de las prestaciones y asegurando un funcionamiento óptimo. Por este motivo y como se revisó en la literatura, son ampliamente usados en las aplicaciones de micro-redes.

REFERENCIAS

- [1] D. Tomaskovic-devey, "Market Concentration and Structural," in *Industries, Firms, and Jobs*, Springer, Boston, MA, 1988, pp. 141–142.
- [2] J. Conti, P. Holtberg, J. Diefenderfer, A. LaRose, J. T. Turnure, and L. Westfall, *International Energy Outlook 2016 With Projections to 2040*, vol. 0484, no. May, 2016.
- [3] L. G. G. Moncada, F. Asdrubali, and A. Rotili, "Influence of new factors on global energy prospects in the medium term: comparison among

the 2010, 2011 and 2012 editions of the IEA's World Energy Outlook reports," *Econ. Policy Energy Environ.*, no. 3, pp. 67–89, 2013.

- [4] A. Galkina, V. Kulagin, and I. Mironova, "Renewable Energy Sources: Global and Russian Outlook Up to 2040," *J. Technol. Innov. Renew. Energy*, vol. 007, no. 499, pp. 185–194, 2014.
- [5] P. H. Shaikh, N. B. M. Nor, P. Nallagownden, I. Elamvazuthi, and T. Ibrahim, "A review on optimized control systems for building energy and comfort management of smart sustainable buildings," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 34, pp. 409–429, 2014.
- [6] J. de Matos, F. e Silva, and L. Ribeiro, "Power Control in AC Isolated Microgrids with Renewable Energy Sources and Energy Storage Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 6, pp. 1–1, 2014.
- [7] C. Graves, S. D. Ebbesen, M. Mogensen, and K. S. Lackner, "Sustainable hydrocarbon fuels by recycling CO₂ and H₂O with renewable or nuclear energy," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, no. 1, pp. 1–23, 2011.
- [8] A. Omri, N. Ben Mabrouk, and A. Sassi-Tmar, "Modeling the causal linkages between nuclear energy, renewable energy and economic growth in developed and developing countries," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 42, pp. 1012–1022, 2015.
- [9] P. G. Arul, V. K. Ramachandaramurthy, and R. K. Rajkumar, "Control strategies for a hybrid renewable energy system: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 42, pp. 597–608, 2015.
- [10] N. Hatzigiorgiou, *Microgrids: architectures and control*. John Wiley & Sons, 2014.
- [11] C. Díaz and D. Hernandez, "Smart Grid: Las TICs y la modernización de las redes de energía eléctrica – Estado del Arte," *Rev. Sistemas y Telemat.*, vol. 9, pp. 53–81, 2011.
- [12] E. Crisostomi, M. Raugi, A. Franco, and G. Giunta, "The smart gas grid: State of the art and perspectives," in *2013 4th IEEE/PES Innovative Smart Grid Technologies Europe, ISGT Europe 2013*, 2013, pp. 1–5.
- [13] E. Herrera, R. Bourdais, and H. Guéguen, "Predictive and interactive controllers for solar absorption cooling systems in buildings," *J. Process Control*, vol. 24, no. 6, pp. 836–845, 2014.
- [14] B. Prasartkaew and S. Kumar, "The Quasi-steady State Performance of a Solar-Biomass Hybrid Cooling System," in *Proceedings of the Second TSME International Conference on Mechanical Engineering*, 2011.
- [15] Y. L. Yin, Z. P. Song, Y. Li, R. Z. Wang, and X. Q. Zhai, "Experimental investigation of a mini-type solar absorption cooling system under different cooling modes," *Energy Build.*, vol. 47, pp. 131–138, 2012.
- [16] H. F. Scherer, M. Pasamontes, J. L. Guzmán, J. D. Álvarez, E. Camponogara, and J. E. Normey-Rico, "Efficient building energy management using distributed model predictive control," *J. Process Control*, vol. 24, no. 6, pp. 740–749, 2014.
- [17] X. Wang, H. Teichgraber, A. Palazoglu, and N. H. El-Farra, "An economic receding horizon optimization approach for energy management in the chlor-alkali process with hybrid renewable energy generation," *J. Process Control*, vol. 24, no. 8, pp. 1318–1327, 2014.
- [18] A. Parisio, E. Rikos, and L. Glielmo, "A Model Predictive Control Approach to Microgrid Operation Optimization," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 22, no. 99, p. 1, 2014.
- [19] G. Kyriakarakos, D. D. Piromalis, A. I. Dounis, K. G. Arvanitis, and G. Papadakis, "Intelligent demand side energy management system for autonomous polygeneration microgrids," *Appl. Energy*, vol. 103, pp. 39–51, 2013.
- [20] A. Parisio, E. Rikos, G. Tzamalís, and L. Glielmo, "Use of model predictive control for experimental microgrid optimization," *Appl. Energy*, vol. 115, pp. 37–46, 2014.
- [21] J. Patino, A. Marquez, and J. Espinosa, "An economic MPC approach for a micro grid energy management system," in *Transmission & Distribution Conference and Exposition - Latin America (PES T&D-LA), 2014 IEEE PES*, 2014.
- [22] R. Halvgaard, L. Vandenberghe, N. K. Poulsen, H. Madsen, and J. B. Jørgensen, "Distributed Model Predictive Control for Smart Energy Systems," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 7, no. 3, pp. 1675 – 1682, 2016.
- [23] W. Analytics, "atehnum analytics," 2013. [Online]. Available at: <http://www.weatheranalytics.com/>.
- [24] V. Chandan and A. G. Alleyne, "Decentralized predictive thermal control for buildings," *J. Process Control*, vol. 24, no. 6, pp. 820–835, 2014.

- [25] L. Lao, M. Ellis, and P. D. Christofides, "Economic model predictive control of parabolic PDE systems: Addressing state estimation and computational efficiency," *J. Process Control*, vol. 24, no. 4, pp. 448–462, 2014.
- [26] A. Ferramosca, D. Limon, and E. F. Camacho, "Economic MPC for a changing economic criterion for linear systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 59, no. 10, pp. 2657–2667, 2014.
- [27] M. Heidarinejad, J. Liu, and P. D. Christofides, "Economic Model Predictive Control of Nonlinear Process Systems Using Lyapunov Techniques," *AIChE J.*, vol. 58, no. 3, pp. 855–870, 2012.
- [28] J. Piccardo and A. Prieto, "Vehículo Eléctrico de Producción Nacional," Universidad de Buenos Aires, 2012.
- [29] J. Arango, F. Sierra, and V. Silva, "Análisis exploratorio de investigaciones sobre los motores de combustión interna que trabajan con biogás," *Tecnura*, vol. 18, no. 39, pp. 152–164, 2014.
- [30] C. Clastres, "Smart grids: Another step towards competition, energy security and climate change objectives," *Energy Policy*, vol. 39, no. 9, pp. 5399–5408, 2011.
- [31] J. Gao, Y. Xiao, J. Liu, W. Liang, and C. L. P. Chen, "A survey of communication/networking in Smart Grids," *Futur. Gener. Comput. Syst.*, vol. 28, no. 2, pp. 391–404, 2012.
- [32] H. Lund, A. N. Andersen, P. A. Østergaard, B. V. Mathiesen, and D. Connolly, "From electricity smart grids to smart energy systems - A market operation based approach and understanding," *Energy*, vol. 42, no. 1, pp. 96–102, 2012.
- [33] J. Ma, S. J. Qin, and T. Salsbury, "Application of economic MPC to the energy and demand minimization of a commercial building," *J. Process Control*, vol. 24, no. 8, pp. 1282–1291, 2014.
- [34] R. Amrit, J. B. Rawlings, and D. Angeli, "Economic optimization using model predictive control with a terminal cost," *Annu. Rev. Control*, vol. 35, no. 2, pp. 178–186, 2011.
- [35] S. Lucia, J. A. E. Andersson, H. Brandt, M. Diehl, and S. Engell, "Handling uncertainty in economic nonlinear model predictive control: A comparative case study," *J. Process Control*, vol. 24, no. 8, pp. 1247–1259, 2014.
- [36] C. N. Papadimitriou, E. I. Zountouridou, and N. D. Hatziaargyriou, "Review of hierarchical control in DC microgrids," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 122, pp. 159–167, 2015.
- [37] N. Jain, J. P. Koehn, S. Sundaram, and A. G. Alleyne, "Partially decentralized control of large-scale variable-refrigerant-flow systems in buildings," *J. Process Control*, vol. 24, no. 6, pp. 798–819, 2014.
- [38] Y. Huang, J. Lu, C. Liu, X. Xu, W. Wang, and X. Zhou, "Comparative study of power forecasting methods for PV stations," *2010 Int. Conf. Power Syst. Technol.*, pp. 1–6, 2010.
- [39] Z. Vána, J. Cigler, J. Široký, E. Žáčková, and L. Ferkl, "Model-based energy efficient control applied to an office building," *J. Process Control*, vol. 24, no. 6, pp. 790–797, 2014.
- [40] Y. Zong, L. Mihet-Popa, D. Kullmann, A. Thavlov, O. Gehrke, and H. W. Bindner, "Model predictive controller for active demand side management with PV self-consumption in an intelligent building," *IEEE PES Innov. Smart Grid Technol. Conf. Eur.*, pp. 1–8, 2012.
- [41] C. R. Touretzky and M. Baldea, "Nonlinear model reduction and model predictive control of residential buildings with energy recovery," *J. Process Control*, vol. 24, no. 6, pp. 723–739, 2014.
- [42] W. J. Cole, D. P. Morton, and T. F. Edgar, "Optimal electricity rate structures for peak demand reduction using economic model predictive control," *J. Process Control*, vol. 24, no. 8, pp. 1311–1317, 2014.
- [43] D. I. Mendoza-Serrano and D. J. Chmielewski, "Smart grid coordination in building HVAC systems: EMPC and the impact of forecasting," *J. Process Control*, vol. 24, no. 8, pp. 1301–1310, 2014.

