

Proyecto de Tesis
del programa de Doctorado en Ingeniería Electrónica

Universidad Politécnica de Cataluña

CARACTERIZACION E IMPACTO DEL RUIDO DIGITAL
EN EL DISEÑO DE CIRCUITOS INTEGRADOS DE MODO
MIXTO

por

Miguel Ángel Méndez Villegas

Directores de Tesis:

Antonio Rubio S.

José Luis González J.

Diego Mateo P.

Enero del 2004

Estamos de acuerdo con el contenido del proyecto de Tesis presentado:

J. Antonio Rubio Solá
Codirector del Proyecto de Tesis

José Luis González Jiménez
Codirector del Proyecto de Tesis

Diego Mateo Peña
Codirector del Proyecto de Tesis

CARACTERIZACION E IMPACTO DEL RUIDO DIGITAL EN EL
DISEÑO DE CIRCUITOS INTEGRADOS DE MODO MIXTO

por Miguel Ángel Méndez Villegas

Resumen

Es un hecho que la electrónica actual tiene una fuerte tendencia al empleo de las tecnologías inalámbricas, en las cuales se conjuga toda la potencialidad del procesado digital y analógico, para altas frecuencias, en un mismo sistema. Estos sistemas integrados requieren bajo coste, bajo consumo, altas prestaciones y tamaño reducido, en donde el papel que juega la tecnología CMOS [Lee98] es vital para la expansión de los sistemas inalámbricos. Sin embargo es innegable que la tecnología CMOS sufre de una serie de limitaciones, de entre las cuales se destacan los problemas referentes a la integridad de la señal. De entre estos problemas, el ruido de conmutación puede ser considerado un factor crítico en el diseño de Circuitos Integrados. La actividad eléctrica de los nodos digitales se acopla desde la red de distribución de energía al sustrato, implicando la transmisión de ruido a puntos sensibles de las secciones analógicas o de Radio Frecuencia (RF), lo cual degrada notablemente sus prestaciones. Un propósito previo de este trabajo es el estudio de todos los factores que contribuyen a la generación del ruido digital, así como sus mecanismos de acoplamiento, propagación y caracterización como señal interferente. El análisis se desarrolla tanto en el dominio del tiempo como en del espectro de frecuencias. De estos resultados deberá emanar un análisis del impacto que este tipo de ruido tiene como señal interferente en circuitos de RF, lo cual se considera la aportación más relevante de este trabajo de tesis. El resultado final será un desarrollo teórico, validado experimentalmente, que permita tanto a los diseñadores digitales como de RF tomar algunas medidas con el fin de mitigar los efectos de esta señal interferente.

TABLA DE CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN	3
2	OBJETIVOS.....	3
3	ESTADO DEL ARTE	4
3.1	Caracterización y modelado del ruido digital	4
3.2	Efectos del Ruido Digital en circuitos analógicos y de RF	5
4	PLAN DE TRABAJO	6
4.1	Caracterización del Ruido Digital.....	6
4.2	Efectos del Ruido Digital en circuitos de RF CMOS.....	10
4.3	Tesis	13
4.4	Cronograma.....	14
5	LISTA DE RESULTADOS	15
5.1	Resultados obtenidos y esperados	15
5.2	Difusión y explotación de los resultados.....	17
6	INVESTIGACIÓN REALIZADA.....	19
6.1	Introducción	19
6.2	Características no ideales de los CI's (Elementos parásitos).....	21
6.2.1	Acoplamiento	22
6.2.2	Transmisión.....	22
6.2.3	Recepción	23
6.3	Generación del Ruido de Conmutación	23
6.3.1	La corriente de conmutación como la principal fuente de generación de ruido digital	23
6.3.2	Resonancia	25
6.4	Implicaciones del modelado del ruido de conmutación.....	27
6.5	Caracterización estadística del ruido de Conmutación.....	27
6.5.1	Cálculo de la DEP del ruido de conmutación.	30
6.5.2	Densidad Espectral de Potencia de una señal de ruido periódica	33
6.5.3	Modelado Estocástico del Ruido de Conmutación	34
6.6	Caracterización probabilística del ruido de conmutación	35
6.7	Impacto de los parámetros de diseño del circuito en la DEP del Ruido.....	39
6.7.1	Frecuencia de la señal de reloj.....	40

6.7.2	Alternativas de síntesis y topologías	42
6.7.3	Tecnología.....	45
6.7.4	Recomendaciones de diseño	46
6.8	Resultados experimentales de la sección digital	48
6.8.1	Variación del voltaje de alimentación	48
6.8.2	Variación del retardo relativo entre la cadena de inversores	49
6.8.3	Variación de la frecuencia de la señal de reloj	50
6.8.4	DEP originado por las transiciones de subida y bajada de un inversor	51
6.9	Efectos del ruido de sustrato en dispositivos de radio frecuencia y analógicos.....	52
7	REFERENCIAS.....	57

1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad y durante los próximos años se apreciará un incremento notable en el mercado de las aplicaciones inalámbricas. La creación de esta tecnología conlleva al surgimiento de una serie de problemáticas que la comunidad científico-técnica intentará solventar. La creación de estos nuevos equipos inalámbricos portátiles implica la integración, en un solo sistema integrado, de circuitería digital con un alto potencial de procesamiento de información, aunada a secciones de RF, las cuales requerirán de prestaciones cada vez más y más exigentes. Desde el punto de vista del usuario la tecnología inalámbrica le permitirá una alta movilidad y una simplicidad de conexión. Desde el punto de vista del diseñador estas técnicas de comunicación tendrán limitaciones de energía y espectro, surgiendo paradigmas como el bajo consumo. Desde el punto de vista del fabricante, se debe abaratar coste mediante tecnologías ampliamente difundidas, que permitan una alta densidad de integración de componentes tanto digitales, como analógicos, y que requieran de pocas alteraciones de la tecnología de fabricación en búsqueda de obtener dispositivos y elementos pasivos de altas prestaciones. A pesar de que la tecnología CMOS no posee del todo estas características, el esfuerzo de una gran cantidad de ingenieros e investigadores la ha colocado como la más difundida e idónea, para ciertas aplicaciones, por su coste. Desde el punto de vista de procesos tecnológicos, la tecnología CMOS en la próxima década sufrirá una serie de límites. Si bien estos límites son alcanzados para optimizar las más altas prestaciones en sistemas digitales, es notorio que una serie de efectos de degradación de la integridad de la señal serán aún más pronunciados, por lo que las prestaciones de los sistemas analógicos y de RF que comparten el mismo sustrato, con el sistema digital, lejos de ser beneficiados por el escalado continuo de la tecnología sufrirán aún más el acoplamiento de las señales interferentes sino son tomadas en cuenta algunas medidas. Las señales interferentes mencionadas y sus efectos en la sección de RF son el tema central de este trabajo. Estas interferencias se generan en secciones digitales y emplean como medio de transmisión al sustrato a puntos sensibles de las secciones de RF, lo cual degrada su relación señal a ruido y por lo tanto sus prestaciones. El estudio del ruido digital nos lleva al estudio de sus orígenes y medios de propagación para establecer una completa caracterización del mismo, y por otro lado se investiga su impacto en las prestaciones de circuitos comúnmente empleados en transceptores de RF.

2 OBJETIVOS

El primer objetivo de este trabajo es la caracterización del ruido de conmutación y sustrato. La caracterización de este ruido implica un análisis de todos aquellos factores que contribuyen a su atenuación o incremento, lo cual implica un estudio del origen del ruido digital, sus mecanismos de acoplamiento y medios de transmisión. El estudio del origen del ruido (creado en la sección digital) debe tomar en cuenta todos los factores que alteran su magnitud, desde la perspectiva a nivel sistema, como la arquitectura digital y vectores de entrada, hasta análisis de tipo tecnológico. Debido a que la generación del ruido es en extremo compleja, aún en circuitos de mediana escala de integración, se aborda el problema tratando de hallar generalidades para la completa caracterización del problema, debido a que una solución exacta sólo es aplicable a un problema particular, bajo condiciones específicas, lo cual se debe a que la cantidad de variables de las cuales depende la magnitud del ruido es muy grande. La caracterización se hace tanto en el dominio del tiempo, como en la frecuencia y se aborda desde diferentes enfoques que van desde el análisis cualitativo (variación de parámetros), expresiones matemáticas, análisis estadístico (procesado de la señal de ruido) y probabilístico. Los resultados teóricos deberán ser validados experimentalmente.

El segundo objetivo del proyecto de tesis es el diseño, implementación y análisis de circuitos de Radio Frecuencia (RF), específicamente se concentrarán los esfuerzos en el estudio de circuitos mezcladores ya que son los menos estudiados en la literatura, desde el punto de vista del ruido. Al igual que en la sección digital se espera que los resultados teóricos, de los efectos del ruido digital en circuitos mezcladores y de RF, sean validados experimentalmente mediante la implementación de un SoC de alta complejidad, el cual estará integrado por secciones digitales (banda base) y bloques de RF (cabezal).

3 ESTADO DEL ARTE

En los últimos años la tecnología CMOS ha evolucionado notablemente logrando mejoras en los niveles de integración y velocidad de proceso, esto aunado a su bajo coste ha permitido la integración de procesadores digitales junto con el procesado analógico de la señal, dando lugar a la implementación de circuitos integrados de modo mixto.

Por su parte, los circuitos integrados de Radio Frecuencia (RF) viven un explosivo crecimiento por su extensa aplicación en sistemas de comunicación y equipos inalámbricos. Con respecto a los problemas tecnológicos que se derivan de la implementación de estos sistemas en tecnología CMOS, quizás ha sido Thomas H. Lee, [Lee00, Sha97, Xu01], la persona que tuvo la mayor visión del empleo de esta tecnología, y a él se le deben numerosas contribuciones teóricas de tecnología y diseño en este campo.

La integración de la sección digital y de RF sobre un mismo sustrato es un tema de gran interés en la actualidad por las diferentes dificultades que ello conlleva. La problemática de la integración de estas dos secciones tan diferentes repercute en todos los niveles de abstracción y flujos de diseño, desde el desarrollo de la arquitectura, particionado, simulación, pruebas, elección de estándares, normativas, algoritmos, protocolos de comunicación, pasando por aspectos de simulación (CAD y modelado) para la planificación y coordinación de flujos de diseño (en sus diferentes niveles de abstracción), todos estos aspectos enmarcados y delimitados por el desarrollo de la tecnología actual y futura.

Ya que el estudio del ruido digital es una problemática que afecta al sistema entero, este puede ser visto desde diferentes perspectivas que se relacionan con los diferentes pasos del flujo del diseño hasta aspectos de tipo tecnológico, es así como en los últimos años ha habido una enorme cantidad de contribuciones a su estudio, desde todas las perspectivas que puede ser abordado el tema.

3.1 Caracterización y modelado del ruido digital

Desde el punto de vista de CAD, las herramientas de simulación digital, analógica y de RF son distintas (simulación Digital: por eventos HDL o RTL, simulación analógica: tipo Spice, análisis transitorios y de pequeña señal, simulación de RF: análisis periódicos de gran señal), por lo que es difícil el análisis del comportamiento del sistema en conjunto. Debido a que el ruido digital es estrictamente una señal analógica generada por el sistema digital, esto ha llevado a una extensa investigación en la búsqueda del modelado de grandes sistemas digitales descritos a nivel transistor para substituirlos por modelos simplificados (macromodelos) [Cha99, Hei00, Hei02, Nag01, Mil96, Os03, Zan01], generalmente estos macromodelos son descritos a alto nivel, en donde la suma de los componentes modelan el ruido digital como señal interferente en puntos específicos del sistema.

Desde el punto de vista tecnológico con vista a la planificación del diseño una gran cantidad de investigadores ha tratado de caracterizar los orígenes del ruido digital (actividad de compuertas) [Lar97, Lar98], medios de transmisión (substrato y líneas de alimentación), formas de mitigarlo (polarización del substrato y anillos de guarda) [Ara03, Sec00, Sec01, Win00], así como estimarlo por medio de expresiones matemáticas [Fry00, Fry01, Xu01], algoritmos [Bai01, Jia01, Zha00], modelado (macromodelos), caracterización [Dem99, Fel99] además de medirlo experimentalmente (sensores) [Hei00, Mar00, Nag00, Ran99]. Es en tal extremo la importancia de su estudio que se han implementado y modelado sistemas de alta complejidad para su estudio [Bad03, Kou02].

Si bien existe una vasta bibliografía e investigación en el tema, la mayoría de estas investigaciones hacen una gran cantidad de simplificaciones, en la mayoría de las ocasiones de forma intencional.

3.2 Efectos del Ruido Digital en circuitos analógicos y de RF

Por otra parte, una vez que se tiene conocimiento de los mecanismos de generación del ruido y sus características es importante evaluar su impacto en las prestaciones de sistemas integrados, circuitos analógicos y de RF. A la fecha se considera que el ruido de substrato es uno de los factores limitantes para la implementación de las futuras generaciones de circuitos de modo-mixto (SoCs) [Bad03, Kou02, Tan98, Zei02]. Se han hecho estudios del impacto de este ruido en circuitos analógicos tales como convertidores A/D y D/A [Bla95, Sum01, Zin01], Opamps [Cat95], circuitos de muestreo S/H [Zin00]. En bloques de RF se ha dedicado atención al estudio de sus efectos en la generación de jitter en PLLs, DLLs y osciladores [Bar02, Her99, Hey02, Lar01, Le298, Wel98], se ha estudiado la degradación de la relación señal a ruido en LNAs [Xu01, Soe03] y los estudios se comienzan a extender a circuitos mezcladores [Jia99]. También se han hecho otras contribuciones de su estudio en diversos aspectos tecnológicos y de diseño de RF [Eyn01, Le100, Pun98, Fry00, Fry01].

En este apartado sólo se ha dado una visión muy general de la extensa investigación que se ha llevado a cabo debido a la importancia del tema. En las próximas secciones se profundizará en los temas que conciernen de forma de directa a la realización de este trabajo.

4 PLAN DE TRABAJO

En el presente apartado se describe brevemente la metodología de trabajo empleada, se justifica la misma describiendo las ventajas y alcances del trabajo realizado y propuesto. Es así como el proyecto se divide en 2 secciones bien diferenciadas, las cuales se describen a continuación:

4.1 Caracterización del Ruido Digital

4.1.1 Estudio de los orígenes del Ruido Digital.

Es de mencionarse que la identificación de los factores que originan y afectan el nivel de ruido digital la realicé en un trabajo anterior [Men00], en donde se hace el desarrollo de una herramienta CAD para la predicción del ruido generado en las líneas de alimentación. El estudio del ruido digital en el presente trabajo ha permitido verlo desde diferentes perspectivas del trabajo previo y hacer nuevas suposiciones. Es así como en la investigación llevada a cabo se destaca que los factores vinculados a la generación de ruido de conmutación pueden ser divididos básicamente en eléctricos y aquellos derivados por la actividad del circuito. Los factores eléctricos se relacionan con aquellos factores que determinan la magnitud del ruido, como la generación de corriente de consumo de compuertas y los caminos de acoplamiento o transmisión de ruido, que generalmente son modelados como funciones de transferencia que pueden ser descritas como impedancias que unen los puntos de generación de las fuentes de ruido (compuertas) con puntos de impacto del ruido, por ejemplo, los nodos de sustrato de los transistores CMOS que integran las secciones analógicas. Por otra parte, los factores derivados de la actividad del circuito se relacionan con la función lógica implementada (la arquitectura o topología del circuito) y su relación con la generación del patrón de vectores de entrada que en dependencia de su distribución de probabilidad de conmutación determinan el comportamiento de actividad media del circuito.

Del estudio realizado se listan algunas de las conclusiones más importantes para el desarrollo y justificación de los posteriores apartados.

- El ruido digital se acopla de forma única al sustrato
- El ruido de sustrato está dominado por el ruido presente en las líneas de alimentación (di/dt).
- El encapsulado junto con la circuitería digital forman un circuito resonante. Esta característica añade un componente resonante a la señal de ruido en el dominio del tiempo, el cual se ve reflejado de una forma muy particular en el dominio de la frecuencia.

De acuerdo a la conclusión 2, el ruido digital que se observa en el sustrato tiene características muy similares al ruido creado en las líneas de alimentación [Hei00, Os03], por tal razón en este proyecto no se formaliza el estudio del modelado del ruido de sustrato, sólo se hacen suposiciones de gran validez que generalicen el comportamiento del ruido y lo caractericen. Cabe mencionar que de forma paralela se desarrolla otra tesis que caracteriza y modela de forma detallada aquellos aspectos relacionados al sustrato, lo cual proveerá de una estimación

de las fuentes de ruido con el desarrollo de modelos desde el enfoque de herramientas CAD. La justificación de ese trabajo se debe a que nivel industrial es de gran interés el desarrollo de herramientas que modelen y simplifiquen sistemas digitales enteros de alta complejidad, la simulación transitoria a nivel transistor de tales sistemas se considera totalmente impractica, puesto que no sólo se deben modelar las fuentes de ruido (compuertas digitales), sino también el substrato conductor que las alberga. A la fecha, algunas de las contribuciones más importantes de ese trabajo han sido el desarrollo de macromodelos de compuertas digitales, las cuales contemplan el modelado de la actividad de compuertas como señales interferentes, y el desarrollo de modelos simplificados y eficientes de substratos poco conductivos [Os03].

4.1.2 Caracterización en el dominio del tiempo y la frecuencia del ruido digital.

Establecidos los puntos de cómo se genera, propaga y transmite el ruido. Se planteó hacer un estudio y búsqueda de las reglas generales que caracterizan su comportamiento, estas reglas inclusive resultan de mayor valor que la solución particular del problema, debido a que permiten establecer estrategias de diseño tanto para la sección digital como para la de RF.

En primer lugar, para establecer estas reglas se han estudiado las propiedades de la señal de ruido en el tiempo. De estas propiedades se destaca la característica cicloestacionaria [Men103, Fry01], es decir, la propiedad de la estadística periódica (cíclica), de las formas de onda de ruido. Esta interesante propiedad nos permite analizar y procesar estadísticamente las formas de onda de las señales de ruido. A partir de este desarrollo estadístico, el concepto de forma de onda de ruido media cobra importancia. Este concepto es un reflejo de la actividad media del circuito como resultado de aplicar una secuencia aleatoria de vectores de entrada al sistema digital. Este análisis nos permite la descomposición de la señal de ruido, lo cual nos ayuda a determinar las características espectrales del ruido de conmutación. El estudio del espectro de la señal de ruido se inicia con el estudio de las características de la señal de autocorrelación de ruido, que nos da una idea del grado de correlación de las fuentes generadoras de ruido (celdas digitales), lo cual nos da un índice del nivel y forma del contenido espectral de la forma de onda de ruido. De tal manera que el espectro de ruido es un valor representativo del comportamiento estadístico del circuito, el cual depende de un comportamiento medio y de las desviaciones a partir de ese comportamiento. Al establecer el cambio del dominio del tiempo al de la frecuencia al aplicar la transformada de Fourier a la función de autocorrelación de ruido se obtiene la Densidad Espectral de Potencia de la cual se derivan otros interesantes resultados. En primer lugar se establece que el espectro de la señal de ruido tiene dos componentes [Fry01, Dem99]. Un término discreto resultado de la actividad media del circuito, este término tiene componentes frecuenciales que se caracterizan por ser Deltas a múltiplos de la frecuencia de reloj, y un término continuo resultado de la aleatoriedad o desviación de la actividad del circuito a partir de ese comportamiento medio.

En el presente trabajo se establece una metodología de obtención de los términos de la Densidad Espectral de Potencia del ruido. El Método consiste en un análisis estadístico de señales de ruido generadas a partir simulaciones de análisis transitorio (HSpice, Spectre) aplicadas a circuitos digitales de prueba (Fig. a1). La descripción de los circuitos es a nivel transistor (AMS 0.35 μ) resultado de la extracción de un layout (Virtuoso, Cadente [Cad]) obtenido a partir de un proceso de síntesis automática (Ambit Building Gates, Cadence) con restricciones de la descripción funcional en Verilog. Obtenidas las señales de ruido se procede a su procesado y caracterización. En forma paralela a esta metodología también se ha implementado otro método de estimación de la Densidad Espectral de Ruido y sus componentes, la cual se basa en un método de probabilidades [Dem99] a partir de las señales

de entrada. Se hace una comparativa de los resultados obtenidos con ambos métodos. A groso modo se puede decir que la principal ventaja del método estadístico es su sencillez de implementación que aunado al empleo de macromodelos lo puede distinguir por sus considerables ventajas en cuanto al tiempo de cómputo se refiere, puesto que ambos métodos reportan similares resultados. Cabe mencionar que los macromodelos mencionados son descripciones de circuitos digitales simplificadas que emulan la actividad de sistemas digitales complejos. Como se ha mencionado anteriormente, otros miembros del grupo de trabajo han desarrollado técnicas [Os03] para la obtención de esos modelos.

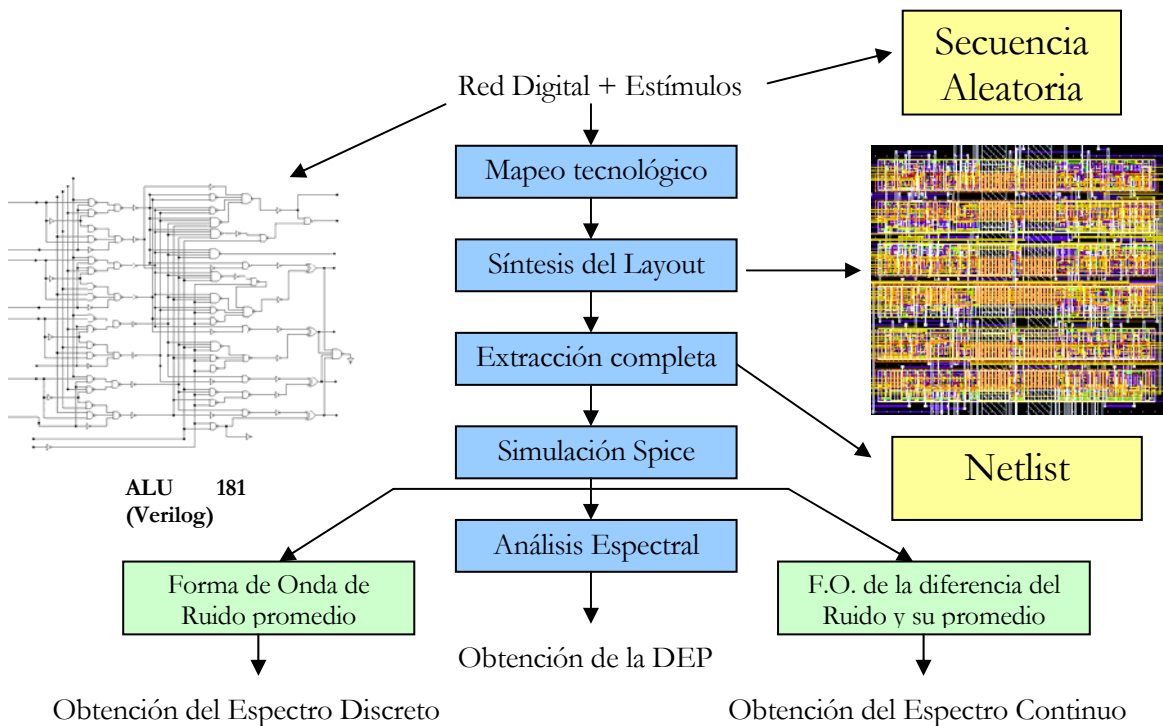


Fig. a1: Metodología estadística de predicción del espectro.