Modelado de base fenomenológica del secador ATM-52 empleado en el proceso de producción de pasta cerámica

Phenomenological Based Modelling for ATM-52 Spray Dryer employed on ceramic production process

Andrés López Valencia, Manuela Walteros León, Pablo Santiago Rivadeneira Paz

Abstract—This article contains a verbal and mathematical description of drying process inside ATM-52 spray dryer for ceramic paste production. Through the application of a modeling methodology, it was defined as an objective to be able to describe, by means of a phenomenological basis, the temporal variation of humidity in the outlet stream of the ATM-52 spray dryer. This variable is the most critical in the process and it's the most fluctuating to measure in real time and only laboratory methods are available to obtain measurements. To achieve the objective, a series of assumptions were made, allowing to describe the model by a set of differential ordinary equations, The most important assumption is that the mass transfer phenomena is significant when streams flow is in co-current. Once the set of equations were obtained, through physical-chemical relations of the process, parameters values were assigned and computational verification was applied. The model was validated using the values in steady state obtained from the real process.

Index Terms—model, mass and energy balances, spray drying, slurry, mass transfer.

Resumen—Este artículo contiene una descripción tanto verbal como matemática del proceso de secado que se lleva a cabo dentro del equipo ATM-52 para la producción de pasta cerámica. A través de la aplicación de una metodología de modelado, se definió como objetivo poder describir la variación temporal de la humedad en la corriente de salida del equipo (pasta cerámica), dado que es la variable crítica en el proceso. Esta variable es difícil de medir en tiempo real y solo se cuenta con métodos de laboratorio para obtener mediciones. Para lograr el objetivo se plantearon una serie de suposiciones que permitieron describir el modelo como ecuaciones diferenciales ordinarias, siendo la más importante que el fenómeno de transferencia de masa es significativo cuando las corrientes van en el mismo sentido. Una vez obtenido el conjunto de ecuaciones, a través de relaciones físico-químicas del proceso, se obtuvo el valor de todos los parámetros del mismo, y se realizó su verificación computacional. El modelo se validó experimentalmente con los valores en el estado estacionario obtenidos del proceso real.

A. López y P. Rivadeneira. Universidad Nacional de Colombia, Facultad de Minas, Departamento de Energía Eléctrica y Automática, Cra 80 No. 65-223, 050041, Medellín-Colombia, (e-mail: {andlopezval, psrivade}@unal.edu.co)

M. Walteros. Universidad Nacional de Colombia, Facultad de Minas, Departamento de Procesos y Energía, Cra 80 No. 65-223,050041, Medellín-Colombia, (e-mail :mwalterosl@unal.edu.co)

Palabras Claves—modelo, balances de masa y energía, secador, barbotina, transferencia de masa.

I. INTRODUCCIÓN

EN el campo de la Ingeniería de Control, es de gran utilidad usar modelos matemáticos para representar los comportamientos que tienen los fenómenos de la naturaleza. Los modelos son abstracciones de una porción de la realidad que permiten dar explicación matemáticamente a lo que sea que esté sucediendo dentro de unas fronteras establecidas. Siendo los fenómenos de la naturaleza inherentemente dinámicos, la herramienta matemática empleada en la representación de dichos fenómenos tendrá que ser un conjunto de ecuaciones diferenciales que, acorde a las características del sistema que se desea modelar, se obtendrán de las diferentes leyes físicas que lo gobiernen. En nuestro caso especial, dado que se trata de un sistema con interacciones físico-químicas, serán las leyes de conservación de la masa y la energía.

Este artículo se desarrolló con el objetivo de realizar balances en estado dinámico para el proceso de secado de pasta cerámica. El modelo se realizó como un ejercicio académico para Colcerámica S.A.S., una de las unidades de negocio de la organización CORONA en Colombia. El equipo que se desea modelar es un secador spray. La motivación principal al desarrollar el modelo es la aplicación de estrategias de control a la variable humedad, la cual es de suma importancia para el proceso. Si bien en la actualidad existen sensores que miden la humedad de pasta cerámica en tiempo real, la empresa Colcerámica S.A.S no posee un sensor que realice dicha tarea y en este caso un modelo podría ofrecer la oportunidad de predecir la dinámica de la variable de interés en términos de variables que si se pueden medir.

En este caso se optó por no realizar identificación, ya que se quería obtener una descripción fenomenológica que diera a conocer el proceso de secado de pasta cerámica y además permitiera dar explicación al comportamiento de las dinámicas del proceso en el equipo. Adicionalmente, el ejercicio de representar el proceso a través de ecuaciones diferenciales obliga a conocer en profundidad el mismo. En otras palabras, conocer internamente el modelo, por lo que un modelo de tipo

caja negra fue descartado. Se logró describir adecuadamente la fenomenología del equipo, consiguiendo predecir los cambios en la humedad a la salida, basados en las condiciones de entrada del mismo y acercándose suficientemente a los estados estacionarios del proceso real, resaltando que fueron usados datos de un equipo en operación.

En este documento se expondrá pues, la aplicación de la metodología de modelado expuesta en [1]. Dado que dicha metodología plantea un modelado en estado dinámico, los resultados de esta permitieron hacer una predicción de las propiedades de la variable humedad

II. TRABAJOS RELACIONADOS

Existen diversos autores que han enfrentado ejercicios de modelado para secadores spray. La mayoría tratan procesos relacionados con alimentos como la producción de leche en polvo, colorantes naturales y frutas deshidratadas. Entre estos, se encuentran algunos que presentan balances en estado estacionario [2]-[4], pero también existen otros con balances en estado dinámico [5]-[7]. En menor proporción encontramos al proceso cerámico, en el cual únicamente plantean los balances para los estados estacionarios [8]. Los balances en estado estacionario suelen realizarse con el fin de conocer los puntos de operación de los equipos y la cantidad de materia prima requerida para obtener determinada cantidad de producto; mientras que los balances en estado dinámico son usados en la aplicación de estrategias de control y para representar (predecir) los cambios de alguna o varias propiedades.

Los autores, en general, expresan que la humedad es una variable de suma importancia para el proceso de secado, en términos de las propiedades de los productos. Particularmente, en el proceso industrial de la pasta cerámica, la granulometría es un parámetro que adquiere gran importancia en la etapa de prensado (seguida de la atomización). Es por esto que el control de humedad de las partículas al final de la atomización es crucial, pues si esta no es retirada adecuadamente (manera y cantidad), el grano final presentaría algunos problemas según los estándares de calidad [9], [10].

III. METODOLOGÍA DE MODELADO

A. Paso 1: Descripción del proceso y diagrama de flujo

Según la metodología de modelado [1], se inicia con una descripción verbal del proceso, enunciando las características más importantes del mismo.

El equipo que se desea modelar es un secador Spray ATM-52, en el que se aplica una reducción del contenido de líquido de los productos desde un valor inicial hasta un valor final deseado, necesario para lograr que las cerámicas queden con las especificaciones de calidad requeridas en sus propiedades físicas. Existen diferentes factores que afectan el proceso de secado como la temperatura, velocidad del aire con el que se seca, el tipo de producto que se secará, etc. Esto da lugar a que en el mercado se desarrollen muchos secadores, las diferencias de éstos residen en la forma en que se mueven los sólidos a través de la zona de secado y en la forma en la que se

transmite calor [11].

El Secador Spray ATM-52 es un equipo perteneciente al proceso inicial para la elaboración de cerámicas. En él se seca la Barbotina (una mezcla de minerales y arcillas de la que se obtiene la contextura cerámica). Esta mezcla es llevada al secador que se encarga de convertirla en gotitas a través de un Atomizador. Son las gotitas de la mezcla las que serán secadas a partir de una corriente de aire caliente. Esta corriente de aire forma un torbellino que garantiza valores de humedad y granulometría constantes a través del equipo (es decir, en las divisiones espaciales de éste), ahorrándose así tiempo y energía [12]. Después de que se secan las gotitas, caen por gravedad a la corriente que extrae este producto mientras que la humedad retirada de la Barbotina sale por una corriente lateral de vapor de agua mezclado con aire.

En la Fig. 1 se muestra un diagrama del proceso.

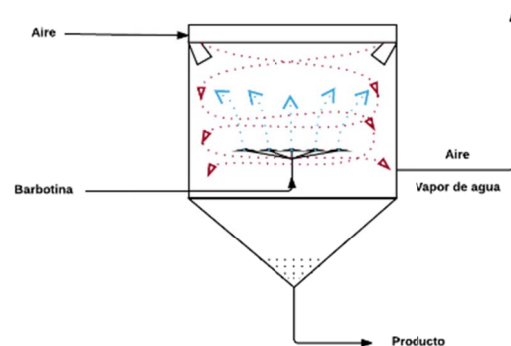


Fig. 1. Diagrama de proceso.

B. Paso 2: nivel de detalle

El nivel de detalle está orientado a las preguntas que responden el modelo y las hipótesis con las cuales se comenzará a resolver el problema de modelado. Este a su vez se puede descomponer en los siguientes 4 ítems:

1) Objetivo del modelo:

El objetivo del modelo es determinar la variación de la humedad del flujo de producto en el tiempo. Es decir, se buscará un modelo dinámico con la cualidad de representar esta humedad para todo tiempo "t".

2) Nivel de detalle del modelo:

En este caso, se abordará el problema desde un nivel macroscópico, suponiendo a las sustancias como nuestros sistemas de interés. Esto porque para efectos del modelo que se desea encontrar, es más conveniente trabajar como se describió con anterioridad. Además, el modelo se considera de parámetros concentrados: dependientes solo del tiempo y no del espacio.

3) Hipótesis de modelado:

Al equipo ingresan dos corrientes, (1): flujo de Barbotina o Refinado y (4): flujo de Aire o Extracto. La corriente (1), contiene gotitas de Barbotina provenientes del atomizador, que salen disparadas en sentido vertical para encontrarse con la corriente de aire. Una vez ingresan, las corrientes se encuentran en contra-corriente, pero poco después establecen su sentido como co-corriente ya que, al encontrarse con el

flujo de aire, las gotitas toman su misma dirección, recordando que el aire se mueve en forma de torbellino dentro del equipo. Como el fenómeno de transferencia de masa se da en su mayoría cuando las corrientes se encuentran en co-corriente, posteriormente se hará la suposición de que dentro del equipo dichos flujos solo se encuentran en co-corriente, pues la situación en la que se encuentran en contra-corriente es despreciable desde la perspectiva del fenómeno de transferencia de masa. Una vez finalizada la transferencia, sale la corriente de producto por la corriente (2) y el aire cargado de la humedad extraída por la corriente (5).

4) Suposiciones:

Las suposiciones son cualidades que se asignarán al sistema con el objetivo de simplificar el modelado del mismo. Como lo que se desea realizar es un modelado enfocado únicamente en el comportamiento de la humedad, incluir aspectos que perturben el sistema podría dificultar el entendimiento inicial del comportamiento de la variable dentro del equipo, para evitar eso, se realizan las siguientes suposiciones que simplifican el sistema:

- Agitación perfecta dentro del equipo (homogeneidad de las propiedades). Pues la corriente de aire caliente lleva una gran velocidad en forma de torbellino que permite una distribución homogénea de los componentes dentro del equipo. Además, esta suposición permite simplificar los balances de materia y conservar las propiedades de las gotitas de barbotina a lo largo del equipo.
- La interacción de flujos entre la corriente de aire caliente y la barbotina es en co-corriente. La barbotina adquiere el mismo sentido de flujo del aire caliente en el instante en el que ambas fases se ponen en contacto, además como se menciona previamente, la situación en la que se encuentran en contra-corriente es despreciable desde la perspectiva del fenómeno de transferencia de masa.
- El secador es adiabático, es decir, no hay intercambio energético de calor con los alrededores. Pues todas las paredes internas de la torre de secado están realizadas con chapas de acero inoxidable, térmicamente aisladas con lana de roca de alta densidad y grueso espesor [12].
- Las gotitas de barbotina se consideran esféricas. Pues la geometría, la forma de distribución de las boquillas y la presión con la que la barbotina sale del equipo, pueden garantizar la esfericidad de las gotitas del refinado [12].
- No hay incrustaciones dentro del equipo. A pesar de que las incrustaciones son muy comunes en este tipo de equipos, en Colcerámica S.A.S realizan una limpieza constante de la torre de secado, lo que permite realizar la suposición.
- No hay arrastre de sólidos por parte de la corriente de aire y el vapor de agua, pues el equipo cuenta con tamices y filtros que evitan arrastre de sólidos en la corriente de aire.
- El aire que ingresa al equipo es seco, es decir, está completamente insaturado. Dado que no se cuenta con el porcentaje exacto de humedad que satura el aire de entrada al equipo, la temperatura con la que ingresa es lo

suficientemente alta ($T=600^{\circ}\text{C}$) como para realizar esta consideración.

- La cantidad de aire seco que ingresa y que sale del equipo, es la misma. Pues dentro del equipo no hay acumulación de aire reportada.

C. Paso 3: sistemas de proceso

De acuerdo con el nivel de detalle descrito anteriormente, se muestran los sistemas de proceso seleccionados a través de un diagrama de bloques en el que se definen dos fases: Fase Refinado (R: Barbotina) que es aquella fase líquida que entrega el Soluto A. En este caso el Soluto A es el agua extraída de la Barbotina a partir de ahora llamada R. Esta fase será descrita como SdeP-II. Fase Extracto (E: Aire Caliente) que es aquella fase gaseosa que recibe el Soluto A (Agua) entregado por la Fase Refinado R. Esta fase será descrita como SdeP-III. Al conjunto de todo el sistema (sistema total) se describirá como SdeP-I. En la Fig. 2 se expone el diagrama de bloques que será utilizado para la realización de los Balances de Materia y Energía. Cabe resaltar que los sistemas de proceso descritos a continuación son supuestos como suficientes para conseguir el objetivo del modelo propuesto.

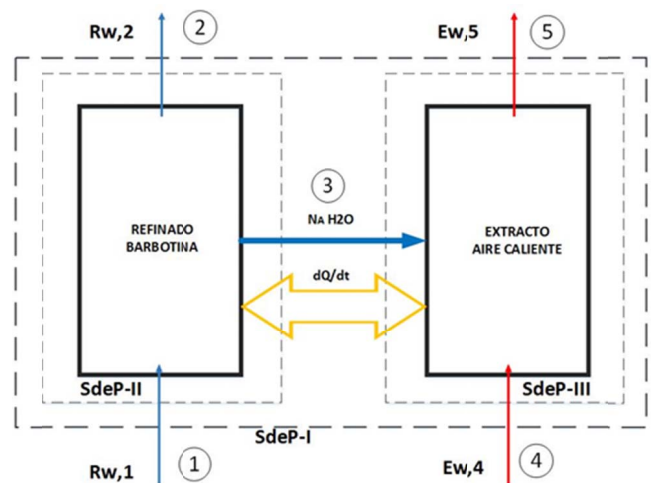


Fig. 2. Diagrama de bloques con sus respectivos sistemas de proceso.

D. Paso 4: aplicar principios de conservación sobre cada uno de los sistemas de proceso

Cabe resaltar que estos balances se encuentran en base libre de soluto (agua), permitiendo dar cuenta de la cantidad exacta de soluto en cada fase [13], [14].

1) Balances de masa para el SdeP-I:

- Balance de masa total

$$\frac{1}{A_F} \frac{dM}{dt} = R_{w,1} + E_{w,4} - R_{w,2} - E_{w,5} \quad (1)$$

- Balance de masa por componente. Soluto A: agua. Como en la corriente 4 no ingresa nada de agua, entonces $Y_{w,4} = 0$. Lo que reduce la expresión a:

$$\frac{1}{A_F} \frac{dM_A}{dt} = X_{w,1} R_{sw,1} - X_{w,2} R_{sw,2} - Y_{w,5} E_{sw,5} \quad (2)$$

Para el aire saturado, se deben realizar otros cálculos de propiedades tales como: humedad de saturación y humedad absoluta del aire de entrada.

- Balance de masa por componente. Sólidos secos en el Refinado. Como en el proceso todo lo que entra de sólidos secos es igual a lo que sale, no hay acumulación y por lo tanto el término $(1/A_F)(dM_{RS}/dt) = 0$.

$$R_{sw,1} = R_{sw,2} \quad (3)$$

- Balance de masa por componente. Aire seco en el Extracto. De nuevo, como todo lo que entra de aire seco al proceso es igual a lo que sale, no hay acumulación, por lo tanto el término $(1/A_F)(dM_{ES}/dt) = 0$.

$$E_{sw,4} = E_{sw,5} \quad (4)$$

2) Balances de masa para el SdeP-II:

- Balance de masa total.

$$\frac{1}{A_F} \frac{dM_R}{dt} = R_{w,1} - (N_{A,3} \cdot m_A) - R_{w,2} \quad (5)$$

Como en la corriente 3 solo circula agua, se tiene que $N_{A,3} = N_A$.

- Balance de masa por componente: Solute A, en nuestro caso es el agua que se transfiere de la barbotina al aire caliente.

$$\frac{dX_{w,2}}{dt} = \frac{A_F}{M_{RS}} \cdot [R_{sw,1} \cdot X_{w,1} - (N_A \cdot m_A) - R_{sw,2} \cdot X_{w,2}] \quad (6)$$

- Balance de masa por componente. Sólidos secos en el refinado. Note que (3) es igual a (7).

$$R_{sw,1} = R_{sw,2} \quad (7)$$

3) Balances de masa para el SdeP-III:

- Balance de masa total.

$$\frac{1}{A_F} \frac{dM_E}{dt} = E_{w,4} + (N_A \cdot m_A) - E_{w,5} \quad (8)$$

- Balance de masa por componente: Aire seco en Extracto. Note que (9) es igual a (4).

$$E_{sw,4} = E_{sw,5} \quad (9)$$

- Balance de masa por componente: Solute A. Teniendo en cuenta que la cantidad de aire seco es una constante, se tiene que:

$$\frac{dY_{w,5}}{dt} = \frac{A_F}{M_{ES}} \cdot [(N_A \cdot m_A) - E_{sw,4} \cdot Y_{w,5}] \quad (10)$$

4) Balances de energía:

El equipo es considerado adiabático, entonces la transferencia de energía térmica solo ocurre en el interior del cuerpo del secador, considerado como una cámara cilíndrica,

entre el líquido y el aire caliente. A continuación, se muestran los balances de energía correspondientes [13], [14]:

- Balance de energía SdeP-I:

$$\begin{aligned} \frac{M}{A_F} \frac{d(\widehat{C}_v \cdot T_i)}{dt} = & R_{sw,1} \widehat{H}_{Rs1} - R_{sw,2} \widehat{H}_{Rs2} + \dots \\ & \dots E_{sw,4} \widehat{H}_{Rs4} - E_{sw,5} \widehat{H}_{Es5} + \dots \\ & \dots \frac{U_{Alrededores} A_{HAlres} (T_i - T_{Alrededores})}{A_H} \end{aligned} \quad (11)$$

- Balance de energía SdeP-II [13]:

$$\begin{aligned} \frac{1}{A_F} \frac{d(M_R \cdot \widehat{C}_R \cdot T_R)}{dt} \Big|_{S de P II} = & R_{sw} \cdot [\widehat{H}_{R3} - \widehat{H}_{R2} - \widehat{H}_A(T_R) \cdot (X_{w,1} - X_{w,2})] + \dots \\ & \dots a_H \cdot h_r \cdot (T_R - T_i) \end{aligned} \quad (12)$$

- Balance de energía SdeP-III:

$$\begin{aligned} \frac{1}{A_F} \frac{d(M_E \cdot \widehat{C}_{vE} \cdot T_E)}{dt} \Big|_{S de P III} = & \\ E_{sw} \cdot [\widehat{H}_{E,4} - \widehat{H}_{E,3} - \widehat{H}_A(T_E) \cdot (Y_{w,1} - Y_{w,2})] + & a_H \cdot h_E \cdot (T_E - T_i) \end{aligned} \quad (13)$$

Como E es la fase más energética (pues contiene el calor de cambio de fase), calculamos la entalpía como sigue:

$$\widehat{H}_A(T_E) = \lambda_{A_E}(T_0) + \widehat{C}_{p_{A_{faseE}}}(T_E - T_0) \quad (14)$$

donde h_E es el coeficiente convectivo local de transferencia de calor.