Tomando como referencia el estudio realizado con diferentes metodologías para estimar la señal de ruido se ha caracterizado esta señal completamente tanto en el dominio del tiempo como en la frecuencia. Desde el punto de vista de teoría de la señal se han encontrado relaciones entre la señal de ruido, su autocorrelación y espectro, además de su comportamiento resonante. Estas relaciones básicamente modelan o predicen el comportamiento de señales que en el dominio del tiempo tienen un comportamiento periódico y que son traducidas al dominio de la frecuencia como tonos discretos del espectro. A la fecha se sigue trabajando en relaciones que predigan mejor el comportamiento del espectro continuo, siendo el interés central la obtención de una expresión matemática simplificada que prediga el comportamiento de este término en función de parámetros conocidos (tecnología, tensión de alimentación, distribución de probabilidad de las entradas, frecuencia, etc.). La metodología a emplear consiste en el análisis de la actividad del circuito ante secuencias de vectores de entrada o distribuciones de probabilidad, las cuales aunadas a la actividad del circuito determinan la correlación que existe entre los nodos de conmutación de las compuertas digitales. La estimación de estas correlaciones comprende un verdadero reto, puesto que dependen tanto de la actividad discreta de eventos del circuito, así como de sus características eléctricas, que determinan por ejemplo el retardo de compuertas y por lo tanto la correlación espacio/temporal de las mismas.

Por otra parte, también se ha considerado de interés el estudio del impacto que tiene la variación de parámetros tecnológicos y arquitecturas en la respuesta espectral del ruido de conmutación [Men203]. La mayoría de estos análisis se han desarrollado de forma gráfica, y en la medida de lo posible los resultados se contrastan con expresiones matemáticas que predicen la tendencia de los resultados obtenidos.

4.1.3 Obtención de resultados experimentales de la sección digital.

Una vez desarrollada la caracterización teórica y observación del comportamiento del espectro de ruido ante la variación de parámetros por medio de simulaciones, se ha procedido a corroborar las predicciones de forma experimental.

La obtención de datos experimentales se hizo con prototipos previamente diseñados y fabricados en el seno del grupo de investigación, aunque con fines diferentes a los de este trabajo. El primer prototipo empleado consta de dos fuentes de generación de ruido [Mar00], una sección formada por cadenas de inversores (*buffers*), los cuales generan grandes demandas de corriente a partir de la fuente de alimentación, y por lo tanto, generan niveles bastante apreciables de ruido. El empleo de estas cadenas de inversores, las cuales son síncronas con la actividad del reloj, permite la caracterización del término discreto del espectro. Por otra parte, dentro del circuito también existe una sección formada por lógica combinatorial, la cual nos permite profundizar sobre el estudio del componente continuo del espectro. La medición del ruido no sería posible si el diseño del CI no contara con un circuito sensor de la señal de ruido, el cual es básicamente un amplificador de un amplio ancho de banda [Mar00], que se encuentra acoplado capacitivamente al substrato en una de sus entradas. Finalmente, las mediciones se hicieron basándose en la toma de muestras de datos de las formas de onda de ruido a la salida de los circuitos sensores. Las mediciones se obtuvieron con un osciloscopio (DSA602 y TDS784 de Tektronix), mediante un promediado de la señal de ruido sincronizada con el filo de subida de la señal de reloj para eliminar el ruido adherido a la medición, es decir, aquel no considerado señal de ruido digital. El resto del trabajo consistió en el procesado de las señales obtenidas.

Es importante mencionar que la fase de mediciones experimentales de la sección digital no se ha concretado con totalidad. El primer prototipo de CI sólo nos permitió la medición de señales de ruido que pueden ser consideradas periódicas con respecto a la señal de reloj, por lo que sólo fue posible observar el espectro discreto y analizar el impacto de la variación de parámetros que influyen en su forma de onda espectral (variación de la fuente de alimentación, frecuencia y retardo relativo entre etapas de cadenas de inversores). A pesar de que este prototipo cuenta con una sección combinatorial que en teoría nos debería haber permitido cuantificar los efectos del espectro continuo, no fue posible, debido a que la señal de ruido es muy pequeña comparada a aquella observada en los *buffers* (inversores de grandes dimensiones y gran consumo). Cabe destacar que el empleo del circuito sensor para la medición del ruido fue diseñado para obtener una baja ganancia debido al compromiso ganancia-ancho de banda. Como el mayor interés es la caracterización de la señal de ruido en el espectro, siempre se opta por tener una baja ganancia y un amplio ancho de banda. Como metodología alterna se propone el empleo de un segundo prototipo de CI previamente diseñado. En este segundo prototipo se encuentra un DAC de 12 bits, en donde existe lógica combinatoria a la cual se le podrán aplicar secuencias pseudoaleatorias o patrones digitales de señales de entrada deterministas y estudiar ambos componentes del espectro.

4.2 Efectos del Ruido Digital en circuitos de RF CMOS

4.2.1 *Diseño e Implementación de Circuitos de RF*

Un análisis profundo y caracterización del impacto del ruido de conmutación no pueden ser llevados a cabo sin una visión completa del estado del arte del diseño de circuitos de RF (LNAs, Osciladores, Mezcladores, PLLs, etc.). Para esto se han desarrollado actividades de cursos y seminarios (herramientas CAD) impartidas por profesores miembros del grupo con el propósito de obtener experiencia en el flujo de diseño e implementación de este tipo de circuitos.

Cabe hacer énfasis que la mayor parte de esfuerzo será centrada en el diseño e implementación de circuitos mezcladores por las razones que se irán comentando.

4.2.2 *Recopilación del estado del arte de los efectos del Ruido Digital en LNAs y Osciladores.*

El gran interés del estudio de los efectos del ruido sustrato en circuitos de RF se ha volcado inmediatamente a los principales componentes que integran los receptores y transmisores, es decir, LNAs [Fry00, Fry01, Soe03, Xu01], Osciladores, PLLs, DLLs [Bar02, Her99, Hey02, Lar01, Le298, Wel98], etc. De estos estudios previos se puede obtener valiosa información que nos da algunas pautas de la adecuada caracterización del impacto que este tipo de ruido tiene en cada etapa.

A modo de ejemplo, a pesar de que el LNA puede ser considerado como un sistema lineal invariante en el tiempo, estudios elaborados por [Xu01] han caracterizado y corroborado experimentalmente que si la magnitud de ruido es en algún orden mayor o comparable a la pequeña señal de RF, los productos de intermodulación debidos a las características no ideales de la función de amplificación (desarrollo en series de Taylor) caen directamente en la banda de frecuencias de salida del amplificador, lo cual degrada completamente la relación señal a ruido y por lo tanto sus prestaciones. En ese estudio también se toma en cuenta el efecto de las fuentes de ruido de tipo diferencial y en modo común, siendo idealmente más fácil rechazar señales diferenciales, aunque en realidad la mayoría de las fuentes contribuyen con ruido en modo común.

Con respecto a osciladores, PLLs y DLLs, para este tipo de circuitos el jitter es usualmente un parámetro crítico en el diseño de PLLs digitales, los cuales tienen aplicaciones en síntesis de frecuencia y generación de señales de reloj. Debido a que el VCO genera la señal de reloj de salida, su jitter tiende a dominar sobre toda la prestación del PLL. El ruido acoplado por el sustrato en el oscilador causa que las capacitancias de los dispositivos que conforman el oscilador varíen. Esto provoca que la frecuencia de la señal de reloj de salida varíe ligeramente introduciendo jitter. En PLLs analógicos, los cuales tienen aplicaciones en receptores de RF, el parámetro crítico es el ruido de fase en el VCO, debido a que este a menudo limita el espaciado adyacente entre canal y canal. El ruido de fase (dBc/Hz) cuantifica la pureza espectral del espectro de salida del VCO. Cabe mencionar que las bases teóricas para el estudio del impacto de cualquier fuente de ruido en circuitos osciladores ya fueron establecidas por [Lee00], a partir de este estudio nos interesa aplicar estos desarrollos a nuestro caso de estudio.

Como se mencionó anteriormente, la comprensión de estos trabajos realizados es de gran importancia debido a que el estudio final debe comprender una visión general del impacto del ruido a nivel sistema, puesto que la mayoría de bloques de RF son extremadamente dependientes de la correcta funcionalidad y acoplamiento de bloques vecinos. Como por ejemplo, el ruido que incida o que genere el mismo oscilador puede verse reflejado en etapas posteriores como el mezclador. El estudio a nivel sistema nos lleva a la identificación de las arquitecturas (Rx y Tx) óptimas, que por su misma estructura, permiten el rechazo o eliminación de determinadas fuentes de ruido.

4.2.3 Análisis de las fuentes de Ruido Clásicas.

La recopilación del estado del arte en el estudio y análisis de fuentes de ruido clásicas (flicker, térmico, etc.) cobran gran importancia en este estudio. De estos análisis y estudios se desarrollan los métodos tradicionales de análisis de fuentes de ruido implementados en herramientas CAD. A pesar de que la mayoría de estos métodos han sido eficientemente implementados esencialmente en análisis de pequeña señal de sistemas analógicos, no es posible decir lo mismo para análisis de gran señal para circuitos de RF. El estudio de sistemas periódicos de gran señal implica el análisis de circuitos variantes en el tiempo (LPTV) [Kun99], lo cual distingue a estos circuitos por no estar polarizados en único punto de operación y en ocasiones las propias fuentes de ruido son dependientes de la polarización, lo que es lo mismo que considerar que la función de transferencia del circuito es periódica y variante en el tiempo, volviendo a fuentes comunes de ruido, fuentes cicloestacionarias [Phi00].

Cabe mencionar que un bloque fundamental en el que se pretende estudiar el impacto de fuentes de ruido clásicas es en circuitos mezcladores, y que a la fecha existen una serie de publicaciones que abordan este tema [Dar00, Ter99], las cuales constituyen un excelente punto de partida para los estudios que se pretenden en este trabajo.

4.2.4 Impacto del Ruido de Conmutación (caracterización) en circuitos de RF CMOS con especial énfasis en circuitos mezcladores.

Como se ha mencionado con anterioridad el estudio de las fuentes clásicas de ruido nos da una pauta del estudio de los efectos del ruido digital en componentes de RF, por lo que se piensa extender el estudio de este tipo de ruido a los siguientes análisis:

- Efectos de tipo lineal sin translación de frecuencia, ni dominio (por ejemplo, en LNAs que no operen en compresión).
- Efectos de tipo lineal con translación de frecuencia (por ejemplo, mezcladores).
- Efectos del ruido en sistemas con función de transferencia variante en el tiempo sin cambio de dominio (por ejemplo, en mezcladores, el ruido que se ve afectado por el comportamiento no lineal del mezclador a la frecuencia del oscilador local). Este ruido se acoplaría no a la entrada, sino a los nodos internos del mezclador.

- Efectos del ruido en sistemas con función de transferencia variante en el tiempo que cambian de dominio (por ejemplo, osciladores y PLLs en donde el ruido de tensión corriente genera ruido de fase).

De todos los análisis mencionados se pondrá mayor atención a aquellos relacionados con el impacto del ruido en circuitos mezcladores, lo cual se detalla a continuación. Un circuito mezclador es esencialmente un bloque que tiene la función de producir una traslación de frecuencia. Este tipo de circuitos se caracterizan por ser sistemas LPTV, es decir, sistemas periódicos variantes en el tiempo. Las herramientas CAD desarrolladas hasta la fecha aún tienen una serie de limitaciones en el análisis de las figuras de ruido para este tipo de circuitos, debido a su variabilidad en el tiempo y a la traslación de frecuencia de los mismos. Por lo tanto, no es posible emplear directamente la aproximación de análisis de ruido de sistemas invariantes en el tiempo (LTI), lo cual supone un interesante reto para el análisis y caracterización del ruido de substrato que se pretende llevar a cabo. La caracterización del impacto que tiene este tipo de ruido depende del análisis y caracterización obtenidos en el primer apartado. Para esta caracterización se pretende obtener expresiones matemáticas que permitan establecer generalidades de diseño, o bien obtener figuras de mérito que den constancia del grado de impacto que este tipo de ruido produce. El proceso de caracterización podrá darse de forma analítica o de forma gráfica en el caso de que no sea posible establecer una expresión que generalice el comportamiento del circuito.

El estudio de la caracterización del impacto del ruido de conmutación en mezcladores se justifica debido a que a la fecha sólo se tiene conocimiento de una publicación [Jia99] que no aborda con detalle el tema, por lo que una investigación exhaustiva en tal bloque puede proveer de resultados de interés general. Es así que para dar un enfoque global del análisis se pretende extender el estudio a los principales tipos de mezcladores referenciados en la literatura, tales como: los mezcladores pasivos, activos (basados en celdas de Gilbert), multiplicadores, potenciométricos y de submuestreo.

Por otra parte, para nuestro estudio, el acoplamiento de la señal de ruido al circuito mezclador es un tema clave, a continuación se detallan algunas observaciones que se tomarán en cuenta con respecto a estos acoplamientos. Se considera que el ruido de substrato se puede acoplar a varios nodos del circuito y desde estos nodos a la salida, por lo que el ruido puede seguir caminos distintos. Los acoplamientos pueden ser lineales con traslación en frecuencia desde la entrada de RF y la sección del circuito correspondiente a ese puerto, acoplamientos a través de funciones de transferencia variantes en el tiempo en la sección del puerto del oscilador local, acoplamientos lineales sin traslación de frecuencia directamente a los *buffers* de salida. Debe considerarse además el ruido de fase del puerto del oscilador local debido al mismo ruido de substrato. Todas estas vías de afectación del ruido tienen un origen común (fuentes correlacionadas), por lo que su efecto conjunto no puede analizarse de forma independiente para cada tipo de acoplamiento aplicando el principio de superposición, lo cual obligará al desarrollo de una metodología de análisis propia.

4.2.5 Obtención de resultados experimentales del impacto del Ruido de Substrato en circuitos Mezcladores CMOS.

La experiencia resultado de la actividad 4.2.1 debe verse traducida en la implementación de CIs de pruebas. Como objetivo de los miembros del grupo se plantea la creación de un sistema integrado de RF. La aplicación práctica y por lo tanto la arquitectura aún está por ser definida. Ya que la implementación de tales sistemas de alta complejidad requiere la

participación de un cierto número de personas, se plantea participar en este trabajo conjunto con un fin común, el estudio del impacto del ruido de conmutación en un sistema integrado de RF. Es así como los resultados experimentales serán la mejor forma de corroborar que los análisis desarrollados en verdad son de interés práctico.

4.3 Tesis

4.3.1 Redacción final.

La redacción de tesis es una actividad que se hace indirectamente a través de los reportes de resultados y creación de graficas, al final se reagrupa toda la información de acuerdo a los lineamientos y formatos solicitados.

4.4 Cronograma

Actividades	Primer Año 2001-02												Segundo Año 2002-03												Tercer Año 2003-04												Cuarto Año 2004-05											
	O	N	D	E	F	M	A	M	J	J	A	S	O	N	D	E	F	M	A	M	J	J	A	S	O	N	D	E	F	M	A	M	J	J	A	S	O	N	D	E	F	M	A	M	J	J	A	S
Cursos de Docencia	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█																																					
4.1.1												█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█																									
4.1.2																								█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█	█													
4.1.3																																																
4.2.1																																																
4.2.2																																																
4.2.3																																																
4.2.4																																																
4.2.5																																																
4.3.1																																																

5 LISTA DE RESULTADOS

5.1 Resultados obtenidos y esperados

Los resultados obtenidos de la caracterización del espectro del ruido digital se listan a continuación:

*Espectro de Ruido Generado por un circuito Digital (*trabajo desarrollado)*

- Clasificación de los Factores que afectan a la magnitud del ruido en los dominios del tiempo y frecuencia.
- Caracterización de la señal de ruido en los dominios del tiempo y frecuencia:

Relación de la Componente Discreta del Espectro con el Circuito: Obtención de expresiones o formulaciones matemáticas que describen su comportamiento, además de verificación por simulación.

Relación de la Componente Continua del Espectro con el Circuito (aún no ha sido concretada): Caracterización de su comportamiento por medio de simulación, resta por describirlo por medio de expresiones matemáticas.

Análisis de la Resonancia: Relación de los parámetros de la forma de onda en el tiempo y su interpretación en el dominio de la frecuencia.

- Desarrollo de la metodología Estadística para el estudio de la señal de ruido en el tiempo y la obtención del Espectro de ruido en sus componentes (término Discreto y Continuo)
- Estudio comparativo de los resultados obtenidos de la metodología empleada en el presente trabajo (método estadístico) con una referenciada en la literatura, metodología que denominaremos método probabilístico [Dem99].
- Análisis de variación de parámetros, tecnologías, topologías y su impacto en la Densidad Espectral de Ruido (término Discreto y Continuo). Basándose en este estudio, aportación de reglas de diseño de la sección digital para reducir el nivel del contenido espectral de Ruido.

* El trabajo ha sido culminado a menos de que se haga la observación contraria.

- Verificación Experimental de los resultados obtenidos: A la fecha se ha logrado concretar la sección experimental referente al análisis del espectro discreto, queda por concretar el desarrollo experimental referente al espectro continuo.

Efectos del Ruido Digital en Circuitos de RF CMOS (trabajo por ser desarrollado)

- Estudio del impacto del ruido de substrato a nivel bloque de Rx y Tx CMOS:

Se pretende hacer una extensa revisión del estado del arte, tomando como base esta teoría se pretende emplearla a nuestro caso de estudio, para generar aportaciones. El objetivo final es la búsqueda de expresiones o relaciones que predigan el comportamiento de los circuitos o figuras de mérito representativas de las prestaciones de los mismos. En principio, se desea contrastar la teoría encontrada mediante la implementación de diseños por medio de simulación de circuitos de RF (Spectre RF y ADS), a los cuales se les aplican señales interferentes de ruido digital. La aplicación de las señales en un principio considerará el substrato físico como un solo nodo, modelando substratos altamente dopados, posteriormente se podrá adoptar nuevas suposiciones con base a los resultados obtenidos. Como se mencionó, en las primeras fases se podría emplear herramientas de simulación, sin embargo se podrían desarrollar metodologías de análisis alternas como las presentadas en [Jia99].

- Comparación relativa del impacto del ruido de substrato con los ruidos físicos clásicos.

Los desarrollos teóricos creados hasta la fecha además de servir como punto de partida, también servirán como referencia de la importancia relativa de considerar al ruido digital como señal interferente en comparación de las fuentes intrínsecas de los dispositivos pasivos o activos. La comparativa siempre es desarrollada a través de figuras de mérito, expresiones y/o gráficas.

- Identificación y estudio de las diferentes arquitecturas de Rx y Tx, con respecto a sus tolerancias ante el ruido digital.

En primer lugar se pretende hacer una clasificación e identificación del estado del arte de las arquitecturas Rx y Tx comúnmente empleadas por caracterizarse debido a su alta tolerancia a fuentes de ruido. Se desea verificar la eficiencia de estas estructuras ante fuentes de ruido digital. Además se pretende observar los puntos más sensibles de las mismas y, en su caso, determinar metodologías de cómo mejorar su eficiencia. Los desarrollos teóricos siempre darán pautas de la correcta metodología de diseño y primeras aproximaciones, mientras que el empleo de simuladores nos permitirá tener aproximaciones a casos de estudio más reales.

- Análisis y caracterización del impacto del ruido digital en diferentes estructuras de circuitos mezcladores.

Por las mismas características del mezclador, lo vuelve uno de los circuitos más complejos de analizar por medio de herramientas de simulación. En principio, se tiene como objetivo la obtención de expresiones matemáticas que modelen su comportamiento ante la presencia de señales interferentes. Debido a la dificultad de análisis, en su caso, no se descarta la posibilidad del desarrollo de una metodología de análisis numérico que cuantifique el impacto del ruido. A partir de este análisis se podrían obtener figuras de mérito o gráficas resultado del análisis. Es de mencionarse que el análisis se debe hacer extensivo a diversos tipos de mezcladores, por lo cual al final se debe realizar un resultado comparativo tanto de las prestaciones, como de las figuras de ruido de cada una de las estructuras en función de la aplicación para la cual son empleadas.

- Relación entre las estrategias de diseño digital y efectos en circuitos de RF.

Una vez obtenida la caracterización a nivel bloque y sistema se procederá a verificar el impacto de las estrategias de diseño digital empleadas para modificar las características temporales y espectrales del ruido digital. El resultado final es la cuantificación del impacto y degradación de prestaciones a partir de estas estrategias.

- Verificación experimental de los resultados obtenidos del Impacto del Ruido Digital en secciones de RF.

Se desea diseñar y mandar a fabricar un SoC de alta complejidad que contenga secciones digitales de RF. Con este fin se ha ido tratando de acumular experiencia en el diseño de bloques de RF. Obtenido el prototipo se desea hacer mediciones en el laboratorio para contrastar los resultados reales con el desarrollo teórico.

5.2 Difusión y explotación de los resultados

La temática en que se encuentra el proyecto favorece la difusión y explotación de los resultados ya que son de un gran interés desde el punto de vista científico y técnico. Por ello se pretende publicar en revistas científicas internacionales los resultados de los distintos objetivos a medida que se vayan produciendo. Por otra parte, se considera también muy importante la difusión de los resultados en congresos debido al intercambio de opiniones e ideas que se produce.

Revistas de potencial interés

Las revistas internacionales que se consideran más adecuadas dados los objetivos del proyecto son las siguientes:

- Electronics Letters. Es una revista de rápida publicación de ámbito general que admite artículos sobre ideas novedosas en cualquier área de la electrónica. Adecuada para trabajos con un gran componente de innovación.

- IEEE Trans. on Solid-State Circuits. Probablemente la revista más referenciada en el área de circuitos de radiofrecuencia. Al ser la mayor parte de los objetivos propuestos relacionados con circuitos se considera a esta revista como la adecuada para estos resultados.
- IEEE Trans. on Circuits and Systems I y II. Orientada a circuitos igual que la anterior, pero permite un enfoque más teórico.
- IEE Proceedings: Circuits, Devices and Systems. Revista en el área de los circuitos, admite tanto resultados experimentales como de análisis teórico.