Así las cosas, se tiene el balance de energía para la temperatura de salida del aire en el secador, clave para aplicar posteriormente el control [5]:

$$\begin{aligned} \frac{1}{A_F} \frac{dT_{E5}}{dt} = & \frac{1}{M_{AS} \cdot \widehat{C}_{p_{AS}}} \cdot E_{w,4} [\widehat{C}_{pE,4}(T_{E,4} - T_0)] \\ & + Y_{w,4} [\widehat{C}_{p,airehumedo}(T_{E,4} - T_0) + \lambda_o] \\ & - E_{w,5} [\widehat{C}_{pE,5}(T_{E,4} - T_0)] \\ & + Y_{w,5} [C_{p,H_2O}(T_{E,5} - T_0) + \lambda_o] \\ & + (N_A \cdot m_A) [a(T_3 - T_0) \\ & + \frac{1}{2} b(T_3 - T_0)^2 + \frac{1}{3} c(T_3 - T_0)^3 \\ & + \frac{1}{4} d(T_3 - T_0)^4 + \frac{1}{5} e(T_3 - T_0)^5 \\ & - h_E A_F (T_{E,5} - T_{amb})] \end{aligned} \quad (15)$$

donde $\widehat{C}_{p,3}$ es la capacidad calorífica de la corriente de transferencia de humedad [5].

$$\widehat{C}_{p,3} = \left[a(T) + \frac{1}{2} b(T)^2 + \frac{1}{3} c(T)^3 + \frac{1}{4} d(T)^4 + \frac{1}{5} e(T)^5 \right] \quad (16)$$

dónde: $a = 1.92964 \times 10^1$, $b = 4.721180 \times 10^{-1}$, $c = -1.33878 \times 10^{-3}$, $d = 1.311424 \times 10^{-6}$ y $e = 4.30228 \times 10^{-12}$.

La Tabla I presenta la descripción de cada una de los términos asociados a los balances de materia y energía.

TABLA I

DESCRIPCIÓN DE TÉRMINOS EN BALANCES DE MATERIA Y ENERGÍA		
Término	Descripción	Unidades
A_F	Área transversal o Área de Flujo del Equipo	m^2
$R_{w,1}$	Flux másico del Refinado en la corriente 1	$kg/(m^2 \cdot s)$
$R_{w,2}$	Flux másico del Refinado en la corriente 2.	$kg/(m^2 \cdot s)$
$E_{w,4}$	Flux másico del Extracto en la corriente 4.	$kg/(m^2 \cdot s)$
$E_{w,5}$	Flux másico del Extracto en la corriente 5.	$kg/(m^2 \cdot s)$
$X_{w,1}$	Fración másica de soluto (A: agua) respecto del solvente puro en la corriente 1.	$kgAgua/(kgSolventepuro)$
$X_{w,2}$	Fración másica de soluto (A: agua) respecto del solvente puro en la corriente 2.	$kgAgua/(kgSolventepuro)$
$Y_{w,4}$	Fración másica de soluto (A: agua/vapor) respecto solvente puro en la corriente 4	$kgAgua/(kgSolventepuro)$
$Y_{w,5}$	Fración másica del soluto (A: agua/vapor) Solvente puro en la corriente 5	$kgAgua/(kgSolventepuro)$
$R_{sw,1}$	Flux másico de solvente puro (Sólidos secos) en el Refinado en la corriente 1.	$kgSolvente/(m^2 \cdot s)$
$R_{sw,2}$	Flux másico de solvente puro (Sólidos Secos) en el Refinado en la corriente 2.	$kgSolvente/(m^2 \cdot s)$
$E_{sw,4}$	Flux másico de solvente puro (aire) en el Extracto en la corriente 4.	$kgSolvente/(m^2 \cdot s)$
$E_{sw,5}$	Flux másico del Extracto solvente puro (aire) en la corriente 5.	$kgSolvente/(m^2 \cdot s)$
N_A	Término que indica el flux total de soluto A transferido entre las fases líquido y gas. Corriente 3	$kmolagua/(m^2 \cdot s)$
m_A	Masa molecular agua.	$kgAgua/kmol$
$\hat{H}_{R-S,1}$	Entalpía específica másica respecto de la masa del solvente en el refinado la corriente 1.	kJ_{mix}/kg_{STE_R}
$\hat{H}_{R-S,2}$	Entalpía específica másica respecto de la masa del solvente en el refinado en la corriente 2.	kJ_{mix}/kg_{STE_R}
$\hat{H}_{E,S,4}$	Entalpía específica másica respecto de la masa del solvente en el extracto en la corriente 4.	kJ_{mix}/kg_{STE_E}
$\hat{H}_{E,S,5}$	Entalpía específica másica respecto de la masa del solvente en el extracto en la corriente 5.	kJ_{mix}/kg_{STE_E}
λ_{AE}	Entalpía específica de vaporización del Agua	kJ_A/kg_A

E. Paso 5, 6 y 7: selección de ecuaciones dinámicas con información valiosa, variables, parámetros, constantes y ecuaciones constitutivas.

Las Ecuaciones Diferenciales de Balance esenciales son aquellas que contienen información valiosa para cumplir con el objetivo del modelo. Tenemos 14 ecuaciones dinámicas que

nos dan la descripción del modelo, sin embargo, existen algunas ecuaciones redundantes y otras que no son de total utilidad. Por tanto, las EDB esenciales serán: (5), (6), (8), (10) y (15).

En la Tabla II se presentan variables, parámetros y constantes, además de las ecuaciones constitutivas.

TABLA II
VARIABLES, PARÁMETROS Y CONSTANTES DEL MODELO

Variables	Parámetros	Constantes
M_R	$M_R(t_0)$	m_A
M_E	$M_E(t_0)$	
$X_{w,2}$	$X_w(t_0)$	
$Y_{w,5}$	$Y_w(t_0)$	
$T_{E,5}$	$T_{E,5}(t_0)$	
	A_F	
	A_H	
	N_A	
	M_{Rs}	
	M_{Es}	
	k_x	

1) Flux de Transferencia de Masa N_A :

La ecuación constitutiva más importante que complementa los balances y es necesaria para resolver el modelo, es una que permita calcular el parámetro N_A . Adicionalmente se tendrán en cuenta términos que permitan encontrar el área de transferencia de masa y también otras ecuaciones que se derivan de los balances de materia

$$N_A = K_x \cdot (X_{A,L,w} - X_{A,L,w}^+) \quad (17)$$

En esta ecuación K_x es el Coeficiente de transferencia local englobante de transferencia de masa con datos del líquido "x", $X_{A,w}$ es la fracción de agua en el bulto y $X_{A,w}^+$ es la fracción de agua en la concentración de equilibrio (humedad en el equilibrio). Estos coeficientes se representan a su vez, por coeficientes locales de transferencia de masa correspondientes a cada fase

$$\frac{1}{K_x} = \frac{1}{m^n \cdot k_y} + \frac{1}{k_x} \quad (18)$$

Los coeficientes locales para cada fase k_y y k_x se hallan a partir de correlaciones. Sin embargo, se define el coeficiente local k_x como el englobante (K_x), pues la fase que opone más resistencia a la transferencia de masa es la líquida. Por tanto, el coeficiente local k_x será el coeficiente global K_x . Así [15]:

$$K_x = k_x = \left(\frac{Dif}{\pi \cdot t} \right)^{1/2} \quad (19)$$

Dado lo anterior, las ecuaciones constitutivas vienen dadas por (17)-(19).

2) Término Difusividad

Se usará la Correlación de Chapman- Enskog para la difusividad en gases a baja presión.

$$D_{A-B} = \frac{0.002662 \cdot T^{1.5}}{PM_{AB}^{0.5} \cdot \sigma_{AB}^2 \cdot \Omega_D} \quad (20)$$

donde T es la temperatura (K), D_{A-B} es la difusividad en (cm^2/s), p es la presión absoluta (bar), M_A y M_B son las masas moleculares de A y B (g/mol), σ_{A-B} es el diámetro característico de las moléculas (tomados de tablas) en Å y $\Omega_{D_{A-B}}$ es la integral de colisión para la difusión cuyo valor es tomado de tablas.

3) Velocidad del gas y velocidad de la gota:

Para calcular la velocidad del gas con la cual entra a la torre y para determinar la velocidad de la gota a la entrada del equipo se utiliza (22):

$$v_g = \frac{\dot{V}_g}{A_T} = \frac{\left(\frac{E_{w,4} \cdot A_T}{\rho_g} \right)}{A_T} = \frac{E_{w,4}}{\rho_g} \quad (21)$$

$$v_b = \frac{\dot{V}_b}{A_T} = \frac{\left(\frac{R_{w,1} \cdot A_T}{\rho_b} \right)}{A_T} = \frac{R_{w,1}}{\rho_b} \quad (22)$$

donde v_g es la velocidad del gas, v_b es la velocidad de barbotina a la entrada del equipo, \dot{V}_g es el flujo volumétrico del gas, \dot{V}_b es el flujo volumétrico barbotina y A_T es el área transversal del equipo.

El cálculo de Reynolds se realiza mediante (23):

$$Re_p = \frac{\rho_g \cdot V_g \cdot D_T}{\mu_g} \quad (23)$$

donde Re_p es el número de Reynolds, D_T el diámetro de la torre y μ_g es la viscosidad del gas.

F. Verificación de los grados de libertad.

A continuación, se describen los grados de libertad para las ecuaciones de balance planteadas: Grados de Libertad = Ecuaciones – Incógnitas. Donde las incógnitas son: seis parámetros ($A_F, A_H, N_A, M_{R_s}, M_{E_s}, k_x$), cinco variables dinámicas ($M_R, M_E, X_{w,2}, Y_{w,5}, T_{E,5}$), cinco condiciones iniciales de variables dinámicas [$M_R(t_0), M_E(t_0), X_w(t_0), Y_w(t_0), T_{E,5}(t_0)$]. Y las ecuaciones son: cinco ecuaciones de balance: (5), (6), (8), (10), (15), dos ecuaciones constitutivas: (17), (19), nueve especificaciones operativas:

[$A_F, A_H, M_{R_s}, M_{E_s}, M_R(t_0), M_E(t_0), X_w(t_0), Y_w(t_0), T_{E,5}(t_0)$] y cero grados de libertad.

Como el número de ecuaciones planteadas es igual que el

número de variables, el sistema si tiene solución.

IV. PASO 9: SOLUCIÓN DEL MODELO – RESULTADOS

Si bien se dispone de cinco ecuaciones de balance, dadas las condiciones del equipo real, se decide suponer las masas del refinado y del extracto como constantes. De esta manera, nos quedan solo las ecuaciones (6), (10) y (15). El modelo en variables de estado queda entonces descrito como:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (24)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t), \quad D = 0 \quad (25)$$

Variables de estado:

$$y(t) = \begin{bmatrix} X_{w,2} \\ Y_{w,5} \\ T_{E,5} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Entradas:

$$u(t) = \begin{bmatrix} R_{w,1} \\ E_{w,4} \\ T_{E,4} \end{bmatrix} \quad (27)$$

Salidas:

$$y(t) = [X_{w,2}] \quad (28)$$

Las matrices A, B y C no se describen de manera explícita, ya que se conocen las ecuaciones diferenciales y se definen los vectores $x(t)$, $u(t)$ y $y(t)$. Estas pueden ser fácilmente calculadas.

La solución del modelo matemático del proceso generalmente es numérica dada la presencia de Ecuaciones Diferenciales no Lineales. Para tal fin se seleccionaron Matlab® y Simulink como plataformas para la solución del modelo presentado anteriormente. Para darle solución al modelo fue necesario hallar los parámetros de las ecuaciones constitutivas del paso 7.

En la Tabla III se muestran los resultados obtenidos luego de la estimación de parámetros. Adicionalmente, en la Fig. 3 se presenta la estructura que se usó para la comparación de los modelos lineal y no lineal en Simulink.

Se puede apreciar el uso de un subsistema donde se define el modelo No Lineal como una función de Matlab® donde se encuentran las ecuaciones dinámicas. La función adicionalmente recibe los valores de las entradas y posteriormente, a través de una integración con un método numérico (ode45 en Matlab), ofrece el valor de la salida de interés. En nuestro caso, la Humedad. Para efectos comparativos, se usó la representación lineal en variables de estado junto con los valores en el punto de operación. El resultado de la comparación puede verse descrito en la Fig. 4.

TABLA III
RESULTADOS OBTENIDOS PARA LAS ECUACIONES CONSTITUTIVAS

Término	Significado	Valor y unidades
D_{AB}	Difusividad de Agua en Aire a 600 °C	$1.99 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2/\text{s}$
L_c	Longitud Característica Cámara	7.77 m
d_g	Diámetro gota	0.000258 m
V_T	Velocidad terminal de la gota	5.86 m/s
ρ_g	Densidad del gas	0.389 kg/m ³
ρ_b	Densidad Barbotina	1745 kg/m ³
μ_g	Viscosidad del gas	$3.85 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2/\text{s}$
Re	Número de Reynolds	15.27
k_y	Coefficiente local de transferencia de masa lado del gas	$9.5 \cdot 10^{-5} \text{ kg}/(\text{m}^2 \cdot \text{s})$
v_{gas}	Velocidad del gas	0.2565 m/s
$v_{gotasbarb}$	Velocidad gotas barbotina	$6.56 \cdot 10^{-5} \text{ m/s}$
t	Tiempo de contacto entre fases	32 s
k_x	Coefficiente local de transferencia de masa lado líquido	$2.81 \cdot 10^{-3} \text{ kmolAgua}/(\text{kmolSolidosSecos})$
N_A	Flux transferencia de masa	$1.77 \cdot 10^{-3} \text{ kg}/(\text{m}^2 \cdot \text{s})$

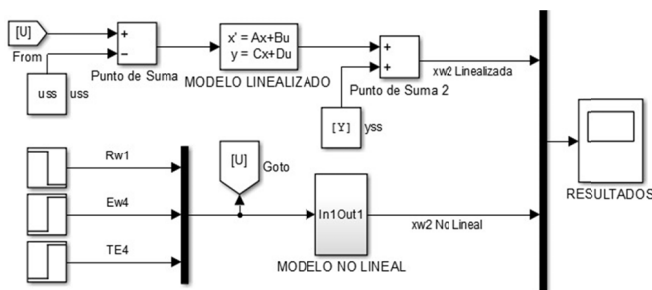


Fig. 3. Estructura de comparación modelos Lineal y No Lineal en Simulink.

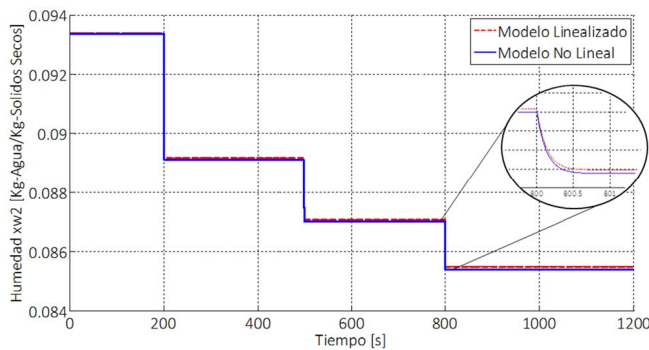


Fig. 4. Resultados modelo lineal y no lineal.

A. Funciones de transferencia

Al modelo no lineal, se le aplicó una linealización jacobiana con miras a obtener una representación lineal que permita un posterior diseño de controladores lineales. Luego de obtener dicha representación, se usa el comando “ss2tf” de Matlab® que permitió obtener las siguientes funciones de transferencia, a partir del modelo en variables de estado lineal.

- Función de transferencia de la humedad en la corriente de refinado a la salida VS. Flux másico de la corriente de refinado a la entrada:

$$G1 = \frac{28.852}{(s + 7.834)} \quad (29)$$

Según la ganancia que se evidencia, esta función de transferencia tiene sentido pues en la medida que la corriente de barbotina a la entrada aumenta, manteniendo las otras condiciones constantes, la humedad a la salida de esta corriente, debe aumentar.

- Función de transferencia de la humedad en la corriente de refinado a la salida VS. Flux másico de la corriente del extracto a la entrada:

$$G2 = \frac{-16.535}{(s + 7.834)} \quad (30)$$

Según la ganancia que se evidencia, esta función de transferencia tiene sentido pues en la medida que la corriente de extracto a la entrada aumenta, manteniendo las otras condiciones constantes, la humedad a la salida de la corriente de refinado, debe disminuir.

- Función de transferencia de la humedad en la corriente de refinado a la salida VS. La temperatura de entrada de la corriente de extracto a la entrada:

$$G3 = \frac{-0.0028382}{(s + 7.834)} \quad (31)$$

Según la ganancia que se evidencia, esta función de transferencia tiene sentido pues en la medida que la temperatura de la corriente del extracto a la entrada aumenta, manteniendo las otras condiciones constantes, la humedad a la salida de la corriente de refinado, debe disminuir.

B. Gráfica de Resultados del Modelo Lineal y No Lineal

En la Fig. 4 se presentan los resultados de la comparación de los modelos lineal y no lineal ante cambios en los valores de las entradas. Se puede apreciar que al disminuir la corriente del refinado en la entrada un 1% en $t=200\text{s}$ y aumentar tanto la corriente de extracto un 1% en $t=500\text{s}$ como la temperatura de entrada del aire un 0.5% en $t=800\text{s}$, la humedad disminuye. Se nota que el tiempo de estabilización de la humedad a la salida es pequeño. Para determinar el orden de dicho tiempo, se deben tener en cuenta los tiempos de residencia de las fases presentes, en el equipo (gas 28s y líquido 1.87s).

Estos tiempos de residencia nos aproximan a un tiempo de estabilización cercano al obtenido en el modelo, puesto que el aire entra al equipo en gran cantidad y el tiempo que esta fase permanece en el equipo es muy corto, ocasionando que la respuesta de la humedad a la salida sea rápida, lo cual se demuestra con el segundo tiempo de residencia obtenido (1.87s). Cabe resaltar que estos tiempos de respuesta dependen siempre de la capacidad del equipo que se use y de los flujos que se le alimenten.

C. Método de cálculo

El tiempo de residencia se define como:

$$T_r = \left(\frac{\text{Volúmen que ocupa la fase } (V)}{\text{Flujo volumétrico } (v_o)} \right) \quad (32)$$

$$V = \frac{M}{\rho} \quad (33)$$

- Para la fase gas se asume que el aire llena toda la cámara (sección cilíndrica) por tanto, el volumen ocupado por la fase será el volumen de un cilindro. Para $V_{\text{ocupado fase}} = 383.147 \text{ m}^3$, $v_o = 41865 \text{ m}^3/\text{h}$, $T_r = 28\text{s}$.
- Para la fase líquida (Barbotina) se decide trabajar con una masa constante de 10 kg, con la que se calculó el punto de operación en la simulación propuesta, y con esta se obtuvo el volumen ocupado por la fase en el equipo y así el tiempo de residencia de ésta en el secador. Para $v_o = 11 \text{ m}^3/\text{h}$, $V_{\text{ocupado fase}} = 0.00573 \text{ m}^3$ según (33) por lo que $T_r = 1.87\text{s}$.

D. Resultados en estado estacionario

De los resultados consignados en la Tabla IV, se resalta que para las entradas fueron asumidos los valores reales de un equipo de secado ATM-52 en operación. Además, la humedad a la salida de este equipo tiene un valor ideal de $6.4 \pm 0.4\%$ (ya controlada) y considerando que el valor obtenido por el modelo a lazo abierto fue de 8.5%, ambos en base húmeda, se entiende que este modelo representa lo suficientemente bien el fenómeno tratado y verifica los valores de estado estacionario del proceso real, por lo que se muestra como un firme candidato para la aplicación de estrategias de control sobre esta variable.

TABLA IV
RESULTADOS EN ESTADO ESTACIONARIO

	Símbolo	Valor de estado estacionario y unidades
Entradas	R_{w_1}	0.1145 kg/(m ² ·s)
	E_{w_4}	0.0999 kg/(m ² ·s)
	T_{E_4}	873 K
Estados	M_R	0.5 kg
	X_{w_2}	0.0934 kg Agua/kgSolventePuro
	M_E	0.4537 kg
	Y_{w_5}	0.3219 kg Agua/kgSolventePuro
	T_{E_5}	383 K

V. DISCUSIÓN

Los resultados encontrados comprueban que se logró describir adecuadamente la fenomenología del equipo, consiguiendo predecir los cambios en la humedad a la salida, basados en las condiciones de entrada del mismo y además acercarse bastante bien a los estados estacionarios del equipo y su tiempo teórico de estabilización. También dan cuenta de un buen ejercicio de modelado y linealización, ambos acordes con los comportamientos del equipo real. Se destaca la

importancia de la inclusión de ecuaciones constitutivas, las cuales son una pieza fundamental que facilita la consecución del modelo. Se recomienda que el paso a seguir con este modelo sea la verificación del mismo y el diseño de estrategias de control para el equipo de secado.