Congresos de potencial interés

Actualmente un gran número de conferencias internacionales incluye en sus programas puntos relacionados con comunicaciones RF. Los que se consideran más adecuados a la temática y objetivos del proyecto son:

- DATE (Design Automation and Test in Europe). En esta conferencia se agrupan muchos temas relacionados con el proyecto propuesto, tanto en el área de CAD como en el análisis y diseño (*deadline*[✧]: 7 de septiembre).
- ISSCC (Internacional Solid State Circuits Conference). La conferencia más importante a nivel mundial en la que se presentan los avances de tecnología de circuitos integrados en el área de RF y muchas más. Se presentan casi siempre resultados experimentales (*deadline*: 8 de septiembre).
- ESSCIRC (European Solid State Circuits Conference). La edición europea de la anterior, tiene un nivel comparable (*deadline*: 22 de marzo).
- CICC (Custom Integrated Circuits Conference). Se presentan resultados en el área de diseño de circuitos integrados y sistemas on chip (SoC).
- RFICS (Radio Frequency Integrated Circuits Symposium). En esta conferencia se presentan avances de diseño de circuitos integrados de RF, en diversas tecnologías, CMOS, bipolares, y HEMT (*deadline*: 8 de diciembre).
- DCIS (Diseño de Circuitos Integrados y Sistemas). Es una conferencia internacional de ámbito general. A pesar de que su nivel sea probablemente no tan elevado como el de las anteriores, se considera importante realizar difusión en ella ya que muchos grupos españoles se dan cita en ella (*deadline*: abril).

[✧] Los *deadlines* presentados son de las ediciones de los congresos en el año 2003.

6 INVESTIGACIÓN REALIZADA

6.1 Introducción

En la actualidad se ha dado un considerable aumento en las aplicaciones de circuitos de comunicaciones que demandan bajo consumo, alta densidad de integración y dispositivos de altas prestaciones, lo cual requiere integrar en el mismo sustrato de silicio, tanto la banda base digital, así como el cabezal de radio frecuencia. De este tipo de implementaciones surge una nueva problemática debido al acoplamiento del ruido digital que se transmite a través del sustrato hasta algunas secciones analógicas, lo cual provoca una notable degradación de la relación señal a ruido.

A pesar de que la sección digital y de RF cuentan con líneas de distribución de energía separadas, el sustrato, el cual es común a las dos secciones, funciona como un camino o canal a través del cual se transmite el ruido de la sección digital a la de RF. El ruido digital se acopla de varias formas, siendo la dominante el acoplamiento del ruido presente en las líneas de alimentación hacia el sustrato a través de los contactos de polarización de las compuertas digitales [Ara99], [Hei00].

En este trabajo se investigan las características más relevantes de la potencia espectral del ruido de conmutación y su relación con las características del circuito digital. El trabajo pretende hacer una caracterización del ruido digital, tanto en el dominio del tiempo, así como en espectro de frecuencias para hacer una previsión o estimación de este tipo de ruido. Un completo conocimiento de las características espectrales del ruido de conmutación [Bad03, Ver98, Xu01], nos puede permitir tomar ventajas en el diseño de circuitos de RF, lo cual permitirá mitigar sus efectos.

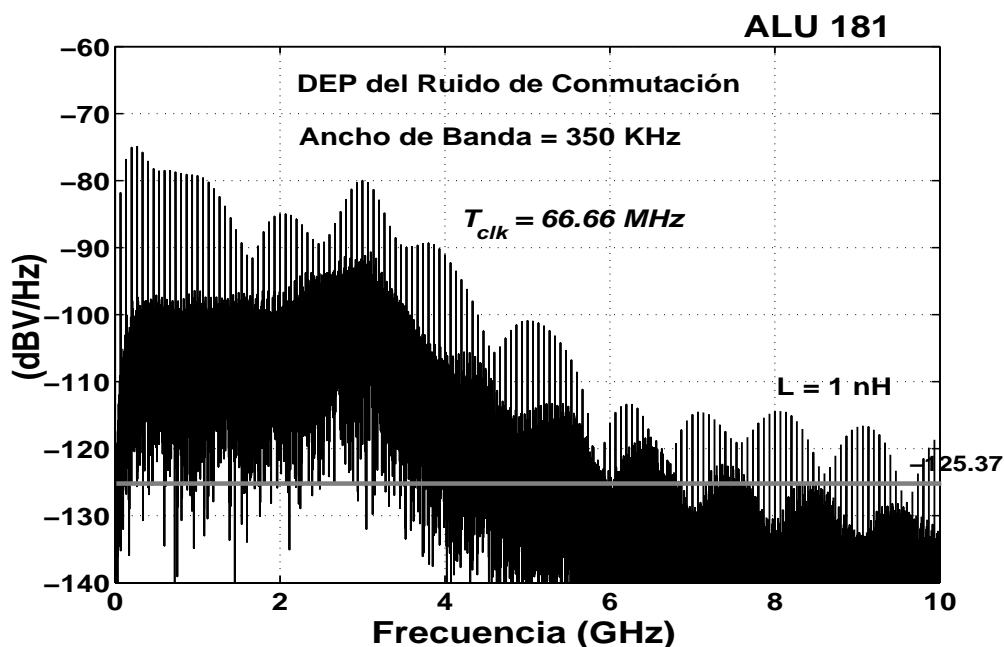


Fig. 1: Comparación de la Densidad Espectral de Potencia (DEP) del ruido de conmutación en las líneas de alimentación con el ruido generado por una impedancia de 50Ω .

El nivel de ruido determina la relación entre la cantidad de potencia requerida para permitir a los sistemas analógicos de pequeña señal estar por arriba de este nivel y de esta forma hacer fácilmente separable lo que se presenta como ruido, de lo que no lo es. Es así como el estudio del ruido digital cobra gran importancia debido a que si no se toman medidas adecuadas para su atenuación podría llegar a alcanzar varios órdenes de magnitud por arriba del ruido intrínseco de los dispositivos. En la figura 1 se muestra un resultado comparativo de la Densidad Espectral de Potencia (DEP) del ruido de conmutación generado en las líneas de alimentación comparado con el nivel relativo de la DEP de ruido térmico generado por una impedancia de salida, de una fuente de alimentación, de 50Ω que entrega potencia a una carga del mismo valor, para un ancho de banda de resolución de 350 KHz.

En sistemas digitales el ruido de conmutación afecta los niveles efectivos de voltaje de alimentación, lo cual altera la cantidad de corriente consumida por la actividad de compuertas, produciendo alteraciones en el tiempo de respuesta de las mismas, y en casos más críticos se pueden generar glitches, sobretiros y falsas transiciones. Lo anterior es cierto si ninguna medida es llevada a cabo para la atenuación del ruido. En circuitos analógicos este ruido altera los puntos de operación de DC además de deteriorar las prestaciones de amplificadores de pequeña señal o alterar la cantidad de carga almacenada en ciertos nodos de circuitos de muestreo. En diseños de RF, puede alterar la respuesta temporal o espectral de los circuitos, afectando de alguna forma sus bandas de operación. Todo lo anterior destaca la importancia de caracterizar este tipo de ruido en el dominio del tiempo y bandas de frecuencia de interés en donde los diseños pueden ser más susceptibles a su influencia.

La presente sección es organizada de la siguiente forma. En la subsección 6.2 se destaca como las características no ideales tanto de los dispositivos, encapsulado y sustrato, donde se implementan los circuitos integrados, son la causa del origen de ruido producido por la inyección de corriente a través de elementos parásitos. En 6.3 se establece que la corriente del consumo causado por la actividad de compuertas digitales es la principal fuente de ruido. En 6.4 se destacan los puntos más importantes relacionados con el modelado de la actividad digital para evaluar el nivel de generación de ruido, debido a que cualquier método que pretenda determinar la magnitud de ruido debe tener en cuenta estos aspectos que se mencionan, pero son mejor detallados en [Men00]. En 6.5 se desarrolla un método de estimación de la DEP del ruido de conmutación, este método se basa en las propiedades cicloestacionarias que presenta este tipo de ruido, además se destacan varias propiedades y características determinadas a partir del procesado de esta señal interferente. En 6.6 se presenta un segundo método de la estimación de la DEP basado en las características probabilísticas de las señales de entrada. En 6.7 se hace un estudio del impacto de la variación de algunos parámetros de diseño digital en la DEP del ruido de conmutación. En 6.8 se muestran algunos resultados experimentales que corroboran algunos resultados obtenidos en subsecciones anteriores. Finalmente, en 6.9 se dan algunos ejemplos del impacto que tiene el ruido de sustrato en bloques de RF (tales como LNA y osciladores), con el propósito de establecer ejemplos del análisis que se pretende realizar en circuitos mezcladores.

6.2 Características no ideales de los CI's (Elementos parásitos)

El ruido digital presente en las líneas de alimentación y substrato puede ser visto como el resultado de la relación que existe entre la corriente que consume el sistema digital y su flujo a través de elementos parásitos. En la práctica el comportamiento no ideal de los dispositivos, componentes y materiales que forman un circuito integrado agrega un sin número de elementos parásitos que en la mayoría de los casos altera el comportamiento general del CI. Los elementos parásitos existentes en un sistema digital, de acuerdo a este trabajo, pueden ser divididos en 3 grandes grupos: La red de distribución de energía, la red circuital y el substrato.

El primer grupo está constituido por la red de distribución de energía, en donde por simplicidad también se considera al encapsulado. Los elementos parásitos más destacables en esta red y que generan o alteran la magnitud del ruido de conmutación son los elementos parásitos de tipo inductivo y resistivo. Los elementos parásitos de tipo inductivo, indudablemente, son los responsables de la generación del ruido de conmutación ya que a través de ellos fluye la corriente de consumo de compuertas digitales, lo cual produce ruido añadido a las líneas de alimentación. Otro ruido generado en las líneas de alimentación es el denominado ruido IR, este se debe a caídas de tensión producidas por las características no ideales de los metales que componen la red de distribución de energía.

El segundo grupo de elementos parásitos es la misma red circuital (digital), dentro de esta red existen elementos parásitos de tipo resistivo y capacitivo, algunos debidos a las características intrínsecas de los dispositivos, y otros debidos a interconexiones, capacidades de desacoplo y elementos de carga. Cabe mencionar que los elementos parásitos debidos a los dispositivos generalmente presentan características variantes en el tiempo, puesto que dependen de la actividad del circuito. A manera de ejemplo las compuertas no activas en esencia contribuyen con elementos parásitos capacitivos (adicionados a la capacidad de desacoplo) que contribuyen a la atenuación del ruido de conmutación, lo anterior nos hace ver que el comportamiento general, a nivel sistema, de esta contribución de capacidad es similar a la de un varactor que depende de la actividad del sistema.

Finalmente, el tercer grupo de elementos parásitos está conformado por las características no ideales del substrato. Los elementos parásitos que lo modelan dependen de la frecuencia de operación del circuito, de bajas a medias frecuencias (10 GHz), presenta un comportamiento esencialmente resistivo [Hei00], mientras que en altas frecuencias presenta un comportamiento capacitivo-resistivo.

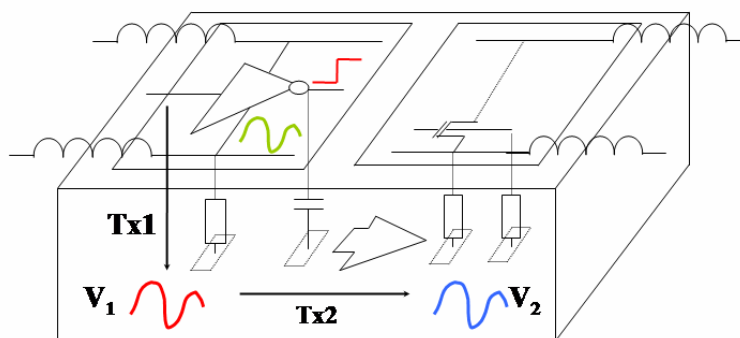


Fig. 2: Mecanismos de Acoplamiento, Transmisión y Recepción del ruido digital

La figura 2 muestra los mecanismos de acoplamiento, transmisión y recepción del ruido digital, lo cuales se detallan a continuación.

6.2.1 Acoplamiento

En la figura 2 se muestra la señal de ruido V_1 , la cual es una señal interferente generada principalmente por la actividad de compuertas. La función Tx1 representa la función de transferencia o mecanismo de acoplamiento al sustrato. Existen tres fuentes principales de generación del ruido de sustrato ([Cha99], [Hei00]). El primer mecanismo de acoplamiento es el ruido transmitido por la red de alimentación, debido a la generación de corrientes que se inyectan al sustrato por acoplamiento capacitivo, esta generación de corriente se produce por variaciones de voltaje en uniones capacitivas, $i = CdV_{SSN} / dt$. La magnitud de la corriente transferida depende de los tiempos de transición de entrada y lo abrupto de la transición en el nodo de salida de la compuerta digital. El segundo mecanismo de acoplamiento es producido por la inyección de corrientes de conmutación a través de los contactos de sustrato. La tercer fuente de ruido, aunque de menor importancia relativa a las otras dos, son las corrientes generadas por impacto iónico en los canales de los MOSFETs.

La referencia [Hei00] muestra como la principal fuente de ruido de sustrato es aquella que es resultado del acoplamiento del ruido dI/dt , ahí es mostrado que para valores de $L=0$ la única fuente de ruido (despreciando el impacto iónico) es aquella inyectada por el consumo de corriente de compuertas digitales. Esta es la razón del porque es posible suponer que para $L=0$ nH se genera la mínima cantidad de ruido de sustrato, mientras que para $L>0$ nH a partir de un cierto valor de inductancia en las líneas de alimentación, la principal fuente de ruido proviene de aquel existente en las líneas de alimentación.

6.2.2 Transmisión

Como se ha mencionado, cualquier corriente transitoria inyectada al sustrato produce fluctuaciones de voltaje. Es de esperarse que las características del ruido generado en el sustrato dependan de la función de transferencia de impedancias que una el punto de generación y recepción del ruido. La figura 2 representa el camino de transmisión de ruido digital por medio de la función de transferencia Tx2. La relación en magnitud y fase del ruido generado y transmitido en dos puntos diferentes del sustrato depende en gran medida del tipo de sustrato empleado y de las medidas para la reducción de su magnitud, por ejemplo el empleo de anillos de guarda.

Respecto a los tipos de sustratos disponibles a grosso modo se puede decir que existen sustratos de baja ($10 \text{ m}\Omega/\text{cm}$ typ.) y alta resistividad ($10 \Omega/\text{cm}$ typ.), que actualmente son empleados en diseños CMOS [Gha96]. Cabe mencionar que los circuitos D-A se han realizado tradicionalmente en obleas altamente dopadas, la alta conductividad de este tipo de sustrato facilita su modelado, ya que puede ser considerado como un solo nodo [Cle99]. Sin embargo, este tipo de sustratos se descarta para la implementación de circuitos de RF dado que se desea una conductividad baja para aumentar el factor de calidad de los elementos integrados pasivos (principalmente inductancias). Por su parte el modelado de sustratos poco conductores es más complejo, aunque en la actualidad existen herramientas CAD que modelan su comportamiento.

Dentro de los objetivos del presente trabajo no es primordial el modelado de sustratos poco conductores, por lo que se hace la simplificación de considerar al sustrato como un solo nodo (sustrato conductor) y ya que a bajas frecuencias el sustrato se comporta

resistivamente, se ha observado que el contenido espectral del ruido de sustrato puede ser determinado del análisis del ruido presente en las líneas de alimentación, debido a que su principal fuente de generación es la corriente consumida por compuertas. Todo lo anterior implica que para este caso de estudio, la función de transferencia del ruido a través del sustrato este dada por una constante que sólo afecta su magnitud del punto de origen al de recepción.

6.2.3 Recepción

Los mecanismos de recepción son similares a los de acoplamiento, generalmente se producen inyecciones de corriente a través de uniones capacitivas y elementos capacitivos intrínsecos a los dispositivos, además de mecanismos de inyección de corriente a través de caminos de baja impedancia y en dispositivos activos como el transistor CMOS se produce el acoplamiento de la señal de voltaje a través del nodo de sustrato que se comporta como una segunda compuerta produciendo modulación del canal, implicando variaciones de la corriente de consumo del dispositivo.

6.3 Generación del Ruido de Conmutación

6.3.1 La corriente de conmutación como la principal fuente de generación de ruido digital

La corriente debida a la actividad de compuertas es la principal fuente de ruido [Hei00], [Cha99]. Su flujo o inyección a través de elementos parásitos produce caídas de voltaje transitorias. Esta cantidad de corriente depende del número de transiciones en un tiempo específico, por lo que la corriente total consumida por un sistema digital es la superposición temporal de las corrientes individuales en el momento en que cada nodo de salida presenta una transición. Esta suposición es cierta mientras se considere que la red de distribución de energía no contiene elementos resistivos, en el resto de este trabajo se asume esto. Debido a que la corriente es demandada de una fuente de alimentación externa, el encapsulado juega un papel importante en la contribución de elementos parásitos inductivos, estos elementos se oponen al flujo de corriente a su través y en respuesta producen caídas oscilatorias de voltaje en las líneas internas de alimentación.

En términos generales, un sistema digital puede ser modelado como una fuente de corriente que extrae carga a partir de la fuente de alimentación y un conjunto de elementos parásitos que están agrupados en redes RLC. La figura 3 muestra este modelo simplificado para caracterizar el ruido de conmutación, en él se hace la suposición que durante la transición de compuertas digitales estas son modeladas como fuentes de corriente, las cuales contribuyen a la corriente de consumo total, mientras que las compuertas no activas contribuyen básicamente con elementos parásitos del tipo capacitivo-resistivo. R_{cir} representa la contribución total de los elementos resistivos de la red circuital, correspondiente a la resistencias de canal de los transistores. C_{cir} representa las capacitancias parásitas debidas a los transistores, interconexiones y capacidad de desacoplo. El capacitor de desacoplo tiene el propósito de atenuar la magnitud del ruido, lo cual es posible debido a que esta capacitancia provee de la energía (carga) al circuito en el momento en el cual se da una demanda brusca de corriente y vuelve a ser cargado nuevamente a partir de la fuente de voltaje logrando evitar el flujo abrupto de corriente a través de los elementos inductivos.

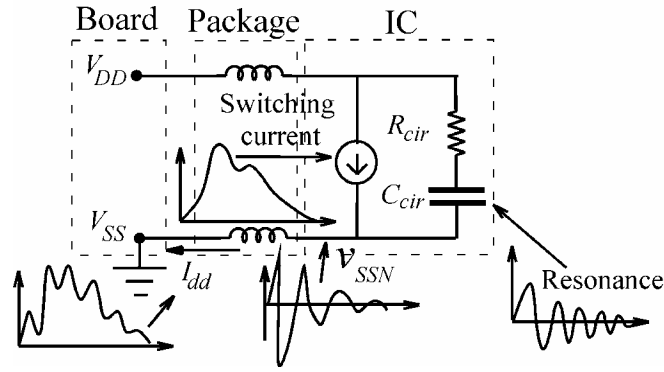


Fig. 3: Modelo simplificado del ruido de conmutación, en donde la sección digital ha sido modelada como una fuente de corriente y un conjunto de elementos parásitos que forman redes RLC.

Sino existiese presencia de elementos parásitos inductivos ($L=0$), la corriente sustraída a partir de la fuente de alimentación sería igual a la superposición temporal de las corrientes generadas por la actividad de conmutación de las compuertas digitales solamente, I_{comp} . Por su parte, en presencia de ruido dI/dt ($L>0$), la corriente sustraída de la fuente de alimentación también depende de otro componente de corriente, I_{cir} , el cual es debido a un efecto denominado resonancia LC, este componente de corriente en la mayoría de los casos corresponde a una señal sinusoidal decreciente superpuesta a la corriente demanda por el circuito digital, la figura 4 muestra la corriente demanda por el circuito digital, (a) con y (b) sin componente resonante.

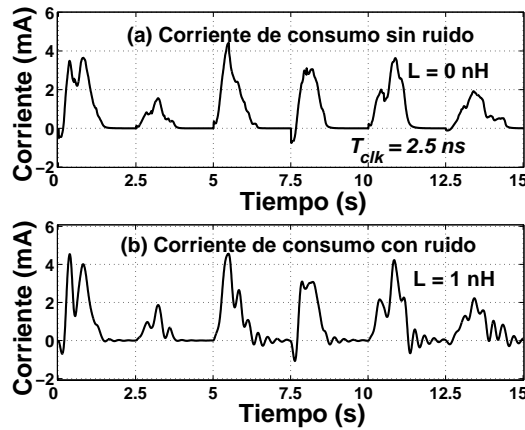


Fig. 4: Formas de Onda extraídas de la fuente de alimentación para 2 casos, (a) sin ruido ($L = 0$ nH) y (b) con ruido ($L = 1$ nH).

Las observaciones previas tienen las siguientes implicaciones, si la corriente demandada a partir de la fuente de alimentación (I_{dd}) tiene dos componentes (I_{comp} e I_{cir}), su relación directa con el ruido dI/dt esta dada por la siguiente expresión

$$V_{SSN} = L \frac{dI_{dd}}{dt} = L \frac{d(I_{comp} + I_{cir})}{dt} = L \frac{dI_{comp}}{dt} + L \frac{dI_{cir}}{dt} \quad (1)$$

La componente de ruido producida por la demanda de corriente del circuito (I_{comp}) es una superposición temporal de formas de onda de corriente, lo cual implica que el ruido generado por cada compuerta digital sigue una relación lineal, tal y como lo muestran los resultados experimentales en [Xu01]. Las implicaciones anteriores son válidas si el nivel de ruido no es lo suficientemente grande como para producir efectos de retroalimentación. Este efecto tiene impacto cuando el nivel de ruido en las líneas de alimentación sobre pasa un cierto umbral, lo cual produce que el nivel de voltaje que alimenta a las compuertas digitales fluctúe y por lo tanto produzca variaciones en la cantidad de corriente que las compuertas consumen internamente, implicando que la magnitud del ruido no siga una relación lineal. En [Sen91] se ha demostrado que esta relación es sublineal para buffers que conmutan simultáneamente.

6.3.2 Resonancia

El sistema digital completo puede ser modelado como un conjunto de elementos parásitos que pueden ser agrupados en redes RLC [Lar98]. Estos elementos parásitos se encuentran en el encapsulado, bonding wires, líneas de distribución de energía y señales, la red circuital, pads y el sustrato. Implicando que de esta red RLC depende la magnitud y frecuencia de la respuesta transitoria con la que se presenta el ruido. De acuerdo a [Lar98] la frecuencia de esta oscilación y el factor de amortiguamiento están dados por las siguientes expresiones

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{cir}}} \quad \zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C_{cir}}{2L}} \quad (2)$$

donde C_{cir} representa la capacitancia total del circuito, y L la inductancia intrínseca debida a los bonding wires y el encapsulado.