RECONOCIMIENTOS

Agradecemos a Viviana Castro Ingeniera de la Organización Corona y al ingeniero Carlos Mario Vélez por su apoyo y gestión desde la empresa Colcerámica Girardota en beneficio del proyecto. Al Profesor Hernán Darío Álvarez del Departamento de Procesos y Energía de la Facultad de Minas de la Universidad Nacional de Colombia, por su participación activa dentro del proyecto como orientador y también por ofrecer su amplio conocimiento en el tema a disposición de quienes elaboramos este documento.

REFERENCIAS

- [1] H.Alvarez et al. "Abstracciones Macroscópicas de la fenomenología para el Modelado de Procesos". Grupo de investigación de Procesos Dinámicos-Kalman. *XXVII Congreso Interamericano y Colombiano de Ingeniería Química*. Cartagena, Colombia, octubre 2014.
- [2] L.A.Martinez, "Dimensionamiento y simulación de un secador por aspersión de nivel piloto", Tesis maestría, Instituto Politécnico Nacional. México, D.F. 2009.
- [3] A.Ceballos, "Estudio comparativo de tres sistemas de secado para la producción de un polvo deshidratado de fruta", Tesis maestría, Universidad Nacional de Colombia, Manizales, Cal 2008 .
- [4] G. Yanza, "Diseño de un secador por atomización a nivel piloto para jugo concentrado de tomate de arbol", Tesis pregrado, Universidad Nacional de Colombia, Manizales, Cal, 2003.
- [5] M. Vera, "Metodología de Diseño Simultáneo de Proceso y Control aplicada a un secado por atomización multiproducto para sustancias químicas naturales", Tesis maestría, Universidad Nacional de Colombia, Medellín, Ant, 2012.
- [6] X.Dong and S.Lin, "Air drying of milk droplet under constant and time-dependent conditions", The university of Auckland, New Zealand. 2005.
- [7] Ferrari, A., Gutiérrez, S., Sin, G. "Modeling a production scale milk drying process: parameter estimation, uncertainty and sensitivity analysis". *Chemical Engineering Science* p. 152. 2016
- [8] Çinar, A. et al. "Mathematical models of cocurrent Spray Drying", ACS Publications, USA Maryland ,1995.
- [9] Lukaszewicz S.J. "Spray Drying Ceramic powders", *Journal of the American Ceramic Society*, vol 72. pags. 617-624, 1989.
- [10] Cao, X.,et al. "Spray-drying of ceramics for plasma-spray coating", *Journal of the European Ceramic Society*, 2000.
- [11] L.McCabe and J. C. P. H.Warren, "*Operaciones Unitarias en Ingeniería Química*", 7ed., Ciudad de México: Mc Graw Hill .2007.
- [12] S.A.A. Atomizadores,"Spray-driers Atomizzatori Atomiseurs. Atomizadores." Consultado el día 12 de abril de 2017 desde: http://www.sacmi.com/System/00/02/37/23703/633545107768750000_.pdf
- [13] R.E. Treybal, "*Operaciones de Transferencia de Masa*", 2ed. pp.773. Mc Graw Hill, 1997.
- [14] Henley, E., Roper, D., Seader, J. "*Separation Process Principles. Chemical and Biochemical Separations*". Pp. 763. Cap18. 3ed. John Wiley& Sons, Inc. 2011.
- [15] R. H. Perry and D. W. Green. "*Perry's Chemical Engineers' Handbook*", vol. 1. 2008.

Visión artificial mediante el coeficiente de correlación para exámenes de retinoscopia

Artificial vision through the correlation coefficient for retinoscopy examinations

Henry Vallejo, Jorge Paucar y Oswaldo Martínez

Abstract—An automated system was designed and implemented to perform retinoscopy examinations using artificial vision with the correlation coefficient for the processing of retinal images. The technique of observation and experimentation was used to identify the necessary conditions involved in performing the retinoscopy examination. A mechanical, electronic and artificial vision system design was established for the selection and installation of the necessary components for the automation. For the operation of the automated system an algorithm of processing and comparison of images programmed in the LabVIEW software was developed; through a connection to the serial port, data is sent from the computer to the Arduino Uno development board, which controls actuators that are servomotors that direct the position of the lenses and effect the movement of the light beam of the retinoscope. For the automatic change of lenses, a suitable mechanical system was implemented in order to obtain a fixed image of the retina; a human machine interface (HMI) was created, which allows the operator to view the examination process in real time. With the implementation of the system the average time of the image comparison was determined, with the result that: eyes without ametropia were compared in 162,28 ms, myopia in 166,02 ms, with farsightedness in 170,7 ms and with astigmatism in 174,75 ms, reducing the time taken to perform the retinoscopy examination of 250 to 150 seconds equivalent to 40%. It was concluded that the time of comparison of the images increase in 2.44% while the sea was the refractive damage.

Index Terms— retinoscope, processing of retinal images, artificial vision, retinal images, retinoscopy examinations

Resumen—Se diseñó e implementó un sistema automatizado para realizar exámenes de retinoscopia empleando visión artificial con el coeficiente de correlación para el procesamiento de imágenes de la retina. Se empleó la técnica de observación y experimentación, para identificar las condiciones necesarias que intervienen en la realización del examen de retinoscopia, se estableció un diseño del sistema mecánico, electrónico y de visión artificial para la selección e instalación de los componentes requeridos para la automatización. Para el funcionamiento del sistema automatizado se desarrolló un algoritmo de procesamiento y comparación de imágenes programadas en el

software LabVIEW; a través de una conexión con el puerto serial se envía datos desde el computador hacia la tarjeta de desarrollo Arduino Uno la cual controla los actuadores que son servomotores que direccionan la posición de los lentes y efectúan el movimiento del haz de luz del retinoscopio. Para el cambio automático de lentes se implementó un sistema mecánico para obtener una imagen fija de la retina; se creó una interfaz hombre máquina (HMI), que permite al operador visualizar el proceso del examen en tiempo real. Se determinó el tiempo promedio de la comparación de imágenes, resultando que: ojos sin ametropía se comparan en 162,28 ms, con miopía en 166,02 ms, con hipermetropía en 170,7 ms y con astigmatismo en 174,75 ms, logrando reducir el tiempo promedio empleado para realizar el examen de retinoscopia de 250 a 150 segundos equivalente al 40%. Se concluyó que el tiempo de comparación de las imágenes incrementa en 2,44% mientras mayor sea el daño refractivo.

Palabras Claves— Retinoscopio, procesamiento de imágenes retinianas, visión artificial, imágenes retinianas, exámenes de retinoscopia

I. INTRODUCCIÓN

SEGÚN la nota descriptiva N°282 de la Organización Mundial de la Salud se estima que en el mundo hay aproximadamente 285 millones de personas con discapacidad visual, de las cuales 39 millones son ciegas y 246 millones presentan baja visión [1].

En Ecuador mediante el Registro Nacional de Discapacidades realizado por el Ministerio de Salud Pública, se conoce que existe un total de 48695 personas que presentan una discapacidad de tipo visual [2].

La evolución de la visión artificial, desde que se inventó la fotografía ha intentado extraer características físicas de las imágenes. Como el análisis de radiografías que transformó la Medicina.

Muchas investigaciones se han centrado en, capturar la información visual del entorno físico para extraer características relevantes visuales [3], que utilizan principios ópticos de la fotorretinoscopia.

Instituciones oftalmológicas realizan el examen de retinoscopia mediante un dispositivo llamado retinoscopio que se sostiene en la mano, es una técnica que determina el error de refracción del ojo (Miopía, hipermetropía o astigmatismo) y determina si debe o no el paciente utilizar anteojos. Pero es una técnica manual en la que el oftalmólogo debe estar presente y cada prueba se lo realiza por separado [4].

El propósito de este estudio es automatizar el proceso para

H. Vallejo y J. Paucar son Docentes-Investigadores de la Facultad de Informática y Electrónica, Escuela de Electrónica y Automatización de la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Panamericana Sur Km 1 1/2, Riobamba - Ecuador.

O Martínez es Docente-Investigador de la Facultad de Informática y Electrónica, Escuela de Ingeniería Electrónica en Telecomunicaciones y Redes de la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Panamericana Sur Km 1 1/2, Riobamba - Ecuador.

exámenes de retinoscopia utilizando visión artificial, diseñando el sistema mecánico - electrónico y programando un algoritmo para el procesamiento y comparación de imágenes de la retina con el fin de mejorar el proceso del examen.

A. Examen de rinoscopia

El examen de retinoscopia se realiza mediante sombras de tipo directas: cuando el movimiento del haz de luz del retinoscopio y el reflejo retiniano tiene la misma dirección. En caso contrario son sombras inversas cuando presenta direcciones opuestas, se puede observar en la Fig. 1 [5].



Fig. 1. Tipos de sombra en retinoscopia.

El proceso manual para realizar el examen de retinoscopia se puede observar en la Fig. 2.



Fig. 2. Tipos de sombra en retinoscopia.

Para realizar el examen es necesario mantener una iluminación baja o penumbra, siendo el estado de la luz un factor importante para poder facilitar la observación de las sombras. Primero se realiza la acomodación de la persona, una vez ubicada se procede a la fijación de su vista en un punto, mientras mantiene sus dos ojos abiertos [6]. El examinador con su retinoscopio procede a la proyección de un haz de luz que se mueve de manera horizontal y vertical en el ojo. Mientras analiza los reflejos mediante la observación del movimiento de los mismos. Según esto, el examinador procede a su neutralización mediante la adición de lentes positivos o negativos [7], las anomalías obtenidas se pueden observar en las Fig. 3, Fig. 4 y Fig. 5.

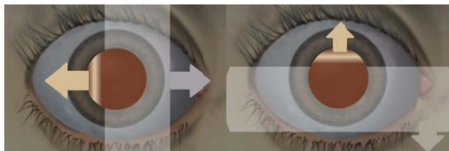


Fig. 3. Reflejo del ojo con miopía.