De lo mencionado anteriormente, cabe resaltar que las características transitorias del ruido de conmutación durante la primera caída de voltaje dependen de la actividad del circuito y la arquitectura, específicamente que tan abrupta sea la pendiente de la corriente de consumo, mientras que la oscilación amortiguada depende básicamente de los valores de la red RLC.

La figura 5 muestra el circuito de referencia empleado para la mayor parte de los análisis presentados, este circuito corresponde a la descripción funcional del circuito ALU181. La figura 6(a) muestra los resultados del análisis transitorio de la simulación de la extracción completa del layout del circuito presentado en la figura anterior, en esta simulación se empleó una inductancia $L = 1 \text{ nH}$, que modela el efecto del encapsulado. Observar que la figura muestra 3 formas de ondas de ruido de conmutación consecutivas, generadas en cada ciclo de la señal de reloj. La figura 6(b) muestra la componente de ruido resultado de derivar en el tiempo únicamente la componente de corriente de consumo de las compuertas digitales, I_{comp} . La figura 6(c) muestra el segundo componente del ruido total, el cual es resultado de derivar en el tiempo la componente oscilatoria de la forma de onda de corriente, aquella debida al efecto resonante. Cabe mencionar que este componente de ruido es básicamente una señal sinusoidal decreciente, para la cual su frecuencia de oscilación depende del valor de la inductancia parásita del encapsulado y la capacidad total del circuito. Debido a que la capacidad total del circuito es función del número de compuertas no activas, para un par de vectores de entradas dado, esto implica que estas variaciones de capacidad produzcan una modulación en frecuencia de las formas de onda de ruido. La variación de frecuencia se da dentro de un rango delimitado por la variación de la capacidad, en [Ara999] se muestra como el valor de la capacidad total para un ejemplo específico oscila alrededor de un valor medio.

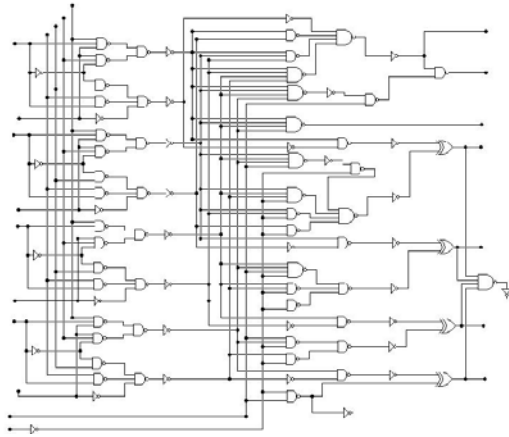


Fig. 5: Circuito de referencia ALU181

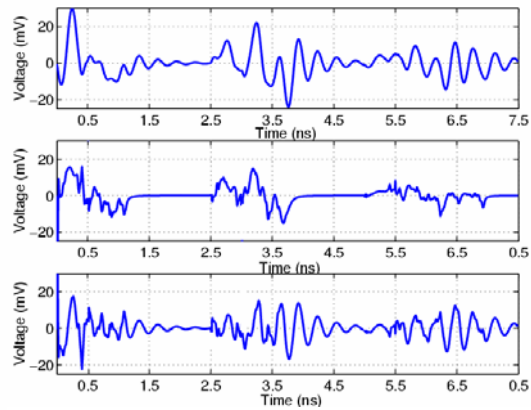


Fig. 6: (a) Señales de ruido originado en las líneas de alimentación. (b) Componente de ruido debida a la corriente de consumo de compuertas. (c) Componente resonante.

Un resultado extraído de teoría de la señal nos muestra que una señal sinusoidal decreciente, con frecuencia de oscilación β y constante de decaimiento α , figura 7(a), tiene el espectro de frecuencia mostrado en la figura 7(b), en esta se observa el valor máximo del espectro en función de los parámetros ya mencionados, además de la localización del pico máximo de resonancia en el espectro, determinado por ω_m .

La figura 8 nos muestra la densidad de potencia espectral del ruido de conmutación, resultado de procesar la señal mostrada en la figura 6(a) para 500 periodos de reloj. En la figura 8(b) se muestra un resultado similar al anterior, pero aplicado únicamente a la componente de ruido producido por la corriente de consumo del circuito (fig. 6(b)), mientras en la figura 8 se muestra la DEP para la componente oscilatoria (fig. 6(c)), es de observarse el pico de resonancia producido por este componente de ruido.

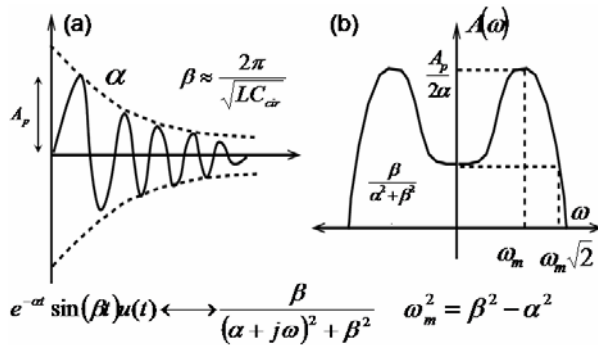


Fig. 7: (a) Ejemplo de la Componente oscilatoria del ruido mostrado en la fig. 6(c). (b) Transformada de Fourier del componente resonante.

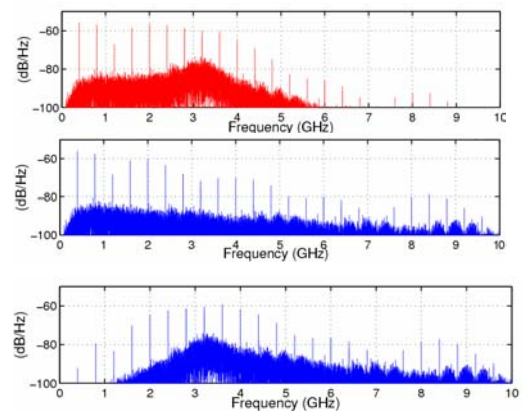


Fig. 8: (a) DEP de la señal de ruido mostrada en la figura 6(a). (b) DEP de la señal mostrada en 6(b). (c) DEP de la componente oscilatoria de ruido.

6.4 Implicaciones del modelado del ruido de conmutación

Los factores que producen el ruido digital pueden ser divididos en tres grupos. En primer lugar se encuentran los factores que alteran el comportamiento interno de las compuertas, es decir, el consumo de corriente o capacidad de transferencia de carga. En segundo, los elementos parásitos debidos a las no idealidades del sistema y, finalmente, las combinaciones de eventos de conmutación o actividad de compuertas, si la corriente de consumo de compuertas digitales es la principal fuente de ruido, esto implica que cualquier factor que modifique esta cantidad de corriente tiene repercusiones en la magnitud del ruido. Estos factores son básicamente, las dimensiones de los transistores que constituyen las compuertas digitales, la estructura de la compuerta, los tiempos de transición de entrada a las mismas, la combinación de las señales de entrada y la capacidad de carga que establece la cantidad de carga eléctrica y su velocidad de transferencia al nodo de salida. Los elementos parásitos son determinados por una extracción completa del layout del circuito, modelado del substrato y encapsulado, para una tecnología y encapsulado específico. Las combinaciones de los eventos de conmutación son determinados por la arquitectura y las combinaciones de vectores a la entrada del sistema. El conocimiento de la actividad del sistema nos ayuda a determinar el número de compuertas que presentan transición, el número de transiciones, el tipo de transición, así como el número de compuertas que no presentan transiciones, pero que contribuyen a la atenuación del ruido. En [Men00] presento el desarrollo de una herramienta CAD para la estimación del ruido en las líneas de alimentación, este trabajo toma en cuenta todos los detalles mencionados anteriormente. El propósito de esta herramienta fue hacer la simplificación de un sistema digital completo a un modelo simplificado, lo cual consistía en hacer la conversión de compuertas de lógica compleja a un modelo de inversores equivalentes (puesto que cualquier compuerta de lógica estática puede ser reducida a un modelo de inversor), que presentan el mismo comportamiento en consumo de corriente y retardo al igual que las compuertas originales. La conversión de compuertas de lógica compleja a inversores no es trivial, en el trabajo se presenta un modelado detallado y complejo. El método además implica el empleo de un simulador de eventos programado dentro de la misma herramienta, los retardos son modelados de una manera muy exacta a partir del modelo matemático del inversor reducido, el cual toma en cuenta todos los elementos parásitos determinados a partir de la extracción. El resultado final es un netlist simplificado, el cual se simula en HSpice.

6.5 Caracterización estadística del ruido de Conmutación.

Dada la implementación de un sistema digital correspondiente a una descripción funcional, tecnología y arquitectura determinada, la generación del ruido de conmutación puede ser vista, desde un punto de vista determinista, como el resultado de la excitación de un conjunto de vectores a la entrada al sistema. Es decir, para un par de vectores de entrada consecutivos existe una única forma de onda de ruido representativa de la actividad originada por los mismos. Es así que para cada combinación de vectores de entrada se presenta un mayor o menor consumo de corriente, implicando la generación de menores o mayores niveles de ruido. Por lo tanto, es posible decir que para un determinado circuito digital existe uno o más vectores de entrada que pueden producir una máxima cantidad de ruido [Jia01]. El problema de identificar el conjunto de vectores de entrada que producen el máximo nivel de ruido no es un asunto trivial, debido a que la combinación de vectores de entrada al sistema es 2^{2n} , para un sistema de n entradas.

Por su parte, la determinación de la DEP presenta la complejidad de determinar la estadística de la actividad del circuito, a través de la determinación de su comportamiento medio y las desviaciones que se presentan a partir de ese valor medio. La actividad del circuito digital depende de las combinaciones de entrada al sistema, las cuales alcanzan el valor de 2^{2^n} , este es un número muy grande de muestras que para casos prácticos sería imposible determinar. En descripciones reales el estado de los vectores de entrada esta generalmente restringido a estados permitidos, contando en algunos casos con características pseudoaleatorias o repetitivas. En el presente trabajo se supone una distribución de probabilidad equiprobable para los vectores de entrada.

En lo que sigue se asumirá que el circuito digital es síncrono y opera con una frecuencia de reloj f_{clk} y un periodo T_{clk} . Además por simplicidad se considerará que solamente el filo de subida de la señal de reloj produce cambios en la actividad del circuito, y los vectores de entrada del circuito son aplicados de forma síncrona con el filo de subida del reloj. Durante cada ciclo de reloj la forma de onda de corriente demandada por el circuito depende del vector de entrada previo (el cual define las condiciones iniciales) y el vector de entrada actual (que en combinación con el vector previo definen un estado de transición). La característica anterior define un comportamiento muy interesante en las transiciones de los circuitos digitales, las cuales pueden ser modeladas como un proceso Markoviano, en donde sólo es de interés el estado actual y previo del circuito [Bil83, Dem99].

Como se menciona anteriormente, dada una secuencia de vectores de entrada existe una secuencia de formas de onda de corriente con cada ciclo de reloj sucesivo. Esta secuencia puede ser considerada como una secuencia de muestras (o símbolos) de un conjunto finito de todas las posibles formas de onda de corriente para el circuito empleado y una secuencia de vectores de entrada dados. Si la secuencia de vectores de entrada es aleatoria, la secuencia de formas de onda de corriente puede ser considerada un proceso estocástico. En los últimos años, se han desarrollado algunos métodos para determinar las propiedades estadísticas de las formas de onda de corriente [Cip96].

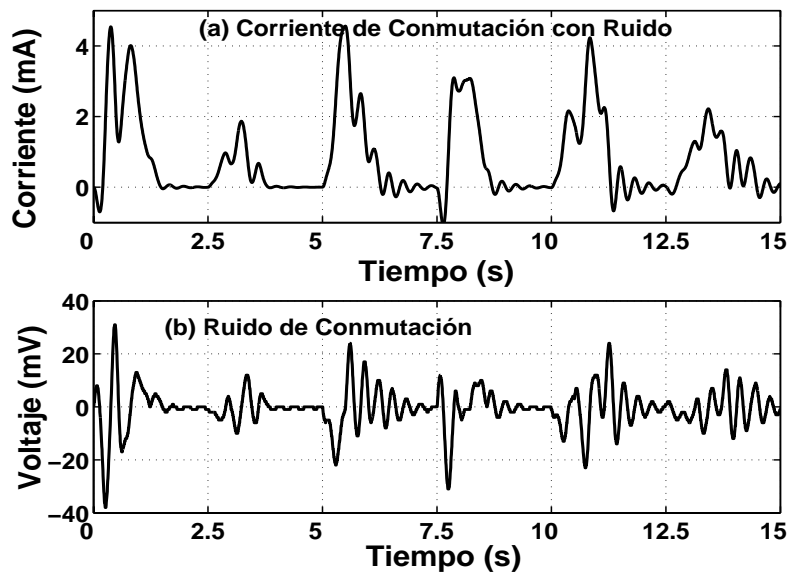


Fig. 9: (a) Secuencia aleatoria del consumo de corriente en las líneas de alimentación del circuito de referencia ALU181, (b) Secuencia de formas de onda del ruido de conmutación (la derivada temporal de las formas de onda en (a)).

La figura 9(a) muestra una secuencia de formas de onda de corriente de consumo obtenidas de una simulación transitoria de la extracción completa de la implementación del circuito ALU181, para una tecnología de 0.35μ . Estas ondas son generadas por una secuencia de vectores de entrada aleatorios, mientras que en la figura 9(b) se muestra la derivada temporal de esa corriente, es decir, el ruido de conmutación.

Asumiendo que el proceso estocástico es cicloestacionario, es decir, la estadística del proceso en cada tiempo fijo dentro de un periodo de reloj es igual en todos los periodos de reloj. Esta estadística se forma tomando un conjunto de muestras de extensión de un periodo de reloj para hacer coincidir los datos que se encuentran en un tiempo fijo dentro del ciclo de reloj para cada una de esas muestras, y así determinar, por ejemplo, la media y/o la varianza para ese punto particular. Por ejemplo para determinar la forma de onda de corriente media de la figura 10, se obtiene del promedio ensamblado de una secuencia larga de muestras (500) tomadas cada periodo de reloj, como las mostradas en la figura 9(a). La exactitud con que nos aproximemos al valor de corriente media real para un circuito dado depende si la cantidad de muestras se aproxima a infinito, pero de acuerdo al teorema del límite central se establece que para un número grande de muestras el error que se comete tiende a cero.

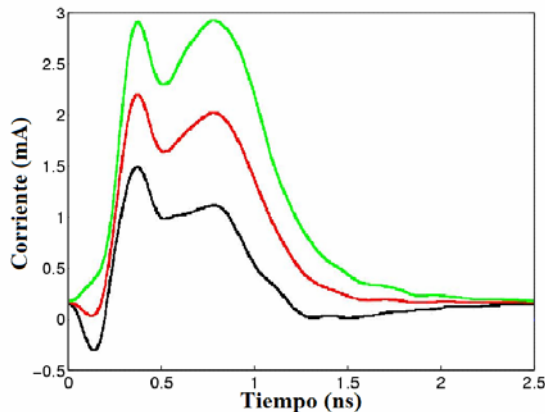


Fig. 10: Forma de onda de corriente media, $\overline{I_{dd}(t)}$, y su varianza, $\sigma_I(t)$.

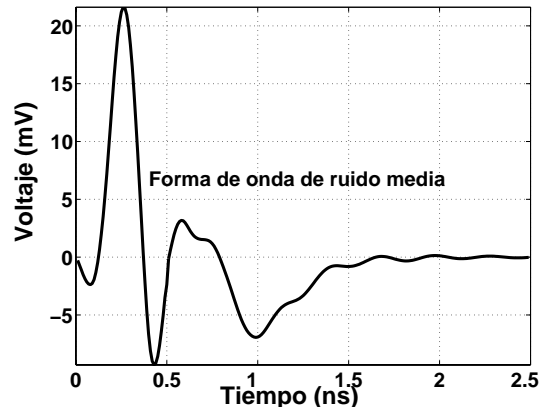


Fig. 11: Forma de onda de ruido medio, $\overline{V_{SSN}}$.

Es así, como dentro de la descripción del proceso cicloestacionario de ruido, la determinación de la forma de onda de corriente media, $m_I(t) = \overline{I_{dd}(t)}$, y varianza, $\sigma_I(t)$, cobran gran importancia. Debido a que la forma de onda de corriente media es en sentido amplio un proceso estacionario esto implica la existencia de la derivada temporal de este proceso, con lo cual obtenemos la forma de onda de ruido medio, $m_{v_{SSN}}(t)$, y su varianza, $\sigma_{v_{SSN}}$.

Una vez definida la forma de onda de ruido medio, cabe destacar su importancia. Debido a que la señal de ruido es cíclica se puede descomponer en dos términos. El primero es la forma de onda de voltaje medio, la cual es periódica, con tiempo de repetición T_{clk} . El segundo término es una secuencia no periódica de formas de onda $\delta_n(t)$, las cuales se forman a través de la diferencia en cada instante de tiempo de la forma de onda de voltaje de ruido medio y la secuencia aleatoria de las formas de onda de ruido. Lo anterior es descrito en la siguiente expresión

$$v_{SSN}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_n(t + nT_{clk}) \quad \text{con} \quad v_n(t) = m_{v_n}(t) + \delta_n(t) \quad (3)$$

donde $v_n(t)$, $m_{v_n}(t)$ y $\delta_n(t)$ están definidas en $0 \leq t < T_{clk}$.

La figura 12(a) muestra una secuencia aleatoria de 6 formas de onda de ruido, mientras que 12(b) representa la forma de onda de ruido medio, la cual es periódica, y 12(c) representa el grado de aleatoriedad del circuito con respecto a su valor medio. Como se mencionó anteriormente, esta onda es obtenida de la diferencia en un tiempo fijo entre la forma de onda de ruido total y su valor medio.

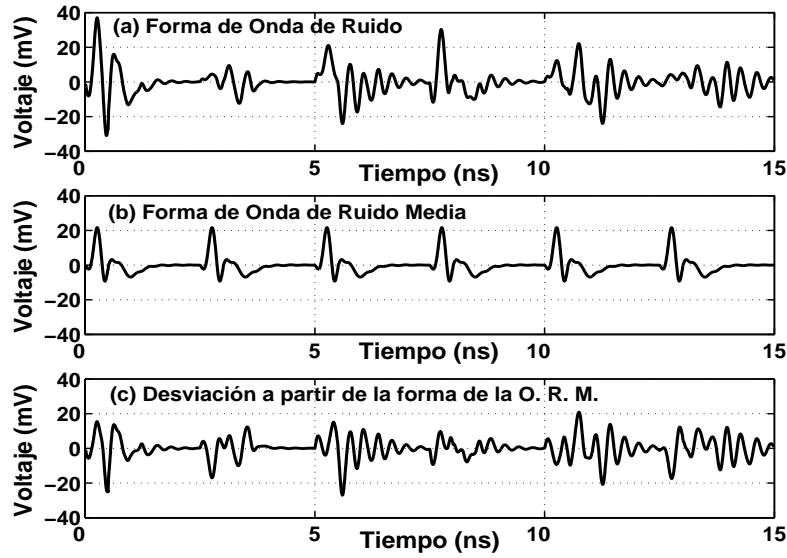


Fig. 12: (a) Secuencia de formas de onda de ruido de conmutación, (b) forma de onda de ruido medio, (c) componente aleatoria.

6.5.1 Cálculo de la DEP del ruido de conmutación.

El cálculo de la DEP se relaciona con la obtención de la función de autocorrelación aplicada al proceso estocástico. En [Fry01] ha sido mostrado que la función de autocorrelación de la señal de ruido tiene dos términos. El primero está constituido por la autocorrelación de la forma de onda periódica, $R_\mu(\tau)$, y el segundo por la autocorrelación de la forma de onda $\delta_n(t)$, $C_{nm}(\tau)$, la cual puede ser considerada como la autocovarianza de $v_{SSN}(t)$. Es así como la función de autocorrelación puede ser expresada de la siguiente forma:

$$R_{nm}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} (\mu(t) + \delta(t))(\mu(t - \tau) + \delta(t - \tau)) dt \quad (4)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t)\mu(t - \tau) dt + \frac{1}{T_C} \int_{-\infty}^{\infty} \delta_n(t)\delta_m(t + \tau) dt \quad (5)$$

$$= R_\mu(\tau) + C_{nm}(\tau) \quad (6)$$

La función de autocovarianza representa el grado en que la señal de ruido se aleja del comportamiento de su valor medio. En la figura 13(a) se muestra la función de autocorrelación aplicada al proceso mostrado en la figura 12(a), mientras que en 13(b) se muestra la autocorrelación de la señal de ruido media 12(b), la cual también se caracteriza por ser periódica. Finalmente, la figura 13(c) muestra la autocovarianza de la señal mostrada en 12(a), o lo que es lo mismo la autocorrelación de la señal mostrada en 12(c). Cabe notar como el valor de la autocorrelación alcanza su valor máximo para $\tau = 0$.

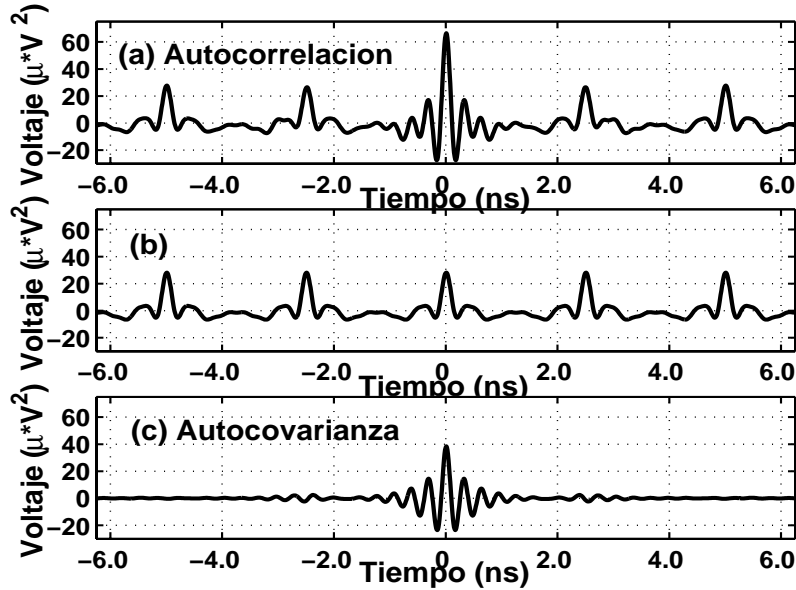


Fig. 13: (a) Autocorrelación de la señal de ruido, (b) Autocorrelación de la señal 12(b), (c) Autocovarianza de la señal 12(a).