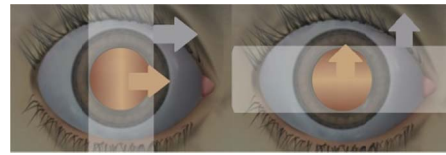


Fig. 4. Reflejo del ojo con hipermetropía.

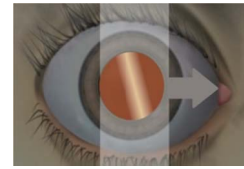


Fig. 5. Astigmatismo mixto.

II. METODOLOGÍA

Las etapas a seguir para el diseño son: diseño mecánico, diseño electrónico y algoritmo de visión artificial.

A. Diseño mecánico

Para la proyección del haz de luz se diseñó un mecanismo que cuenta con actuadores, servomotores que replican el movimiento realizado por la muñeca del médico, se puede observar en la Fig. 6.

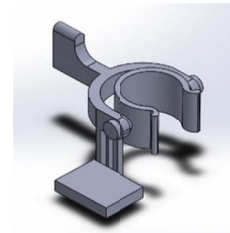


Fig. 6. Mecanismo proyección haz de luz.

El cambio de las lentes oftálmicas se realiza con un mecanismo de rueda, se puede observar en la Fig. 7, misma que tiene 18 divisiones en las que se encuentran las distintas lentes positivas y negativas usadas en nuestro sistema.



Fig. 7. Mecanismo cambio de lentes.

B. Diseño electrónico

El esquema de conexión electrónico se puede observar en la Fig. 8, el elemento central es una tarjeta Arduino Uno que tiene la función de maestro, se comunica con todos los componentes que integran la placa y se encarga del control de los mismos.

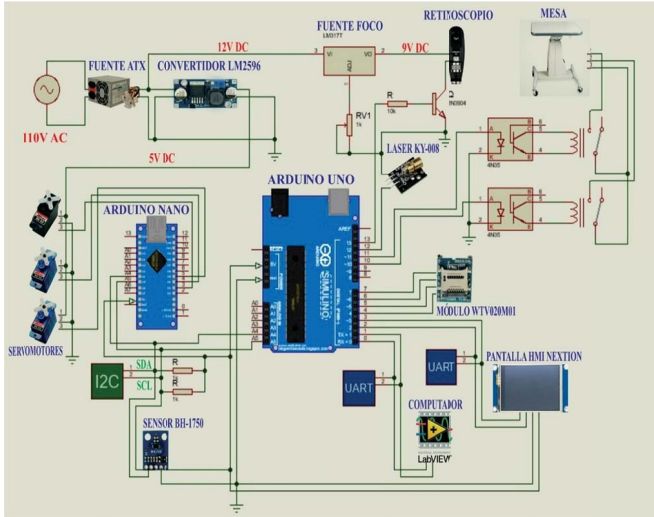


Fig. 8. Diseño electrónico.

Los terminales A4 y A5 del Arduino Uno y Arduino Nano se conectan entre sí para poder establecer una comunicación I2C mediante las líneas SDA y SCL. Esta comunicación permite enviar y recibir órdenes entre los Arduinos, además de la lectura del sensor BH-1750 que cuenta con esta comunicación.

La señal del sensor de luz BH-1750 se conecta a los terminales D4 (SDA) y D5 (SCL) de la comunicación I2C mediante dos resistencias de 1K.

Los terminales RESET, CLOCK, DATA y BUSY del módulo MP3 WTV020M01 se conectan a D4, D5, D6, D7 del Arduino Uno permitiendo el control del módulo desde estas líneas de comunicación.

De los terminales D10 y D11 del Arduino Uno, salen las señales de control para subir y bajar la mesa, estas señales de control van hacia los opto acopladores, separando con esto la etapa de control y fuerza representada esta última por los relés.

El terminal D12 y D13 del Arduino Uno, manda las señales de control de ON/OFF al diodo láser KY-008 y al foco del retinoscopio respectivamente.

La pantalla HMI Nextion se conecta a las terminales D2 y D3 del Arduino Uno, mismas que funcionan como las líneas de comunicación serial TX/RX entre Arduino y la pantalla.

El Arduino Nano se encarga de los actuadores, mismos que se encuentran conectados a las terminales D3, D4, D5 permitiendo el control de los servomotores que mueven los mecanismos de cambio de lentes y proyección del haz de luz, mientras el controlador Arduino Uno realiza sus demás funciones.

La alimentación para los componentes del sistema electrónico, se da mediante la salida de 12V DC de la fuente ATX, esta salida es regulada a 5V y 9V para alimentar los servomotores, y el foco del retinoscopio respectivamente mediante el convertor de voltaje LM2596 y el regulador LM317.

C. Algoritmo de procesamiento de imágenes

El diseño cumple con las siguientes etapas, se puede observar en la Fig. 9.



Fig. 9. Diseño electrónico.

1) Adquisición de Imagen

El proceso inicia con el ingreso del usuario, luego se procede a adquirir la imagen de las sombras de su retina mediante una cámara digital Genius F100, que cuenta con un sensor de imagen de 1080p Full HD pixel CMOS que ayuda a tener una mejor adquisición de imágenes con una resolución de 12MP.

2) Pre- Procesamiento

Mediante la herramienta Vision Assistant de Labview se procesa la imagen RGB transformándola en una imagen en escala de grises, aplicando el brillo necesario para aclarar los detalles, mediante un filtro de mediana se elimina ruido y detalles innecesarios [8]. El resultado del mismo se puede observar en la Fig. 10, Fig. 11, Fig. 12, Fig. 13.

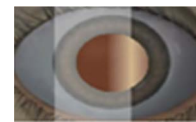


Fig. 10. Figura original.



Fig. 11. Imagen escala de grises.



Fig. 12. Imagen con brillo.



Fig. 13. Imagen filtrada.

3) Comparación

En esta etapa se utiliza el programa Microsoft Access como sistema de gestión de base de datos, en el cual se guardan las imágenes de las sombras de la retina del ojo con las distintas ametropías.

Para la comparación de imágenes se emplea el complemento MathScript de LabVIEW. El proceso de comparación de imágenes está basado en el coeficiente de correlación.

El coeficiente de correlación es una técnica que mide el grado de relación entre dos variables aleatorias [9]. Al obtener las imágenes procesadas y transformadas en un arreglo

bidimensional, se envían al algoritmo de comparación de imágenes para calcular su coeficiente de correlación utilizando las siguientes fórmulas.

$$a = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & \cdots & a_{1m} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & \cdots & a_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & a_{n3} & \cdots & a_{nm} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m x_{i,j}}{m \cdot n} \quad (2)$$

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m y_{i,j}}{m \cdot n} \quad (3)$$

Covarianza: Es la sumatoria del producto de cada elemento de la primera matriz con su correspondiente de la segunda matriz, dividido para el número total de elementos de la matriz y esto menos el producto de las medias aritméticas de las dos matrices.

$$\sigma_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (x_{i,j} \cdot y_{i,j})}{m \cdot n} - \bar{x} \cdot \bar{y} \quad (4)$$

Desviación típica: Es igual a la raíz cuadrada de la diferencia entre la sumatoria de todos los elementos elevados al cuadrado de la matriz sobre el número total de elementos de la misma y el cuadrado de su media aritmética.

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (x_{i,j})^2}{m \cdot n} - (\bar{x})^2} \quad (5)$$

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (y_{i,j})^2}{m \cdot n} - (\bar{y})^2} \quad (6)$$

Coficiente de correlación: es la división entre la covarianza y el producto de la desviación típica de cada matriz.

$$r = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \cdot \sigma_y} \quad (7)$$

donde x es un arreglo bidimensional de la imagen de la cámara, y es un arreglo bidimensional de la imagen de la base de datos, i es el número de fila, j es el número de columna, n es el número de filas totales de la matriz y m es el número de filas totales de la matriz.

El diagrama de flujo del algoritmo de comparación de imágenes, se puede observar en la Fig. 14, las matrices de cada imagen son los datos de entrada para iniciar este proceso.

En la Fig. 15(a) se muestra el procesamiento de un ojo con miopía, (b) procesamiento de un ojo con Hipermetropía y (c) procesamiento de un ojo astigmatismo.

III. RESULTADOS

Se realizó una prueba para determinar el tiempo en el que se ejecuta la comparación de las imágenes tomando una muestra de 50 datos por cada ametropía visual. Estos datos se tomaron

realizando una medición del tiempo de ejecución de la etapa de comparación. Se ingresó en una estructura de secuencia, los comandos Tick Count [10], los cuales se restan entre sí para mostrar el valor del tiempo de ejecución de esa etapa, se puede observar en la Fig. 16.

La ecuación (8) muestra el tiempo de ejecución de la comparación de imágenes cada vez que se ejecute el algoritmo.

$$\text{tiempo ejec} = \text{tiempo sal} - \text{tiempo ent} \quad (8)$$

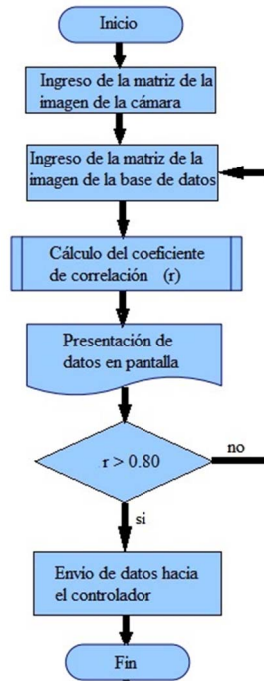


Fig. 14. Diagrama de flujo del algoritmo de comparación de imágenes.

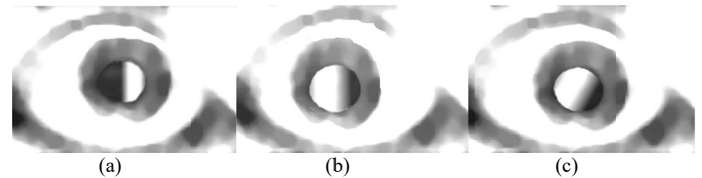


Fig. 15. (a) Ojo con Miopía, (b) Ojo con Hipermetropía, (c) Ojo con Astigmatismo.

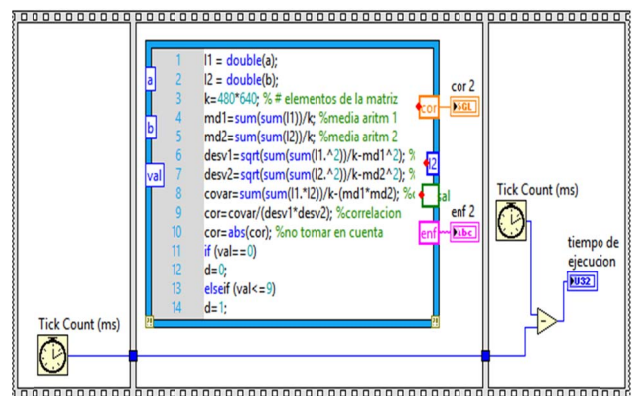


Fig. 16. Medición del tiempo de ejecución de la etapa de comparación.

Tomado los tiempos para cada ametropía se utilizó la estadística descriptiva con un nivel de confianza de 95.0 %, que es un nivel habitual para hacer declaraciones con una razonable probabilidad de acierto, y utilizando el software estadístico SPSS se obtuvo los siguientes resultados mostrados en la Tabla I.

Los datos más representativos como el error típico son bajos teniendo un máximo de 2.8 para Hipermetropía que cuantifica cuánto se apartan los valores de la media. Se obtuvo una dispersión estándar con respecto a la media siendo igualmente mayor para la Hipermetropía. La asimetría y curtosis informan sobre la forma de la distribución pudiéndose observar baja variación con respecto a la media.

TABLA I
INDICADORES ESTADÍSTICOS DE LA DETECCIÓN

Indicador	Ojo Sano	Miopia	Hipermetropía	Astigmatismo
Media (ms)	162,28	166,02	170,7	174,74
Error típico	1,4988	2,3336	2,8427	1,9973
Mediana (ms)	163	164	167	170
Moda (ms)	163	164	161	170
Desviación estándar	10,5984	16,5016	20,1010	14,1230
Varianza de la muestra	112,3281	272,3057	404,0510	199,4616
Curtosis	-0,0390	0,4864	3,7100	-0,3974
Coefficiente de asimetría	-0,5781	-0,0852	1,4617	0,2370
Rango	44	77	114	68
Mínimo	140	125	131	142
Máximo	184	202	245	210
Suma	8114	8301	8535	8737
Cuenta	50	50	50	50
Nivel de confianza (95,0%)	3,0120	4,6897	5,71264	4,0137

La media aritmética es el factor más importante ya que muestra el tiempo promedio en que se ejecuta la comparación de cada ametropía [11].

TABLA II
TIEMPO DE COMPARACIÓN SEGÚN LA AMETROPIA

Tiempo (ms)	Ametropía	
162,28	1	Sanos
166,02	2	Miopia
170,7	3	Hipermetropía
174,74	4	Astigmatismo

El tiempo de comparación de las imágenes según la ametropía se puede observar en la Fig. 17.

Según la ecuación (9), la variación del tiempo de comparación entre miopía y sano es:

$$\% \text{variación} = \frac{\text{valor sig} - \text{valor ant}}{\text{valor sig}} \cdot 100\% \quad (9)$$

de donde se obtienen un valor de variación igual a 2.25%

Aplicando esta ecuación a cada una de las variaciones de ametropías se obtiene los siguientes resultados.

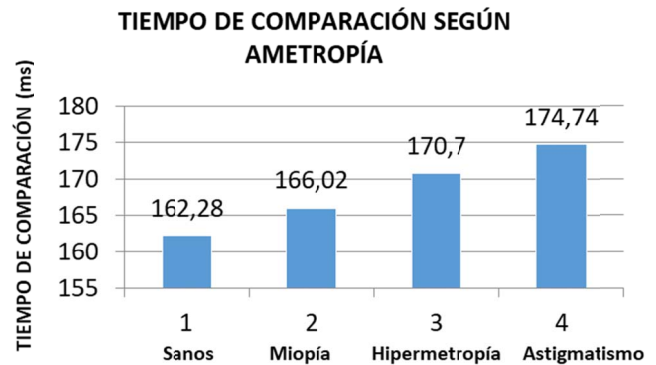


Fig. 17. Tiempo de comparación según la ametropía.

TABLA III
VARIACIÓN DE TIEMPO ENTRE AMETROPIAS

Variación	% variación
3,74	2,25%
4,68	2,74%
4,04	2,32%
promedio:	2,44%

En la Tabla III, se muestra el promedio de la variación del tiempo de comparación de imágenes con un valor de 2.44%, lo cual indica que mientras mayor es el daño refractivo mayor es el tiempo de comparación de las imágenes.

IV. DISCUSIÓN

Los hallazgos obtenidos en la comparación de imágenes de la retina del ojo empleando el coeficiente de correlación, dan como resultado los siguientes tiempos: ojos sin ametropía se comparan en 162,28 ms, con miopía en 166,02 ms, con hipermetropía en 170,7 ms y con astigmatismo en 174,75 ms.

Una explicación para que el tiempo de comparación de las imágenes incremente, es que el tiempo aumenta mientras mayor sea el daño refractivo.

Este estudio fue limitado por condiciones de iluminación al momento de capturar la imagen de la retina, razón por la cual se puede utilizar distintos filtros. Siendo el filtro de la mediana el utilizado en esta investigación debido a que elimina el ruido de la imagen reemplazando cada pixel por la mediana de los pixeles vecinos.

En trabajos futuros se puede utilizar otros algoritmos en análisis entre similitud de imágenes, pudiendo realizarse un estudio de costo computacionales. Además de utilizar otras técnicas de detección de aspectos como borde de Sobel, Canny que ayuden a mejorar los tiempos de respuesta y además muestre guías para nuevas líneas de investigación en diferentes campos.

V. CONCLUSIONES

Se logró utilizar la visión artificial mediante el coeficiente de correlación para determinar ametropías en la retina del ojo, para ello se realizó el sistema mecánico, electrónico y el algoritmo necesario para el análisis de las imágenes. Se realizó un pre procesamiento de la imagen debido al ruido, utilizando el filtro de mediana para su corrección. En la comparación mediante el coeficiente de correlación se determinaron tiempos que aumentaban según el grado de cada ametropía. Obteniendo una variación de tiempo del 2.44%. El cambio de lentes corrige la refracción del haz de luz sea de sombras directas o inversas.

REFERENCIAS

- [1] “Ceguera y discapacidad visual”, World Health Organization. [En línea]. Disponible en: <http://www.who.int/es/news-room/fact-sheets/detail/blindness-and-visual-impairment>. [Accedido: 27-nov-2017].
- [2] “https://www.consejodiscapacidades.gob.ec/wp-content/uploads/downloads/2015/04/registro_nacional_discapacidades - Buscar con Google”.
- [3] Juárez Elera y L. G. Rodríguez Gonzales, “Implementación de un Algoritmo para la Detección de Cuerpos Extraños de las Leguminosas de Grano Seco Utilizando la Visión Artificial.”, Universida Nac. Pedro Ruiz Gallo, jun. 2017.
- [4] W. D. Furlan, J. G. Monreal, y L. M. Escrivá, Fundamentos de optometría, 2a ed.: Refracción ocular. Universitat de València, 2011.
- [5] R. Martín Herranz (). Retinoscopia [Online]. Disponible: <http://www.sld.cu/galerias/pdf/sitios/optometria/retinoscopia.pdf>
- [6] “¿Qué es la hipermetropía?”, CooperVision Spain, 21-nov-2014. [En línea]. Disponible en: <https://coopervision.es/cuidado-de-la-vision-y-salud-ocular/que-es-la-hipermetropia>. [Accedido: 27-oct-2018].
- [7] “¿Qué causa el astigmatismo?”, American Academy of Ophthalmology, 09-ene-2013. [En línea]. Disponible en: <https://www.aaopt.org/salud-ocular/enfermedades/astigmatismo-causas>. [Accedido: 27-feb-2018].
- [8] Sandoval Niño, Z. L., Prieto Ortiz, F. A. (2007). “Caracterización de café cereza empleando técnicas de visión artificial”1. *Revista Facultad Nacional de Agronomía*, Medellín, 60(2), 4105-4127.
- [9] Ó. F. Motato Toro y H. Loaiza Correa, “Identificación biométrica utilizando imágenes infrarrojas de la red vascular de la cara dorsal de la mano”, *Ing. E Investig.*, vol. 29, n.o 1, 2009.
- [10] “Tick Count (ms) Function - LabVIEW 2017 Help - National Instruments”. [En línea]. Disponible en: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361P-01/glang/tick_count_ms/. [Accedido: 28-oct-2018].
- [11] J. A. Fernández Soler, R. del C. García Pérez, O. M. Mariño Hidalgo, y J. A. Cobas González, “Caracterización de las ametropías atendidas en Consulta de Cirugía Refractiva del Centro Oftalmológico de Holguín”, *Correo Científico Méd.*, vol. 19, n.o 2, pp. 233-245, jun. 2015.
- [12] Radio Regulations, Satellite antenna radiation pattern for use as a design objective in the fixed-satellite service employing geostationary satellite, Recommendation ITU-R S.672-4, 1997.

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE

El Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones (antigua Facultad de Ingeniería Electrónica) fue creado el 25 de abril de 1977 e inicia sus labores en octubre del mismo año en la modalidad presencial, con sus planes y programas de estudio encaminados a la formación del Ingeniero Electrónico. A partir de octubre de 1990, ofrece dos carreras con perfiles profesionales definidos: Ingeniería Electrónica en Telecomunicaciones e Ingeniería Electrónica en Computación.

En la propuesta actual del Departamento se integran en un sólo perfil estas aspiraciones, ofreciendo las carreras de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones, e Ingeniería en Electrónica, Automatización y Control.

Además oferta los siguientes programas de posgrado: Maestría en Redes de Información y Conectividad, y Maestría en Gerencia de Redes y Telecomunicaciones. En la actualidad, el DEEE realiza el diseño de los programas de Maestría y Doctorado en Electrónica.



Departamento de Eléctrica y Electrónica
Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE
Copyright © 2018