La DEP del ruido de conmutación se obtiene aplicando la transformada de Fourier¹ a la autocorrelación de la forma de onda de ruido, $v_{SSN}(t)$. Dado que la autocorrelación tiene dos componentes la DEP también tiene dos términos que se expresan de la siguiente forma,

$$P_d(f) = F \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} (R_{\mu}(\tau - kT)) \right] \quad (7)$$

$$P_c(f) = F \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} (C_{nm}(\tau + kT)) \right] \quad (8)$$

¹

Para un proceso discreto, la DEP es obtenida mediante la aplicación del algoritmo de la FFT, por lo que la DEP es un valor relativo a la frecuencia de muestreo (la cual determina el rango de frecuencias analizado), y el número de muestras que se tomaron en cuenta en su determinación, lo cual determina la resolución del espectro estimado.

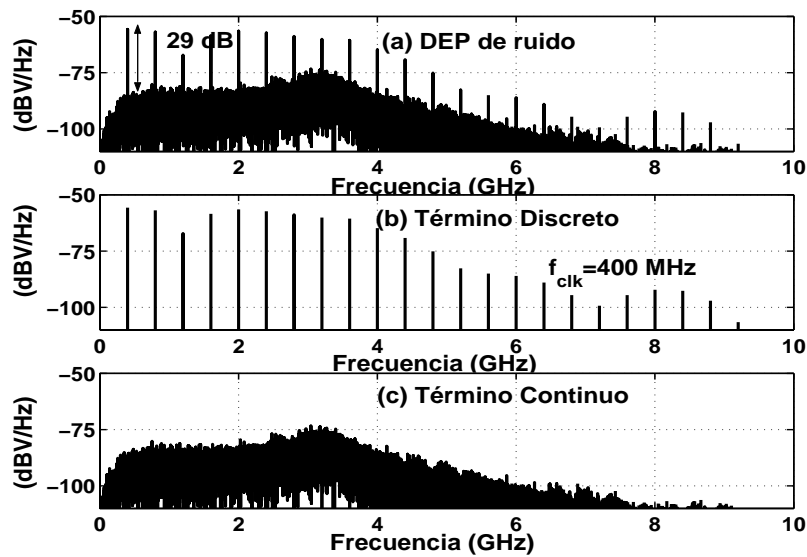


Fig. 14: (a) DEP de la señal de ruido de conmutación, (b) Componente discreto de la DEP, (c) Componente continuo de la DEP.

El primer término, $P_d(f)$, corresponde a la transformada de Fourier de la autocorrelación de la forma de onda periódica. Este espectro es un tren de impulsos compuesto por una serie de Deltas de Dirac, las cuales concentran su energía en frecuencias localizadas a múltiplos de la frecuencia de reloj, f_{clk} . La envolvente de esta densidad espectral es el cuadrado de la transformada de Fourier de la forma de onda de ruido medio truncada en sólo un periodo, es decir, definida sólo en el intervalo $-T_{clk}/2 \leq t \leq T_{clk}/2$ (ver figura 15(b)), fuera de este intervalo el valor de la función es cero. Este componente del espectro se muestra en la figura 14(b).

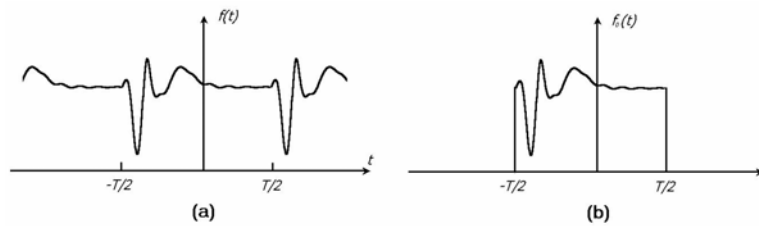


Fig. 15: (a) Componente periódico del ruido de conmutación, (b) señal truncada en un solo periodo.

El segundo término es el denominado espectro continuo, el cual corresponde al componente no periódico de la forma de onda de ruido de conmutación. Su magnitud en el espectro indica el grado de correlación (autocovarianza) entre la actividad de conmutación de los nodos de salida y consecuentemente de las formas de onda de corriente. La figura 14(c) muestra este componente del espectro.

Cabe resaltar que generalmente el espectro discreto domina sobre el continuo, para este caso particular, existe una diferencia entre 20 y 30 dB entre el nivel relativo del espectro discreto y continuo.

En este trabajo se muestra a través de simulaciones que la parte discreta de la densidad espectral de potencia es la más problemática, debido a que su energía es concentrada en múltiplos de la frecuencia de reloj, por lo cual los componentes del espectro asociados a la frecuencia del reloj dominan sobre aquellos creados por la correlación de los nodos internos, causada por la aleatoriedad tanto de la actividad, como de los retardos de compuertas (correlación espacio/temporal).

También es importante notar que el componente resonante del ruido de conmutación se da tanto en el espectro continuo, como en el discreto, tal y como se muestra en la figura 14(a).

6.5.2 Densidad Espectral de Potencia de una señal de ruido periódica

Una forma de onda periódica puede ser vista como la convolución de la forma de onda truncada en un periodo y la función s_c , en donde s_c es un tren de impulsos unitarios que están separados por una distancia temporal T_{clk} (fig. 15).

$$v_{SSN}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_{n0}(t + nT_{clk}) = v_n(t) * s_c(t) \quad (9)$$

$$v_{SSN}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n e^{jn\omega_{clk}t} \quad (10)$$

donde α_n representa los coeficientes de la serie de Fourier y $\omega_{clk} = 2\pi / T_{clk}$.

Debido a que la función 9 es periódica y continua es posible representarla por una serie de cosenos de Fourier. Es así como la autocorrelación y DEP de la señal periódica pueden ser representadas de la siguiente forma,

$$R_{SSN}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |\alpha_n|^2 \cos n\omega_0 t \quad (11)$$

$$S_{SSN}(\omega) = \frac{2\pi}{T_{clk}^2} |V_{n0}(\omega)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_0) \quad (12)$$

De la expresión anterior podemos concluir que la DEP de una señal periódica siempre esta compuesta por una serie de deltas de magnitud unitaria, las cuales están escalas en magnitud por el cuadrado de la transformada de Fourier de la señal truncada en un periodo de reloj.

Debido a que la relación entre la corriente de conmutación y el ruido que genera es a través de una derivada es posible encontrar la relación entre sus densidades espectrales. Tal y como es mostrado en [Pap87] si la autocorrelación de $i(t)$ ($R_i(t)$) tiene derivadas de orden mayor a dos, las siguientes expresiones relacionan la autocorrelación y DEP de la corriente y el ruido,

$$R_{V_{SSN}} = R_{I_{dd}}'(t) = -L \frac{d^2 R_{I_{dd}}(t)}{dt^2} \quad (13)$$

$$S_{V_{SSN}} = S_{I_{dd}}'(\omega) = L\omega^2 S_{I_{dd}}(\omega) \quad (14)$$

La ecuación (13) muestra que la autocorrelación de la señal de ruido es igual a la segunda derivada de la corriente. La potencia espectral del ruido esta dada por el producto de ω^2 ($\omega = 2\pi / T_{clk}$) y la potencia espectral de la corriente de conmutación (ecuación 14).

6.5.3 Modelado Estocástico del Ruido de Conmutación

En la mayoría de los circuitos digitales, el ruido es originado por conmutaciones aleatorias, las cuales dependen de la estadística de las señales de entrada. En términos generales, las conmutaciones pueden ser divididas en 2 tipos de transiciones: transición alto a bajo y bajo a alto. Si se supone que $A_{SSN(P)}[n]$ es un proceso aleatorio discreto que cuenta el número de transiciones alto a bajo (bajo a alto) simultáneas. Además si λ_n y γ_n son un conjunto de variables aleatorias distribuidas normalmente en el intervalo $[0, T_{clk}]$, las cuales modelan retardos de actividad de compuertas. Finalmente si se considera que $v_{nfall(rise)}(t)$ representa una forma de onda de ruido genérica producida por la conmutación alto a bajo (bajo a alto), modulada en amplitud por el proceso $A_{SSfall(rise)}[n]$, es posible obtener un modelo estocástico del ruido de conmutación como el presentado por [Pay02]:

$$v_{SSN} = \sum_{n=-\infty}^{\lfloor 1/T_{clk} \rfloor} A_{SSfall} [n] v_{nN} (t - nT_{clk} - \lambda_n) + \sum_{n=-\infty}^{\lfloor 1/T_{clk} \rfloor} A_{SSrise} [n] v_{nP} \left(t - nT_{clk} - \frac{T_{clk}}{2} - \lambda_n \right) \quad (15)$$

La obtención de la DEP a partir de la expresión se basa en el siguiente teorema.

Teorema: Si se considera que el proceso estocástico es en amplio sentido ciclo-estacionario:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A[n] v(t - nT) \quad (16)$$

donde $A[n]$ es un proceso aleatorio discreto en el tiempo. El proceso $z(t)$ desplazado en el tiempo:

$$z(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A[n] v(t - nT_{clk} - \lambda_u) \quad (17)$$

es un proceso en amplio sentido estacionario, para el cual su DEP es:

$$S_z(\omega) = \frac{1}{T_{clk}} S_A(e^{j\omega}) |V(\omega)|^2 \quad (18)$$

donde $S_A(z)$, representa la transformada Z del proceso discreto $A[n]$.

Empleando el teorema anterior, se determina la DEP del ruido de conmutación:

$$S_{SSN}(\omega) = \frac{1}{T_{clk}} \left[S_{A_{SSfall}}(e^{j\omega}) |V_{nfall}(\omega)|^2 + S_{A_{SSrise}}(e^{j\omega}) |V_{nrise}(\omega)|^2 \right] \quad (19)$$

6.6 Caracterización probabilística del ruido de conmutación

El tratamiento de la visión probabilista del ruido de conmutación hace referencia a la actividad de conmutación del circuito, la cual depende de la arquitectura y el patrón de señales de entradas.

La actividad de conmutación de los nodos internos de un circuito muestra una gran cantidad de dependencias. El conocimiento de estas dependencias nos permite estimar la actividad del circuito mediante el conocimiento de las probabilidades de transición de los nodos internos y el grado de correlación (espacial y/o temporal) existente entre ellos. Una de las más conocidas dependencias es el *fan-out* reconvergente, el cual hace que líneas estructuralmente independientes puedan tener dependencias (inducidas por la secuencia de las entradas aplicadas). Tomar en cuenta todas esas dependencias no es posible, principalmente por lo que se refiere a tiempo de cómputo. En [Ma94] se presenta un método de análisis de las correlaciones espaciotemporales, mientras que en [Naj91] se hace un extenso tratado de las características probabilísticas de la actividad de conmutación de nodos, en las cuales se basa [Cip96] para determinar las características estadísticas de la actividad del circuito y su relación con la corriente de consumo. Sin embargo, la mayoría de estos trabajos se basan en varias aproximaciones debido a la complejidad del problema.

En [Dem99] se plantea un método de estimación de la DEP del ruido de substrato basándose completamente en el desarrollo teórico de [Bil83], el trabajo emplea las características probabilísticas de las señales de entrada. En el presente trabajo se implemento esa metodología para establecer una comparativa de esos resultados con el método estadístico desarrollado en el presente trabajo. La metodología consiste en asumir que las compuertas digitales al conmutar se comportan como fuentes ideales de corriente. El medio de transmisión del ruido se comporta como un sistema lineal caracterizado por un conjunto de funciones de transferencia que relacionan las fuentes de corriente de ruido con el punto donde se evaluará el mismo. Es decir el espectro de las fuentes de corriente queda relacionado con el espectro de la señal de ruido mediante la siguiente expresión:

$$\mathbf{S}_{yy}(f) = \mathbf{H}(j2\pi f)\mathbf{S}_{xx}(f)\mathbf{H}^H(j2\pi f) \quad (20)$$

donde $\mathbf{H}(j2\pi f)$ representa la función de transferencia lineal del sistema, $\mathbf{S}_{xx}(f)$ es la matriz de Densidad Espectral de Potencia cruzada, esta matriz representa el espectro de la actividad de corriente de las celdas, siendo sus dimensión proporcional al número de celdas en el sistema digital. Finalmente, $\mathbf{S}_{yy}(f)$ es la matriz DEP del ruido, esta matriz representa el espectro de las fuentes de interferencia, los elementos fuera de la diagonal de la matriz representan las correlaciones entre las fuentes de ruido, por lo que las correlaciones más fuertes tienden a estar distribuidas dentro de la diagonal. Para esta metodología el número de entradas vistas como fuentes de interferencia es igual al número de celdas del sistema, mientras que el número de salidas depende de los puntos de observación establecidos.

La matriz $\mathbf{S}_{xx}(f)$ de señales corriente es obtenida por un proceso de modulación. Se inicia asociando a cada compuerta un valor aleatorio y discreto, $c[n]$, el cual modela las transiciones de la compuerta: alto-alto, alto-bajo, bajo-alto, bajo-bajo. Para cada una de estas 4 combinaciones² se les asocia un conjunto de ondas continuas (peor de los casos), $g^{c[n]}(t)$, que representan la corriente que se inyecta de acuerdo a la codificación $c[n]$. El resultado es una señal continua en el tiempo,

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g^{c[n]}(t - nT_{clk}) \quad (21)$$

que representa la superposición de todas las formas de onda.

La señal aleatoria $c[n]$ es modelada por medio de Cadenas de Markov³ (CM). La CM esta caracterizada por un conjunto de estado $\mathbf{Z} = \{\sigma_1, \dots, \sigma_I\}$, y una matriz de probabilidad de transición de estados (MTE), \mathbf{P} , de dimensiones $I \times I$. Para un circuito de n entradas $I=2^{2n}$. Si se define la señal de transición como una función $h: \mathbf{Z} \rightarrow \{LL, LH, HL, HH\}$. La función h puede ser convenientemente representada por el vector columna $\mathbf{d} = [h(\sigma_1), \dots, h(\sigma_I)]^T$ de dimensión $I \times 1$.

Por ejemplo, para una señal digital que conmuta de bajo a alto con una probabilidad α , y de alto a bajo con una probabilidad β , en cada ciclo de reloj, se tiene que la CM que modela el diagrama de estados de la señal es representado por la siguiente matriz de transición

$$\mathbf{P} = \begin{array}{cccc|cc} & LL & LH & HL & HH & & \\ \begin{array}{c} 1-\alpha & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 1-\beta \\ 1-\alpha & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 1-\beta \end{array} & & & & & \begin{array}{l} LL \\ LH \\ HL \\ HH \end{array} \end{array}$$

y una función: $h(\sigma_1) = LL$, $h(\sigma_2) = LH$, $h(\sigma_3) = HL$, $h(\sigma_4) = HH$, representadas por el siguiente vector función $\mathbf{d} = [LL, LH, HL, HH]$.

La representación anterior se extiende a cualquier función de n entradas de la siguiente forma. Dadas dos señales quedarán representadas por una CM con espacio de estado igual al producto cartesiano de los espacios de estado de las CM, por ejemplo para dos señales con espacio de estado de 4x4, tendrán en conjunto un espacio de 16x16, el cual representa todas

² Cabe mencionar que la idea de asociar sólo 4 símbolos o formas de onda continuas a las combinaciones de conmutación de salida es tan sólo una aproximación. Una codificación más realista debería de tomar en cuenta las 2^{2m} combinaciones de vectores a la entrada de una compuerta con m entradas, puesto que es fácilmente demostrable que posiblemente se generen 2^{2m} formas de onda diferentes, sin embargo tomar los casos donde se genera la máxima corriente para esa codificación es una buena opción.

³ El modelado de la actividad discreta en el tiempo es modelado por medio de CM debido a que estas presentan una característica interesante en la que la probabilidad de transición sólo depende del estado actual y anterior [Wil02]. Este comportamiento se establece de esta forma debido a que la generación de formas de onda continuas depende del estado anterior (condiciones iniciales) y el estado presente.

las combinaciones de los estados de la señal **a**, con los estados de la señal **b**. La nueva matriz de transición de estado para las dos señales se forma del producto de Kronecker [Kem60] de las matrices de transición para cada señal. El proceso se puede extender repitiendo el procedimiento para n entradas, obteniendo un espacio de estado de dimensiones $2^{2n} \times 2^{2n}$. La CM representa a las señales de entrada a través de una extensión del vector función, **d**, los valores correspondientes del vector función son obtenidos aplicando la tabla de verdad correspondiente al número de entradas de la función que se trate de determinar. De esta forma cualquier función combinatorial o secuencial (maquinas de estados) puede ser representada por las CM de las entradas primarias, por lo que esta representación captura las características estadísticas de las señales individuales y sus correlaciones.

Es importante hacer notar que las matrices de transición de estados que definen las CM crecen exponencialmente con el número de entradas primarias.

Es así como la señal aleatoria discreta, $c[n]$, es caracterizada por la siguiente matriz de autocorrelación:

$$R_{ss}[K] = \begin{cases} \Pi P^k & \text{si } k \geq 0 \\ \Pi (P^T)^{-k} & \text{si } k < 0 \end{cases} \quad (22)$$

Donde Π es una matriz diagonal con las probabilidades estacionarias de la CM.

En general, cada evento de conmutación en la secuencia aleatoria $c[n]$ será asociado a una función continua que modela la demanda de corriente debida a la actividad de una compuerta específica. Estas formas de onda continuas de corriente son caracterizadas y almacenadas en una librería. La inyección de corriente siempre esta referenciada con un tiempo inicial dado por la conmutación del reloj, el retardo de la generación de corriente por la celda puede ser obtenido por expresiones como las que empleo en [Men00], donde se modela en función de las características de la celda y la capacidad de carga.

Si se considera que existen M fuentes de ruido (compuertas) $x_1(t), \dots, x_M(t)$ asociadas con M procesos de conmutación $c_1[n], \dots, c_M[n]$, todos modelados como funciones en la misma CM. Para una completa caracterización espectral es necesario computar la matriz de Densidad Espectral \mathbf{S}_{xx} , para el vector de procesos estocásticos $(M \times I)$

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (23)$$

Definiendo la función $g_m(t; \sigma_i)$ de la siguiente manera

$$g_m(t; \sigma_i) = g_m^{h_m(\sigma_i)}(t) \quad m = 1, \dots, M \quad i = 1, \dots, I \quad (24)$$

para formar la siguiente matriz de dimensión $(M \times I)$

$$\mathbf{g}(t) = \begin{bmatrix} g_1(t:\sigma_1) & g_1(t:\sigma_2) & \cdots & g_1(t:\sigma_l) \\ g_2(t:\sigma_1) & g_2(t:\sigma_2) & \cdots & g_2(t:\sigma_l) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_M(t:\sigma_1) & g_M(t:\sigma_2) & \cdots & g_M(t:\sigma_l) \end{bmatrix} \quad (25)$$

En [Bil83] se muestra que la matriz de Densidad Espectral de $\mathbf{x}(t)$ esta dada por

$$\mathbf{S}_{\mathbf{xx}}(f) = \frac{1}{T_x} \mathbf{G}^*(f) \mathbf{W}_{\mathbf{ss}}(e^{j2\pi f T_x}) \mathbf{G}^T(f) \quad (26)$$

donde $\mathbf{G}(f)$ es la transformada de Fourier de (25), y $\mathbf{W}_{\mathbf{ss}}(e^{j2\pi f T_x})$ es la *transformada z* del proceso discreto definido por $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}[k]$:

$$\mathbf{W}_{\mathbf{ss}} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{R}_{\mathbf{ss}}[k] z^{-k} \quad (27)$$

La *transformada z* (27) es basada en la descomposición de los eigenvectores de \mathbf{P} . La matriz de probabilidad de transiciones siempre tiene un eigen-valor igual a 1 y los demás con magnitud menor o igual a 1. Los eigen-valores de magnitud 1 resultan en funciones δ en el espectro $\mathbf{W}_{\mathbf{ss}}(e^{j2\pi f T_x})$, y corresponden a tonos puros. Por ejemplo, el término correspondiente al eigen-valor unidad asociado con la matriz de probabilidad de transiciones se observa como un tren de deltas, es decir, tonos puros a la frecuencia de reloj y sus armónicos. Si existen otros eigen-valores iguales a 1 estos también son observados como trenes de deltas. Por lo tanto, la matriz de densidad espectral se puede separar en un término continuo y discreto

$$\mathbf{S}_{\mathbf{xx}}(f) = \mathbf{S}_{\mathbf{xx}}^c(f) + \sum_k \delta(f - f_k^d) \mathbf{S}_{\mathbf{xx},k}^d \quad (28)$$

Finalmente, el cómputo de la densidad espectral de las señales de ruido en los nodos de interés, depende de la propagación de una gran cantidad de procesos estocásticos a través de un complejo sistema lineal.

En este trabajo se hizo la implementación de esta metodología para establecer una comparación con el método de estimación estadística del espectro. Como circuito de referencia se empleo un multiplexor de 3 entradas, al cual le corresponde una matriz de probabilidad de transiciones con un espacio de estado de 64x64. El multiplexor consta únicamente 4 compuertas. En el ejemplo no se consideran los efectos de la resonancia y como función de transferencia sólo se considera la inductancia de la red de distribución de energía. En la figura (16) se muestra la comparación de ambos métodos, tanto para el espectro discreto, así como el continuo, cabe destacar la proximidad de ambos métodos.

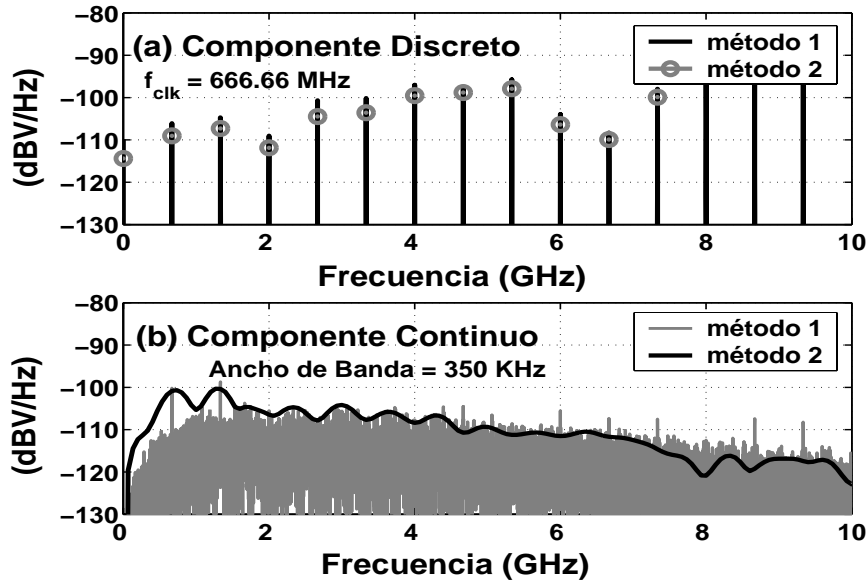


Fig. 16: Comparación de metodologías empleadas para la estimación de la DEP del ruido de conmutación. Método 1: Estadístico, Método 2: Probabilístico. (a) Espectro Discreto, (b) Espectro Continuo.

6.7 Impacto de los parámetros de diseño del circuito en la DEP del Ruido

El circuito empleado como referencia para la comparación es la ALU181 de Motorola . Se ha empleado este circuito para analizar los efectos de los cambios de topología resultado de diferentes procesos de síntesis a los cuales se le han aplicado diferentes restricciones para una misma descripción funcional. La DEP del ruido de conmutación es obtenida a partir de un análisis estadístico de las formas de onda de corriente en el dominio del tiempo, para posteriormente aplicar la FFT a estas muestras. Debido a que nuestros análisis se extienden a resultados más allá de los que nos permite la tecnología disponible hemos echado mano de la descripción matemática de una función que denominamos forma de onda generalizada. Esta forma de onda tiene el propósito de ajustar su forma descrita en el tiempo a la apariencia que tendría la forma de onda de corriente media. Esta forma de onda es empleada para analizar los efectos de implementaciones de circuitos para diferentes topologías y nos permite hacer previsiones para tecnologías que aún no se tienen disponibles. La forma de onda de corriente generalizada puede ser descrita a partir de la siguiente expresión:

$$m_I(t) = K \left(e^{-t/t_f} - e^{-t/t_r} \right) \quad (29)$$

donde K esta relacionado con la amplitud de la forma de onda de corriente, t_r y t_f son los parámetros de los tiempos de subida y bajada, de manera respectiva. Los parámetros de la forma de onda de corriente media generalizada son obtenidos mediante un ajuste de los valores de esta forma de onda con los valores de la forma de onda de corriente media obtenida por medio de simulaciones. Las muestras para el análisis estadístico se obtienen a partir de simulaciones del circuito de pruebas al cual se le aplican 500 vectores de entrada de forma aleatoria.

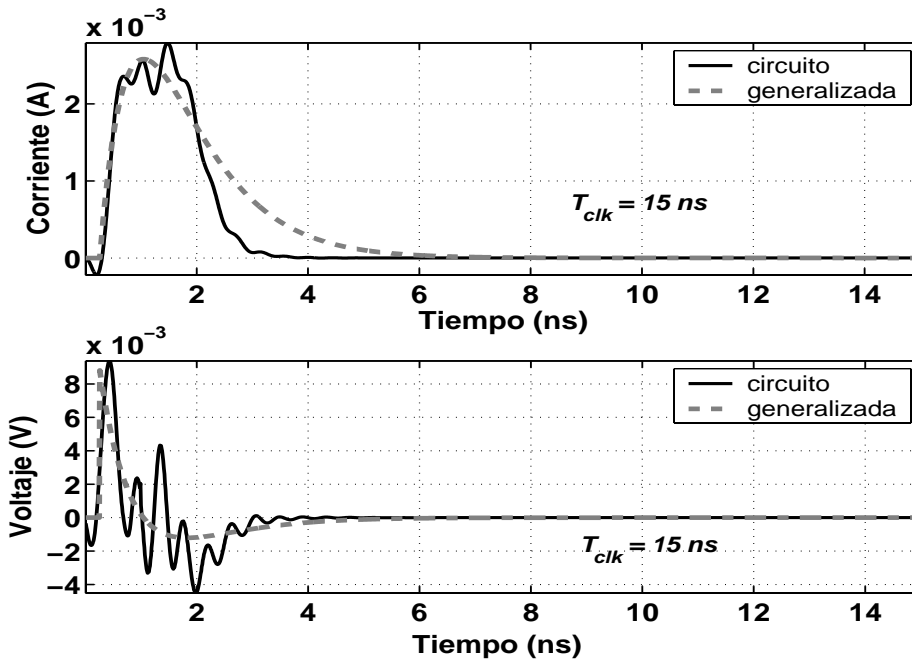


Fig. 17: (a) Forma de onda de corriente de actividad media comparada con la descripción matemática (generalizada). (b) Forma de onda de ruido medio, resultado de derivar las ondas en (a).

La figura 17 muestra la forma de onda de corriente media del circuito ALU181. El circuito fue simulado con un $T_{clk} = 15 ns$ y una inductancia de empaque de $L_{eff} = 1 nH$. En la misma figura se muestra la forma de onda de corriente generalizada (con parámetros $K = 73.61e-3$, $t_r = 0.75 ns$, $t_f = 0.825 ns$) ajustada a la forma de onda de corriente media. Cabe resaltar que la forma de onda generalizada no contiene la oscilación de resonancia superpuesta a la forma de onda de corriente media, por lo que esta forma de onda no modela el efecto de la resonancia.

6.7.1 Frecuencia de la señal de reloj

A continuación se describe el impacto que la variación de la frecuencia de reloj tiene en la Densidad Espectral de Potencia. Nuestro caso de estudio analiza al circuito ALU181 operando a dos diferentes frecuencias de reloj: 66.66 MHz ($T_{clk} = 15ns$) y 6.66 MHz ($T_{clk} = 150ns$). Para el caso de la determinación del espectro discreto también se ha empleado el concepto de forma de onda de corriente generalizada, definida anteriormente, para establecer una comparación de su comportamiento al momento de estimar el espectro mediante su empleo en relación con el espectro obtenido de las simulaciones originales. Después de aplicar el análisis estadístico a las formas de onda de ruido obtenemos los términos discreto y continuo que componen su Densidad Espectral de Potencia. Cabe mencionar que en este análisis los efectos de la resonancia no son considerados.

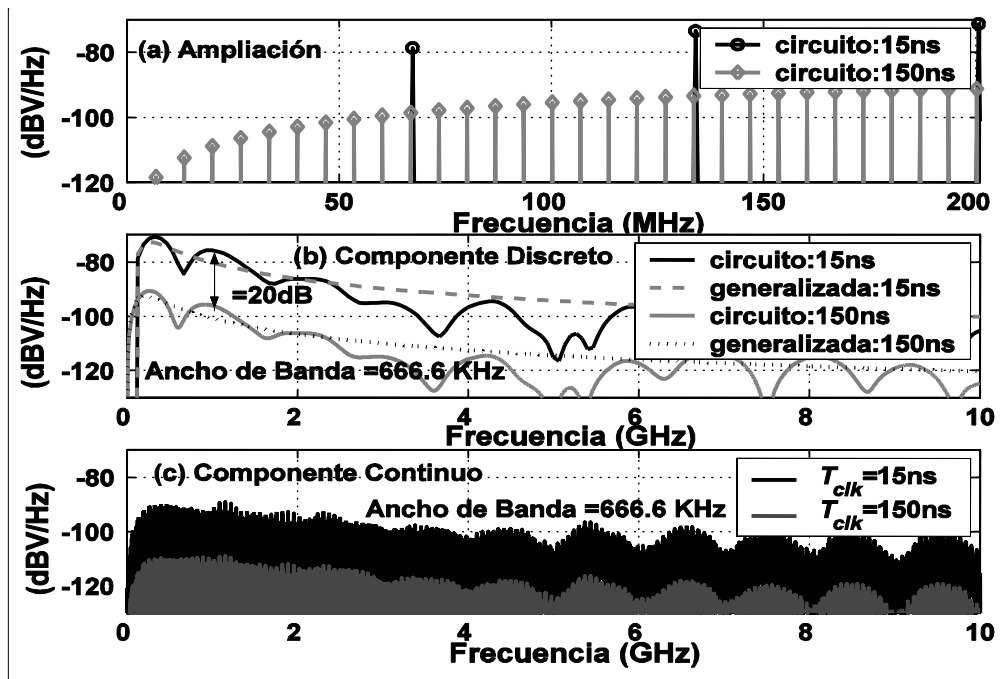


Fig. 18: Componentes discreto y continuo de la Densidad de Espectral de Potencia para el circuito ALU181 ante la variación de la frecuencia de la señal de reloj.

La figura 18(b) muestra la envolvente del término discreto del espectro (correspondiente al espectro debido a la forma de onda de ruido medio, para ambos casos la forma de onda de corriente media obtenida a partir de simulaciones y la generalizada). La figura 18(a) muestra una versión amplificada del gráfico anterior para el intervalo comprendido entre 0-200 MHz, claramente se pueden distinguir los trenes de impulsos correspondientes a múltiplos de las dos frecuencias de reloj consideradas en el análisis. Finalmente, la figura 18(c) muestra el término continuo del espectro. De los resultados mostrados se pueden establecer las siguientes conclusiones:

Como se ha venido mencionando para el caso del espectro discreto la energía se concentra en múltiplos de la frecuencia de reloj. Consecuentemente la densidad de los impulsos es mayor para el circuito que opera a más baja frecuencia. Para una frecuencia de operación mayor la separación entre los impulsos incrementa, dejando una mayor banda de frecuencias libre de componentes frecuenciales producidos por la respuesta impulsiva. Para el caso del circuito operado a una mayor frecuencia se puede observar que el nivel de ruido se incrementa, con lo cual se puede predecir un incremento del nivel de ruido en 20 dB por década de incremento de la frecuencia del reloj. Para el caso del término continuo del espectro se puede observar que en términos generales para este ejemplo es alrededor de 10 a 20 dB menor que el espectro discreto excepto en algunas frecuencias en donde este espectro es menor que el término continuo del espectro. La dependencia del espectro continuo con respecto a la frecuencia de reloj es similar que para el componente discreto, es decir un escalamiento de 20 dB por una variación de una década en la frecuencia de reloj. La variación del espectro continuo se puede explicar a través de la figura 19. En esta figura se muestra la covarianza de la señal de ruido para ambos ejemplos de frecuencias. Como bien se sabe la

esta determina el grado de correlación de la actividad del circuito, como puede observarse esta correlación aumenta conforme se incrementa la frecuencia de operación del circuito (menor periodo).

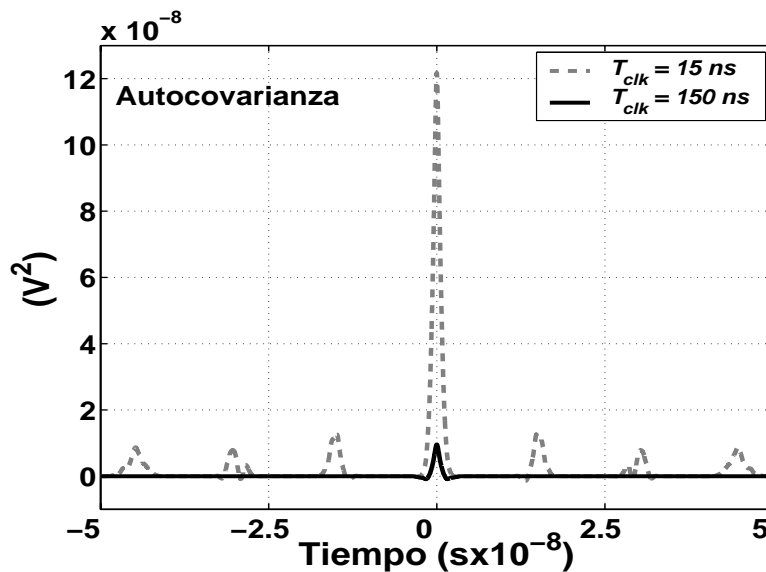


Fig. 19: Comparación del grado de correlación alcanzada por la actividad de los nodos de conmutación para 2 frecuencias de trabajo diferentes.

Con respecto a la predicción de la forma de onda generalizada de corriente para estimar Densidad Espectral de Potencia se puede observar en la figura 18(a) que su comportamiento en algunas frecuencias (máximas y mínimas) no son perfectamente modeladas, aunque se puede decir que el empleo de esta forma de onda se puede estimar de forma aproximada las tendencias o características que predeciría la forma de onda de corriente media original.

6.7.2 Alternativas de síntesis y topologías

En esta subsección se evaluará el efecto de las diferentes implementaciones topológicas para el circuito de referencia ALU181. Se considerarán dos optimizaciones de síntesis: mínima área y máxima velocidad. La Tabla (1) muestra las características de las dos implementaciones estudiadas. La figura 20(a) muestra las formas de onda de corriente promedio para las dos topologías obtenidas de la síntesis automática, extracción y simulación en el dominio del tiempo. Debido a que el tamaño del circuito juega un papel importante en la cantidad de capacitancia del circuito RLC resonante formado por el circuito y el empaque, hemos tomado en cuenta los efectos de la resonancia en el análisis de la figura 20(a). En las figuras 20 (a) y (b) se muestran las Densidades Espectrales después de los análisis estadístico y espectral de los dos casos de estudio.

Tabla 1: Principales parámetros de la síntesis de los circuitos.

Parámetro	Área	Velocidad
Número de Compuertas	46	99
Num. de conexiones	64	117
Área Ocupada (μm^2)	3949.40	8499.40
Peor camino de retardo (ns)	3.55	1.85
Promedio temp. de Corr. (μA)	202.50	415.11

Las principales observaciones que pueden ser derivadas de los resultados mostrados en la figura 20 son los siguientes:

La implementación de la optimización en área muestra una forma de onda de corriente con una pendiente menos pronunciada que la implementación en velocidad, con un tiempo de corriente máxima similar, y con una extensión de la forma de onda de corriente mayor en el eje del tiempo. Como el máximo de corriente es mayor en la implementación de máxima velocidad (debido a que tiene casi el doble de compuertas), su pendiente de subida es más pronunciada. Esto tiene un impacto en el ruido de conmutación generado, el cual es proporcional a la derivada del tiempo de la corriente que conmuta (es decir, a sus pendientes). Como consecuencia ambos términos de la Densidad Espectral de Potencia, continuo y discreto, tienen un nivel menor para la optimización en área que en el caso de velocidad. De estos resultados se puede predecir una variación de 20 dB por década de variación en la pendiente.

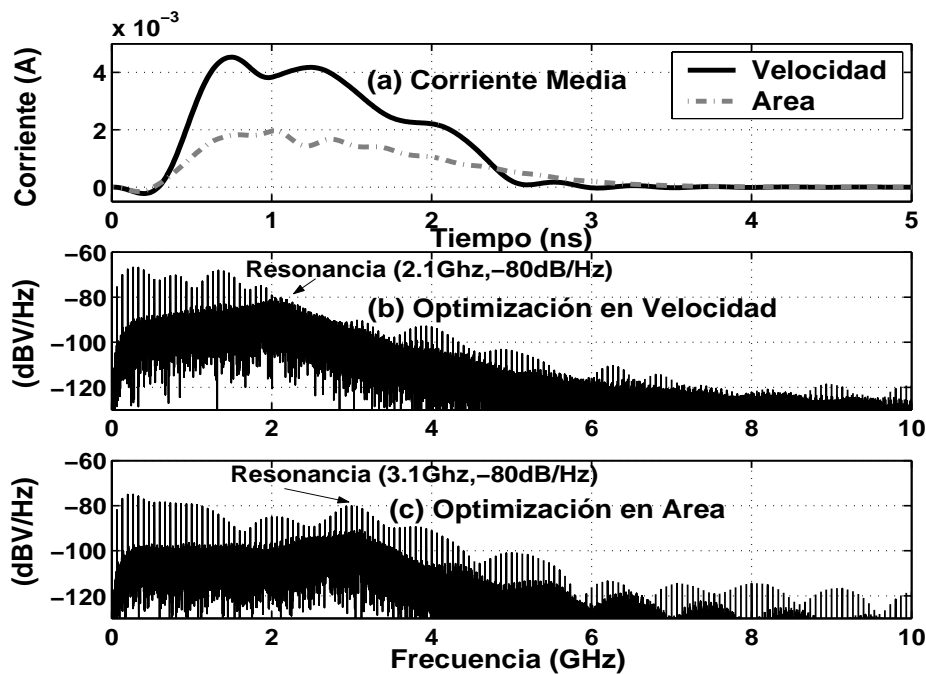


Fig. 20: (a) Forma de onda de corriente y (b, c) Densidades Espectrales de Potencia para dos versiones de síntesis del circuito ALU181.

El pico de resonancia juega un papel importante alrededor de ciertas frecuencias del espectro y modifica el comportamiento del espectro en función del punto de resonancia. Las dos implementaciones de nuestro caso de estudio tienen diferente número de compuertas y consecuentemente la cantidad de capacitancia parásita del circuito es diferente. Como consecuencia, la frecuencia de resonancia es diferente para los dos casos, siendo menor para el circuito con más compuertas (la implementación con optimización en velocidad). El efecto de la resonancia produce que alrededor de 3.1 GHz el espectro discreto de la optimización en área sea mayor (aproximadamente 10 dB) que el circuito con optimización en velocidad, lo cual rompe la regla de que el circuito con la pendiente de subida más baja, en la forma de

onda de corriente media, produce niveles más bajos en su Densidad Espectral de Potencia. El término continuo del espectro en las dos implementaciones también se ve afectado por la resonancia. La localización del pico de resonancia, la tecnología empleada y el número de compuertas con que cuenta cada implementación muestran una interesante relación. En primer lugar el pico de resonancia se produce a la misma frecuencia para los dos términos del espectro, la localización del pico de resonancia (despreciando el componente de amortiguamiento) puede ser determinado por $f_{res} \approx 1/(2\pi\sqrt{LC})$, se asume que la cantidad de capacidad para un circuito con el doble de compuertas es $2C$, entonces se puede predecir que si el pico de resonancia para la implementación de optimización en área se encuentra en 2.1 GHz, el valor de la localización del pico para la implementación en velocidad se encontrará a $\sqrt{2} * 2.1 \text{ GHz} \approx 3 \text{ GHz}$, relación que depende de forma inversamente proporcional con respecto a la proporción de compuertas para una tecnología específica.

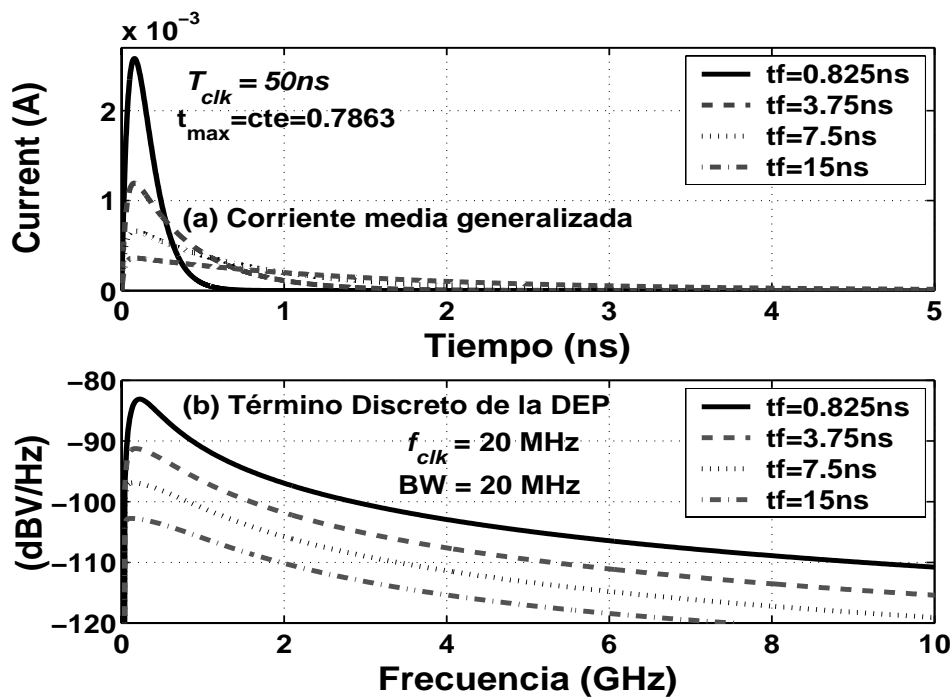


Fig. 21: (a) Formas de onda de corriente de consumo medio con diferentes tiempos de caída.
 (b) DEP de ruido de la forma de onda de corriente generalizada para diferentes topologías.

Con el propósito de determinar el impacto que tienen diferentes implementaciones topológicas de un mismo circuito (sin considerar el término resonante) en la Densidad Espectral de Potencia, se ha recurrido al empleo de la forma de onda de corriente generalizada, anteriormente definida. La figura 21(a), muestra un conjunto de formas de onda de corriente media construidas a partir de la función generalizada. Los diferentes ejemplos ilustran el empleo de una misma función lógica mediante el empleo de diferentes topologías que van desde el caso más paralelo a más serial. Todas las formas de onda tienen posicionado en el mismo tiempo su valor máximo de corriente, y todas poseen el mismo promedio temporal de corriente (con lo cual se supone que todas las implementaciones tienen el mismo número de compuertas y manejan la misma cantidad de carga en un intervalo de tiempo

específico, T_{clk}). La figura 21(b) muestra la envolvente del espectro discreto, para las formas de onda de corriente media mostradas en 21(a). Los resultados son similares a los mostrados en la figura (20), aunque se pueden derivar los siguientes detalles adicionales. A pesar de que se emplean pulsos de corriente con similares promedios temporales, las formas de onda más aguzadas, es decir las implementaciones con mayores pendientes de subida y bajada causan mayores niveles de ruido en sus respectivas Densidades Espectrales de Potencia. En términos generales se observa un incremento de 20 dB, con una variación de una década en la pendiente de subida de la forma de onda de corriente media.

6.7.3 Tecnología

En esta sección se analizará como el escalamiento de la tecnología puede afectar el contenido espectral del ruido, todos los demás factores (frecuencia de trabajo y topología) se mantienen constantes.

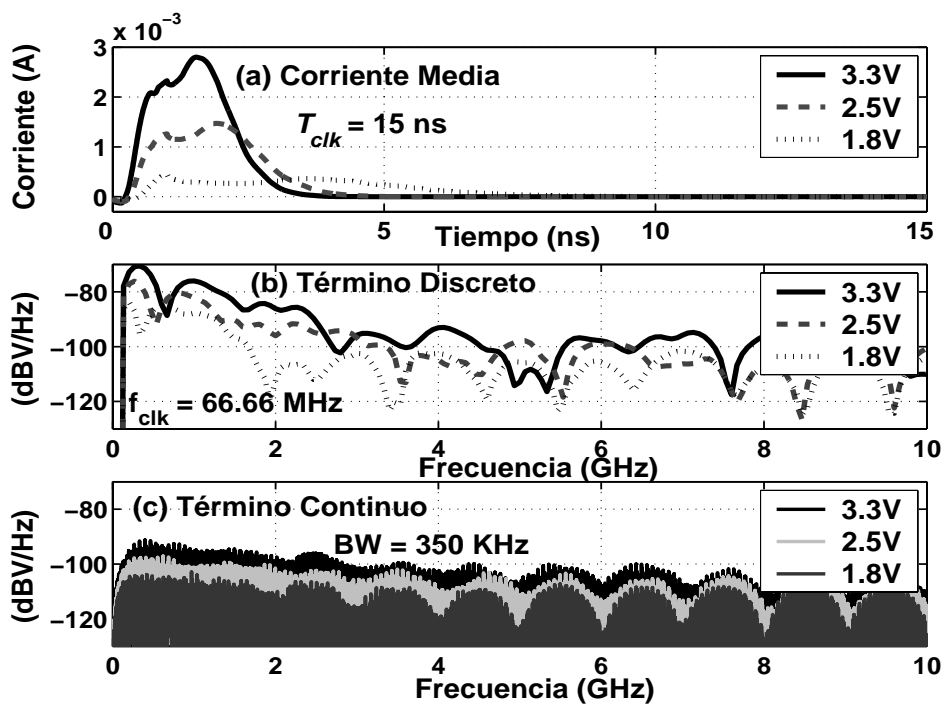


Fig. 22: Efectos del escalamiento de la fuente de alimentación en la Densidad Espectral de Potencia para el circuito de referencia.

6.7.3.1 Fuente de alimentación

En primer lugar se considerará el escenario de tecnología de baja potencia en donde el circuito bajo estudio es implementado en una tecnología de $0.35 \mu m$ y la fuente de alimentación es escalada (3.3 V, 2.5 V y 1.8 V). La figura 22 muestra la forma de onda de corriente media, y los términos continuo y discreto (por simplicidad sólo mostramos la envolvente) de la Densidad Espectral, obtenida por análisis estadístico de una simulación en el dominio del tiempo del mismo circuito con diferentes fuentes de alimentación. El escalamiento de la fuente de alimentación produce un escalamiento de reducción y ensanchamiento (incremento del tiempo de caída) de la forma de onda de corriente media. Debido a que la Densidad Espectral de Potencia depende directamente de la pendiente de

esta corriente, lo que es observado es que con la reducción de la fuente de alimentación, también se observa una reducción del nivel del espectro. En este ejemplo, la pendiente depende linealmente del pico máximo de la forma de onda de corriente media, y este pico depende casi cuadráticamente, para esta tecnología, del voltaje de la fuente de alimentación. Por lo tanto, se obtiene una reducción del espectro en alrededor de 40 dB por reducción de una década del voltaje de la fuente de alimentación. Esto es alrededor de 5 dB para el cambio de $V_{dd} = 3.3 \text{ V}$ a 2.5 V , y alrededor de 7 dB para el cambio de 2.5 V a 1.8 V .

6.7.3.2 Parámetros tecnológicos

Para analizar como el escalamiento de la tecnología afecta el contenido espectral del ruido de conmutación se han considerado las siguientes tecnologías: $0.35 \mu\text{m}$, $0.25 \mu\text{m}$, $0.18 \mu\text{m}$, $0.13 \mu\text{m}$ y $0.09 \mu\text{m}$.

Tabla 2: Parámetros de escalamiento de curvas para las tecnologías presentadas.

Tecnología	T(norm)	Vdd*C(norm)	trise (ns)	tfall (ns)	Imax (A)	<I(t)>	K
0.35	1	1	0.75	0.825	2.58E-03	3.68E-04	7.36E-02
0.25	0.5	0.5	0.375	0.4125	2.58E-03	1.84E-04	7.36E-02
0.18	0.25	0.25	0.1875	0.20625	2.58E-03	9.20E-05	7.36E-02
0.13	0.125	0.125	0.09375	0.10312	2.58E-03	4.60E-05	7.36E-02
0.09	0.0625	0.0625	0.046875	0.05156	2.58E-03	2.29E-05	7.36E-02

Para estudiar estos casos particulares se ha empleado la forma de onda de corriente generalizada, la cual ha sido ajustada para que coincida con la forma de onda de corriente media del circuito de referencia ALU181 implementado en tecnología de $0.35 \mu\text{m}$. Se han escalado los parámetros de las curvas para un escenario de escalamiento de campo constante de acuerdo a los parámetros mostrados en la Tabla (2). La figura 23(a) muestra las formas de onda de corriente media, donde se puede observar como el escalamiento de la tecnología produce un decremento de los tiempos de subida y bajada, así como un decremento del área bajo la curva (la carga media total). Como consecuencia, el término discreto del espectro sufre un decremento a bajas frecuencias, y un incremento en altas frecuencias con la reducción del escalamiento de la tecnología. Por ejemplo, si se considera la frecuencia a la que operan los dispositivos de radio frecuencia de Bluetooth (2.4 GHz), el empleo de las nuevas tecnologías producirá un incremento del ruido digital de alrededor 6 dB en el primer cambio de tecnología (de $0.35 \mu\text{m}$ a $2.5 \mu\text{m}$), 5 dB en el próximo cambio, 4 dB en el siguiente y 0 dB en el último. Es decir, se tiene un incremento total de 15 dB en la frecuencia de 2.4 GHz, cuando se migra de la tecnología de $0.35 \mu\text{m}$ a la tecnología de $0.09 \mu\text{m}$ (en 5 GHz es alrededor de 22 dB).

6.7.4 Recomendaciones de diseño

En la presente subsección se ha desarrollado un completo estudio de varias características de la sección digital de un circuito integrado de modo mixto, y las características espectrales del ruido producido en las líneas de alimentación (y por lo tanto del sustrato) que es generado. Esta información puede resultar de gran utilidad para diseñadores de RF y SoCs con el propósito de mejorar sus diseños y reducir el ruido de conmutación y sustrato. Las siguientes características han sido analizadas: frecuencia del reloj, topología, voltaje de alimentación y tecnología.

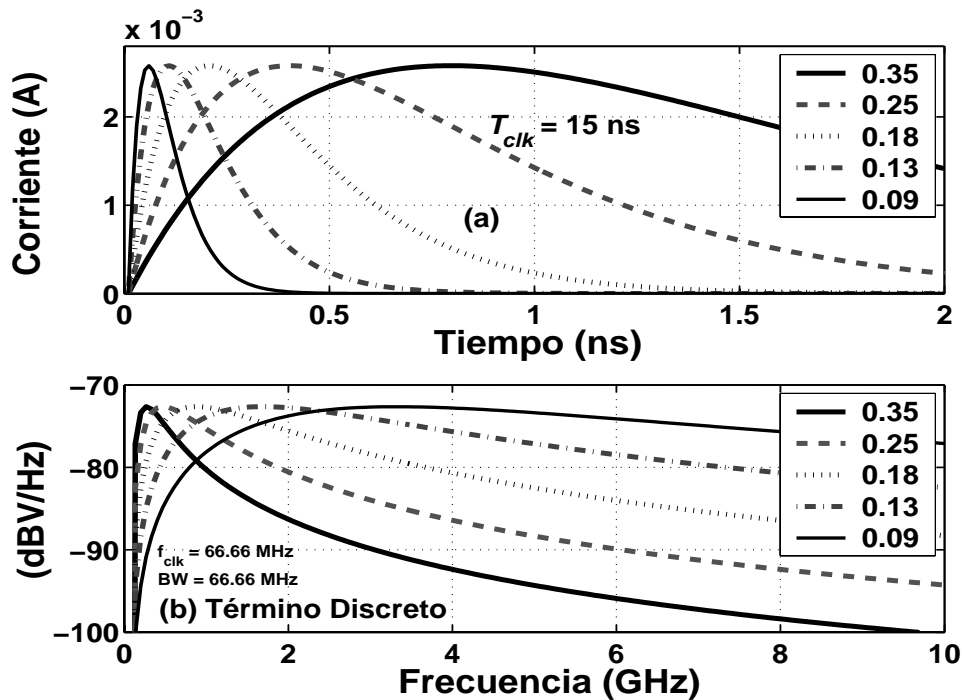


Fig. 23: Efecto del escalamiento de la tecnología en la Densidad Espectral de Potencia de Ruido.

En términos generales se puede decir que el escalamiento de la tecnología produce un importante incremento en la DEP del ruido de conmutación. Los diseñadores pueden modificar algunas características del circuito digital con el propósito de reducir el nivel del contenido espectral del ruido, al menos en las bandas de frecuencia de interés.

Una primera solución es el uso del voltaje de alimentación mínimo posible permitido por la tecnología, entre menor sea el voltaje menor será el nivel de ruido generado. Se ha mostrado que la DEP del ruido de conmutación se ve reducida con el cuadrado de la fuente de alimentación, aunque cabe mencionar que esta proporción puede ser menor para tecnología submicra, donde los efectos de canal corto son dominantes. El empleo de voltajes menores reducirá la máxima frecuencia de trabajo, sin embargo para las tecnologías inalámbricas existentes esto no representa un problema, debido a que la frecuencia de reloj de la banda base está bastante por debajo de la máxima prestación que ofrece la tecnología CMOS de nuestros días. La reducción de voltaje tiene el beneficio adicional de la reducción del consumo de potencia.

Otra forma de minimizar el nivel de ruido digital es evitar el empleo de topologías altamente paralelas en las funciones digitales, debido a que tienen asociadas alto consumo de corriente simultánea y por lo tanto altos niveles de ruido. Sin embargo, esta tendencia general puede verse afectada y modificada por el efecto de la resonancia. Es importante una cuidadosa estimación de su impacto, debido a que puede adicionar picos en la DEP de alrededor 20 a 30 dB por arriba del nivel original alrededor de la frecuencia de resonancia.

La elección más común para la frecuencia del reloj es el empleo de la mínima posible que permita el correcto funcionamiento de la banda base. Debido a que el espectro discreto consiste de impulsos espaciados a múltiplos de la frecuencia de reloj es posible obtener

intervalos o espaciamentos más grandes de bandas de frecuencias si se incrementa la frecuencia del reloj, sin embargo por los resultados mostrados el incremento de la frecuencia también incrementa el término continuo de la DEP de ruido. Otra consecuencia del incremento de la frecuencia del reloj es el incremento de la potencia de consumo, con lo cual se establece un interesante compromiso entre el consumo de potencia y tratar de obtener bandas más amplias libres de componentes frecuencias de la respuesta impulsiva.

El análisis ha sido basado en el empleo de una metodología estadística basada en simulaciones transitorias a nivel transistor en el caso de circuitos pequeños. Para circuitos más grandes un método más eficiente proviene del empleo de macromodelos para la determinar la forma de onda temporal de ruido [Bad03].

6.8 Resultados experimentales de la sección digital

En la siguiente sección se muestran los resultados obtenidos a partir de datos experimentales. El circuito para la obtención de datos fue implementado por [Mar01], este consiste en 8 cadenas de *buffers* que conmutan de manera simultánea en sincronía con la señal de reloj, [Mar01]. Cabe mencionar que para los ejemplos que se presentan en este apartado sólo se considerará la señal de ruido generada por el filo de subida de la señal de reloj. La frecuencia de operación del circuito es de 10 MHz.

A continuación se presenta una serie de resultados experimentales con el fin de comprobar aquellos obtenidos en el apartado de variación de parámetros.

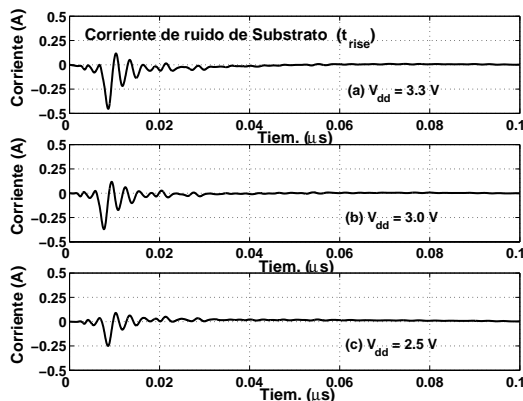


Fig. 24: Corrientes de generación del ruido de substrato ante la variación del voltaje de alimentación.

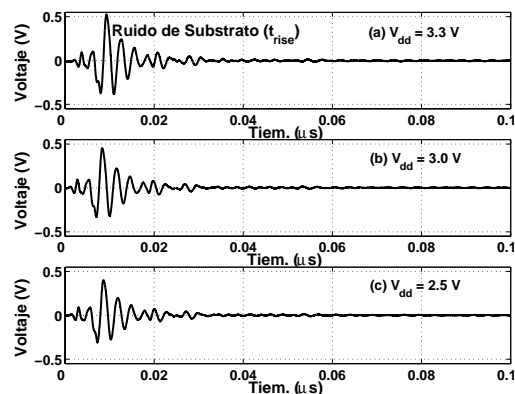


Fig. 25: Formas de onda de ruido de substrato ante la variación del voltaje de alimentación.

6.8.1 Variación del voltaje de alimentación

La figura 24 muestra las formas de onda de corriente que generan el ruido de substrato, es de notar la reducción de la amplitud de estas ondas conforme se reduce el voltaje, lo cual se traduce en la generación de señales de ruido de menor amplitud (fig. 25). Las DEPs generadas por la variación del voltaje de alimentación de forma experimental son mostradas en la figura 26. Debido a que la forma de onda de ruido es periódica, su DEP es un tren de impulsos, espaciados cada 10 MHz, la envolvente de los impulsos depende del cuadrado de la transformada de Fourier de la señal de ruido truncada en un periodo. Es notorio que la forma de onda de las señales de ruido en esencia son similares en forma, básicamente se diferencian

en un factor multiplicativo que afecta la magnitud. El factor multiplicativo es aproximadamente proporcional al cuadrado del valor del voltaje de alimentación, tal y como se estableció en apartados anteriores. De las gráficas mostradas en la figura 26 se observa que para una frecuencia de 330 MHz se obtiene una diferencia de 1.2 dB cuando se varía el voltaje de alimentación de 3.3 a 3.0 V, mientras que para una variación de 3.3 a 2.5 V se observa una diferencia de 4.23 dB.

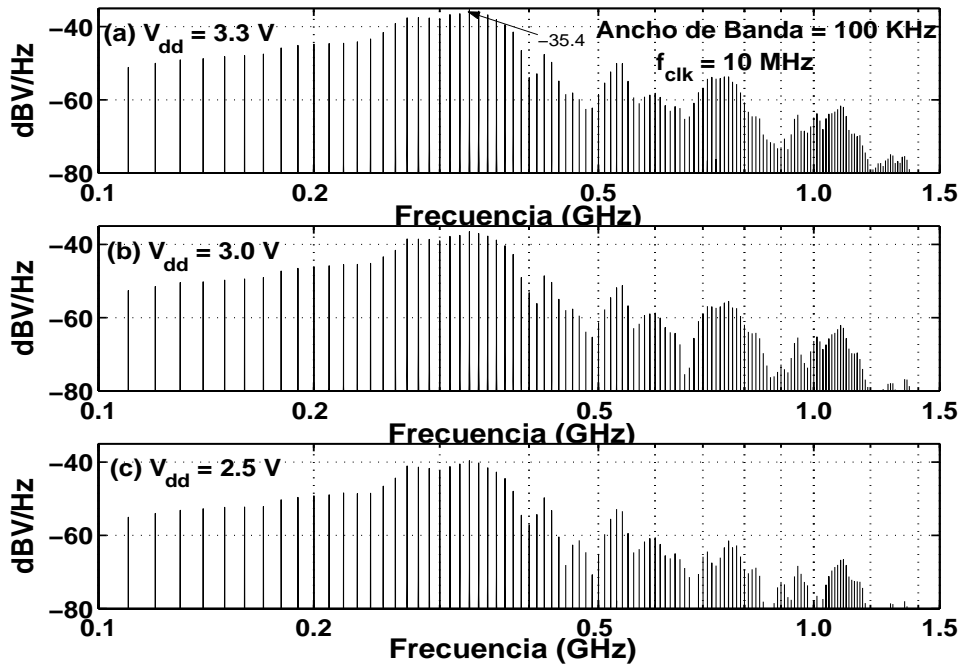


Fig. 26: DPEs obtenidas ante la variación del voltaje V_{dd} .

6.8.2 Variación del retardo relativo entre la cadena de inversores

A continuación se presenta el estudio del nivel de ruido ante la variación del retardo relativo de conmutación entre las cadenas de inversores. En este ejemplo se hace conmutar 8 cadenas de inversores que pueden conmutar simultáneamente o pueden presentar un retardo relativo de conmutación entre cada una de las cadenas de inversores, a modo que la conmutación de las cadenas de inversores quede distribuida en el tiempo con un retardo constante entre cada cadena. Lo anterior implica que aproximadamente se inyecta la misma cantidad de corriente que genera el ruido, sólo que su rapidez de transferencia queda distribuida en el tiempo, generando demandas de corriente menos abruptas. Mediante este ejemplo se trata de emular el caso de considerar arquitecturas más paralelas (conmutación simultánea) o más seriales (corriente de descarga más distribuida en el tiempo).

La figura 27 muestra los resultados experimentales de las formas de onda de corrientes generadoras del ruido de sustrato. El control del retardo relativo entre las cadenas de inversores se hace mediante la señal de control Delayres, desde su valor de 3.3, correspondiente a la conmutación simultánea, hasta 0.6 Volts. En la figura 28 se muestra como la amplitud de ruido se reduce conforme se distribuye en el tiempo la conmutación de los circuitos.

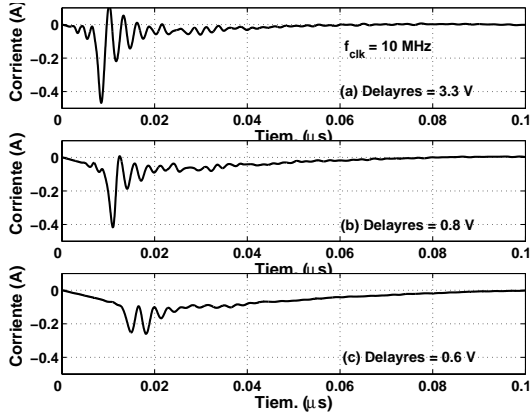


Fig. 27: Formas de onda de corrientes generadoras del ruido de sustrato ante la variación de Delayres.

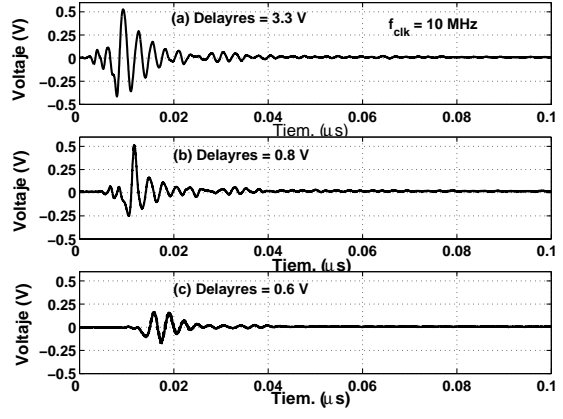


Fig. 28: Formas de onda de ruido correspondientes a las corrientes presentadas en la fig. 27.

En la figura 29 se muestran los resultados obtenidos de las DEPs correspondientes a las señales periódicas de ruido mostradas en la figura 28.

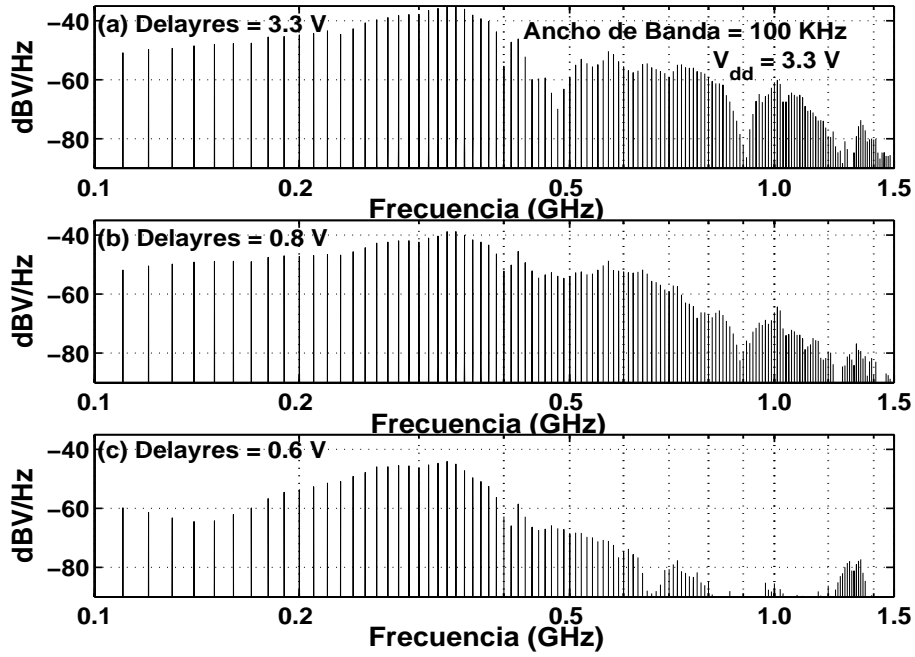


Fig. 29: Densidades Espectrales de Ruido resultado de la variación de Delayres.

6.8.3 Variación de la frecuencia de la señal de reloj

Finalmente, se presentan los resultados de la DEP ante la variación de la frecuencia de la señal de reloj. Los resultados concuerdan perfectamente con la siguiente expresión,

$$S_{SSN}(\omega) = \frac{2\pi}{T_{clk}^2} |V_{n0}(\omega)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_0) \quad (30)$$

El nivel de la señal de ruido depende de forma inversamente proporcional del cuadrado del periodo de la señal de reloj, es decir, hay una variación de 20 dB por una variación de una década en la frecuencia de la señal del reloj.

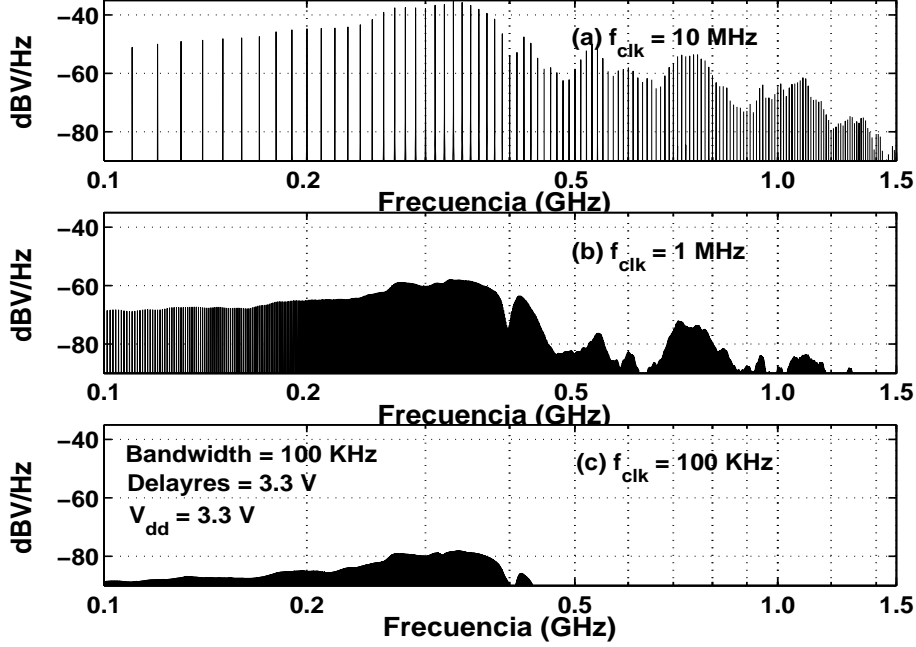


Fig. 30: Resultados experimentales de las Densidades Espectrales de Potencia ante la variación de la señal de reloj.

6.8.4 DEP originado por las transiciones de subida y bajada de un inversor

En la figura 31 se muestran las señales de ruido generadas en la transición de subida y bajada de la señal de reloj. Es notorio que las señales son diferentes debido a que el sentido de la corriente inyectada al sustrato, así como la amplitud de la misma es diferente para ambos casos. La frecuencia de la señal de reloj en este ejemplo es de 5 MHz, es decir se generan dos formas de onda de ruido diferentes cada ciclo de reloj. Si se supone que $v_{nrise}(t)$, modela el comportamiento de la señal de ruido originada por la transición de bajada de la señal de reloj en el intervalo $0 \leq t < T_{clk} / 2$, y $v_{nfall}(t)$ por su parte modela la señal de ruido originada por la transición de subida, la cual se origina en el intervalo $T_{clk} / 2 \leq t < T_{clk}$. Si además se considera que $V_{nrise}(\omega)$ y $V_{nfall}(\omega)$, representan las transformadas de Fourier de las señales $v_{nrise}(t)$ y $v_{nfall}(t)$, de forma respectiva. Se puede encontrar una expresión que determine el comportamiento de la DEP para este caso particular.

$$S(\omega) = \sum_n \frac{2\pi}{T_{clk}^2} \left| V_{nrise}(\omega) + (-1)^n V_{nfall}(\omega) \right|^2 \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_{clk}}\right) \quad (31)$$

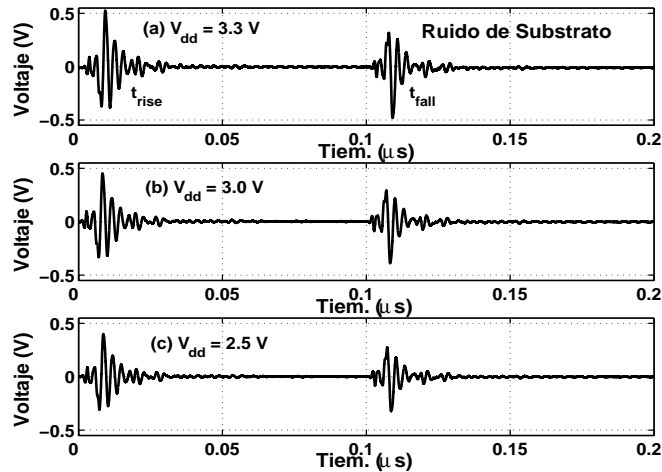


Fig. 31: Señales de ruido generadas por las transiciones de subida y bajada de la señal de reloj, para diferentes valores de la fuente de alimentación.

La expresión anterior predice que el comportamiento de la señal mostrada en la figura 31 es un tren de impulsos. La magnitud de estos impulsos en el espectro está determinada por la suma y diferencia elevada al cuadrado de las señales $V_{nrise}(\omega)$ y $V_{nfall}(\omega)$, dependiendo si n es par o impar, de manera respectiva. Esta característica es mostrada en la figura 32(a, b, c), en donde para componentes frecuenciales múltiplos de la frecuencia de reloj pares (suma) se puede observar que se alcanzan mayores magnitudes, que para aquellas deltas correspondientes a múltiplos impares (diferencia). Cabe mencionar que si las señales $v_{nrise}(t)$ y $v_{nfall}(t)$ fueran exactamente iguales, los componentes frecuenciales debidos a múltiplos pares serían cero, lo cual implica que la frecuencia de generación de señales de ruido sea el doble que el caso presentado. Lo anterior se hace notorio en el ejemplo mostrado en la figura 32, en donde se puede observar una mayor diferencia entre los valores de las señales $V_{nrise}(\omega)$ y $V_{nfall}(\omega)$ para el caso de una fuente de alimentación $V_{dd} = 3.3V$, que para el caso $V_{dd} = 2.5V$.

6.9 Efectos del ruido de substrato en dispositivos de radio frecuencia y analógicos

El impacto del ruido de conmutación en circuitos digitales CMOS es el de modificar los niveles nominales de alimentación, lo cual produce variaciones en las corrientes internas de los transistores, retroalimentación, lo cual altera la respuesta temporal de estos circuitos. En circuitos analógicos el ruido es acoplado a través de las capacitancias intrínsecas del transistor o a través del nodo de substrato. El acoplamiento capacitivo produce variaciones en las corrientes internas de los transistores y alteraciones de los voltajes en los nodos internos. Mientras que el acoplamiento a través del nodo de substrato produce el efecto de la modulación de corriente (efecto de cuerpo), el cual degrada o altera tanto la respuesta transitoria y espectral de los dispositivos. Otro problema común es el acoplo del ruido entre el substrato y los inductores en espiral [Pun98] empleados comúnmente en circuitos de RF.

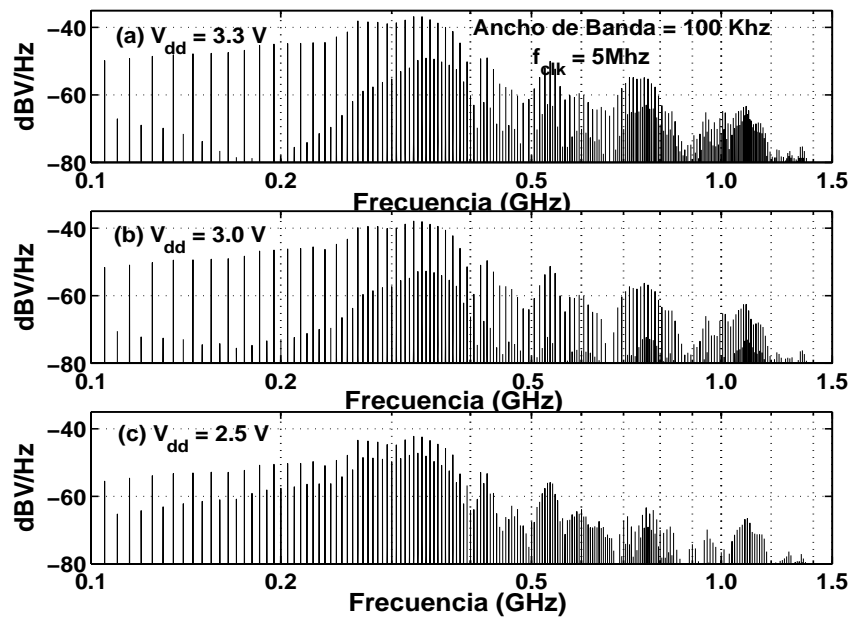


Fig. 32: DEPs correspondientes a las señales mostrada en la figura 31.

Como bien se sabe la magnitud del ruido impone un límite en el diseño e implementación de sistemas analógicos, los efectos del ruido a nivel sistema son la degradación de las prestaciones en general. Sin embargo, como es normal este tipo de ruido afecta a cada circuito y sistema de forma muy particular en función de una gran cantidad de parámetros y variables. Con respecto a circuitos de RF, el problema del acoplamiento de ruido digital es bastante grave, debido a los altos requerimientos de linealidad y bajo ruido de los circuitos que componen los transmisores y receptores.

Tradicionalmente se ha estudiado el problema del ruido desde el punto de vista temporal, principalmente por las repercusiones que tiene en sistemas digitales. Sin embargo, en circuito de comunicaciones RF es más importante la distribución espectral del ruido, la cual nos da una pauta del grado de influencia del mismo en bandas de frecuencia de interés.

En sistemas de RF el LNA, osciladores y mezcladores destacan como algunos de los bloques funcionales de mayor interés en donde pueden ser estudiados los efectos del ruido de sustrato. A la fecha se han desarrollado varios métodos de análisis del impacto del ruido de sustrato en este tipo de circuitos, particularmente PLLs, y osciladores [Bar02, Her99, Hey02, Lar01, Le298, Wel98]. Para este tipo de circuitos el jitter es usualmente un parámetro crítico en el diseño de PLLs digitales, los cuales tienen aplicaciones en síntesis de frecuencia y generación de señales de reloj. Debido a que el VCO genera la señal de reloj de salida, su jitter tiende a dominar sobre todo las prestaciones del PLL. El ruido acoplado por el sustrato en el oscilador causa que las capacitancias de los dispositivos que conforman el oscilador varíen. Esto provoca que la frecuencia de la señal de reloj de salida varíe ligeramente introduciendo jitter. En PLLs analógicos, los cuales tienen aplicaciones en receptores de RF, el parámetro crítico es el ruido de fase en el VCO, debido a que este a menudo limita el espaciamiento adyacente entre canal y canal. El ruido de fase (dBc/Hz) cuantifica la pureza espectral del espectro de salida del VCO. Un simulador de circuitos con respuesta periódica determina la

función de transferencia periódica desde el substrato del oscilador a su salida y da el ruido de fase originado por el VCO. Una función de transferencia periódica relaciona una salida con una entrada de un circuito que es polarizado bajo un punto de operación que varía periódicamente (análisis de señal grande). La multiplicación de esta función de transferencia periódica con el ruido acoplado nos da el ruido de fase a la frecuencia de interés.

Por otra parte, otro problema bastante común es el acoplo de ruido desde los osciladores locales hasta los amplificadores de bajo ruido (LNA) y mezcladores. En el caso de receptores de conversión directa, el problema es especialmente grave ya que el oscilador local genera la misma frecuencia que la portadora recibida. El acoplo entre el oscilador y el mezclador se traduce en un *offset* de la señal de salida.

Otro bloque de gran interés en el diseño de circuitos de RF es el LNA por lo que es imprescindible conocer el impacto del ruido de substrato en este tipo de circuitos. A continuación se detalla el trabajo elaborado por [Xu01] como un ejemplo de los objetivos trazados para el estudio de circuitos mezcladores CMOS de RF. En este trabajo se hace una caracterización del impacto del ruido de substrato en LNAs, para posteriormente hacer una verificación experimental de los resultados obtenidos, la caracterización se describe a continuación:

Sin pérdida de generalidad, un circuito analógico puede ser modelado como un sistema con salida, Y , la cual es función, F , de las variables correspondientes a la señal de entrada y la polarización. Por simplicidad se considera que el circuito sólo posee una variable de señal de entrada y una variable de polarización.

La influencia del ruido en un circuito analógico puede ser modelada como una perturbación a su señal de entrada y su polarización. La señal de entrada es representada como la suma de su componente de cd, X , la señal de ac, x_0 , y la perturbación de entrada originada por el ruido de substrato, δ_x , mientras que la polarización es representada como la suma de un componente de dc, B , y una perturbación δ_b causada por el ruido de substrato.

$$Y = F(X + x_0 + \delta_x, B + \delta_b) \quad (32)$$

La función anterior puede ser expandida en series de Taylor de segundo orden

$$Y = F(X, B) + \left. \frac{\partial F}{\partial x} \right|_{x=X} x_0 + \left. \frac{\partial F}{\partial x} \right|_{x=X} \delta_x + \left. \frac{\partial F}{\partial b} \right|_{b=B} \delta_b + \left. \frac{\partial^2 F}{\partial x^2} \right|_{x=X} \frac{x_0^2}{2} + \left. \frac{\partial^2 F}{\partial x^2} \right|_{x=X} x_0 \delta_x \dots \quad (33)$$

$$+ \left. \frac{\partial^2 F}{\partial x \partial b} \right|_{\substack{x=X \\ b=B}} x_0 \delta_b + \left. \frac{\partial^2 F}{\partial x^2} \right|_{x=X} \frac{\delta_x^2}{2} + \left. \frac{\partial^2 F}{\partial b^2} \right|_{b=B} \frac{\delta_b^2}{2} + \left. \frac{\partial^2 F}{\partial b \partial x} \right|_{\substack{x=X \\ b=B}} \delta_x \delta_b$$

Si las no linealidades de F son dependientes de la frecuencia, Y debería ser expresada en series de Volterra, sin embargo la representación en series de Taylor da visión bastante general del problema. En (33), el primer término, $F(X, B)$, es el componente de cd en la salida del circuito. El segundo término es la señal de ac de salida, donde la derivada $\left. \frac{\partial F}{\partial x} \right|_{x=X}$ es la ganancia de pequeña señal. El quinto término es el segundo armónico de la señal, mientras que el resto de los términos representa el ruido resultante del acoplamiento.

Por simplicidad en la expresión (33) sólo se han presentado los términos de primer y segundo orden de la expansión, debido a que cuando el orden de los términos se incrementa se reducen las amplitudes de los mismos exponencialmente.

Si f_s representa la frecuencia de la señal de entrada y el ruido de sustrato es concentrado en una sola frecuencia, f_n , entonces los términos en (33) tienen los componentes frecuenciales listado en la Tabla (3). En sistema que trabaja en una banda de frecuencias, los efectos de los términos del ruido en (33) dependen de la localización de sus componentes. Por ejemplo, si el ruido es localizado fuera de la banda de la señal, este puede ser fácilmente filtrado. Sin embargo, si el ruido cae dentro de la banda de operación, este no podrá ser removido produciendo degradación de la relación señal a ruido.

Tabla (3): Distribución espectral de los términos en (33)

Orden	Número de Término	Componentes Frecuenciales	Propiedad
0	1 ^{er} término	0	Componente de DC
1	2 ^{do} término	f_s	Señal de ac
	3 ^{er} término	f_n	Ruido de 1 ^{er} orden
	4 ^{to} término	f_n	Ruido de 1 ^{er} orden
2	5 ^{to} término	$0,2f_s$	Armónico de 2 ^{do} O. de ac
	6 ^{to} y 7 ^{mo} término	$ f_s - f_n , f_s + f_n $	Intermodulación de ac y ruido
	8 ^{vo} , 9 ^{no} , 10 ^{mo} término	$0,2f_n$	2 ^{do} de ruido

Si $[f_{s \min}, f_{s \max}]$ es la banda de la señal en circuitos analógicos y si el ruido de sustrato cae en los rangos $[f_{s \min}, f_{s \max}]$ y $[f_{s \min}/2, f_{s \max}/2]$, entonces los componentes del ruido de sustrato, así como sus segundos armónicos, caerán en la banda de la señal. Por esta razón la banda de acoplamiento directo (DCB) es definida de la siguiente forma

$$DCB = \left[\frac{f_{s \min}}{2}, \frac{f_{s \max}}{2} \right] \cap [f_{s \min}, f_{s \max}] \quad (34)$$

Por otra parte si el ruido de sustrato aparece en los rangos $[0, f_{s \max} - f_{s \min}]$ y $[2f_{s \min}, 2f_{s \max}]$, implicará que sus productos de intermodulación caigan en la banda de la señal de salida. Con lo cual es de interés definir la banda de intermodulación como

$$IMB = [0, f_{s \max} - f_{s \min}] \cup [2f_{s \min}, 2f_{s \max}] \quad (33)$$

Es claro que la distribución espectral del ruido digital tiene influencia en la banda de operación de sistemas analógicos.

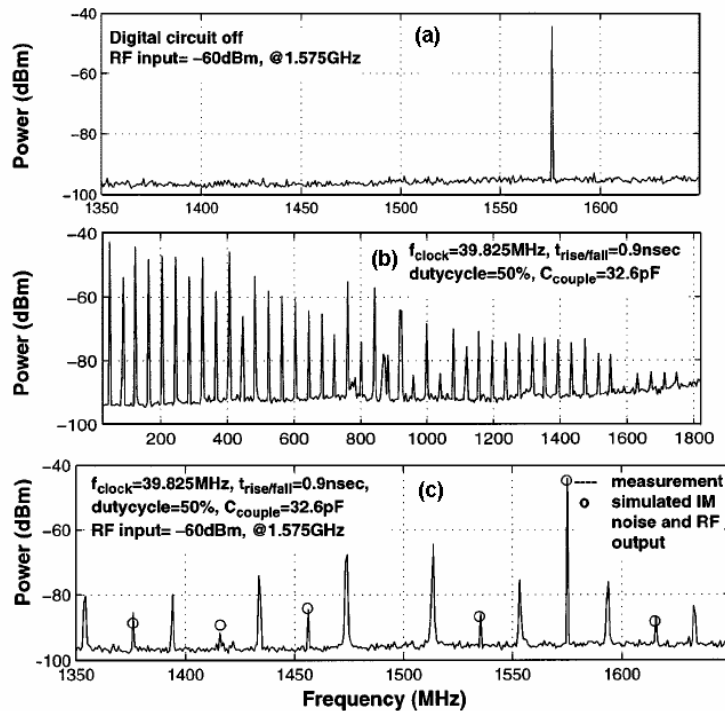


Fig. (33): (a) Espectro de la respuesta de salida del LNA sin ruido de substrato. (b) Espectro del ruido de substrato. (c) Espectro de la respuesta de salida del LNA con ruido.

En este mismo trabajo, [Xu01], fue medido el espectro de salida de un LNA experimental para una señal sinusoidal de entrada con -60 dBm a 1.5 GHz. En ese experimento cuando el emulador digital generador de ruido de substrato se encontraba desactivado la salida contaba con un único tono de -44 dBm a 1.575 GHz, como se muestra en la figura 33(a). La figura 33(b) muestra el espectro del ruido de substrato generado por el emulador digital, cuya frecuencia de operación es de $f_{clk} = 39.85$ MHz. Bajo estas condiciones la salida del LNA no sólo incluye la señal de RF de -44 dBm a 1.575 GHz, sino tonos de ruido mostrados en la figura 33(c). Los tonos de ruido en 1.354, 1.394, 1.434, 1.474, 1.513, 1.553, 1.593, y 1.633 GHz son el resultado del ruido digital de los tonos debidos a los armónicos de la señal de reloj del 34 al 41, mientras que los tonos de ruido en 1.615, 1.535, 1.456, 1.416 y 1.376 GHz corresponden a productos de intermodulación entre la señal de RF a 1.575 GHz y el ruido de substrato debido a su tercer, cuarto y quinto armónico.

Uno de los objetivos del presente trabajo será analizar el impacto del ruido de substrato en circuitos mezcladores. Un circuito mezclador es esencialmente un bloque que tiene la función de producir una traslación de frecuencia. Este tipo de circuitos se caracterizan por ser sistemas LPTV, es decir, sistemas periódicos variantes en el tiempo. Las herramientas CAD desarrolladas hasta la fecha aún tienen una serie de limitaciones en el análisis de las figuras de ruido para este tipo de circuitos, debido a su variabilidad en el tiempo y a la traslación de frecuencia de los mismos. Por lo tanto, no es posible emplear directamente la aproximación de análisis de ruido de sistemas invariantes en el tiempo (LTI), lo cual supone un interesante reto para el análisis y caracterización del ruido de substrato que se pretende llevar a cabo.

7 REFERENCIAS

- [Ara99] X. Aragonès and A. Rubio, "Experimental comparison of substrate noise coupling using different wafer types", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.34, no. 10:1405–1409, Oct. 1999.
- [Ara03] X. Aragonès and A. Rubio, "Challenges for signal integrity in the next decade", *Materials Science in Semiconductor Processing*, no. 6:107–117, – 2003.
- [Bad03] M. Badaroglu, S. Donnay, H. J. De Man, Y. A. Zinzius, G. G. Gielen, W. Sansen, T. Fonden, and Svante Signell, "Modeling and experimental verification of substrate noise generation in a 220-k gates wlan system-on-chip with multiple supplies", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.38, no. 7:1250–1260, Jul. 2003.
- [Bar02] N. Barton, D. Ozis, T. Fiez and K. Mayaram, "Analysis of Jitter in Ring Oscillators Due to Deterministic Noise", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002*, vol. 4, pp. IV 393-396, 2002.
- [Bar002] N. Barton, D. Ozis, T. Fiez and K. Mayaram, "The Effect of Supply and Substrate Noise on Jitter in Ring Oscillators", *IEEE 2002 Custom Integrated Circuits Conference Proceedings of the IEEE 2002*, 12-15:505-508, May. 2002.
- [Bil83] G. Bilardi, R. Padovani and G. L. Pierobon, "Spectral Analysis of Functions of Markov Chains with Applications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-31, no. 7, Jul. 1983.
- [Bla95] T. Blakick and B.A. Wooley, "The effects of switching noise on an oversampling A/D converter", *Proceedings of the IEEE Int. Solid-State Circuits Conference. (ISSCC'95)*, no. 367:200-201, 1998.
- [Bri00] J. Briaire and S. Krisch, "Principles of substrate crosstalk generation in cmos circuits", *IEEE Transaction on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol.19, no. 6:645–653, Jun. 2000.
- [Cha99] E. Charbon, P. Miliuzzi, L.P. Carloni, A. Ferrari and A. Sangiovanni-Vicentelli, "Modeling digital substrate noise injection in mixed-signal IC's", *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 18, no. 3, Mar. 1999.
- [Cat95] J. Catrysse, "Measured Distortion of the Output-Waveform of an Integrated OPAMP Due to Substrate Noise", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, no. 2:310-313, May. 1995.
- [Cip96] D.J. Ciplickas, and R.A. Rohred, "Expected Current Distributions for CMOS Circuits," *Proceedings of the IEEE/ACM Intl. Conf. on Computer-Aided Design*, 1996, pp. 589-592.
- [Dar00] H. Darabi and A. A. Abidi, "Noise in RF-CMOS Mixers: A simple Physical Model", *IEEE Transactions on Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 1, Jan. 2000.
- [Dem99] A. Demir and P. Feldmann, "Modeling and Simulation of the Interference due to Digital Switching in Mixed-Signal ICs", *Digest of Technical Papers. IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design*, vol. 7, no. 11: 70-74, Nov. 1999.
- [Eyn01] F.O. Eynde, "Parasitic coupling in RF circuits: a real-life experience", *IMEC 2001 Workshop on Substrate Coupling*.
- [Fel99] M. Felder and J. Ganger. Analisis of ground-bounce induced substrate noise coupling in a low resistive bulk epitaxial process: Design strategies to minimize noise effects on a mixed-signal chip. *IEEE Transactions On Circuits and Systems- II: Analog and Digital Signal Processing*, vol.46, no. 11:1427–1436, Nov. 1999.
- [Fry01] R.C. Frye. Integration and electrical isolation in cmos mixed-signal wireless chips. *Proceedings of the IEEE*, vol.12, no. 4:444–455, Apr. 2001.
- [Fry00] R.C Frye, "Switching-Induced Substrate Noise and Mixed-Signal Receiver Design," *Proceedings of the Southwest Symposium on Mixed-Signal Design*, 2000, pp. 119-124.
- [Gha96] R. Gharpurey, and R. Meyer, "Modeling and Analysis of Substrate Coupling in Integrated Circuits," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, Vol. 31, 1996, pp. 344-353.
- [Hei99] M. V. Heijningen, J. Compriet, P. Wambacq, S. Donnay and I. Bolsens, "A design experiment for measurement of the spectral content of substrate noise in mixed-signal integrated circuits", in Proc. Southwest Symp. Mixed-Signal Design, Tucson, AZ, Apr. 11-13, 1999, pp. 27-32.
- [Hei00] M. V. Heijningen, J. Compriet, P. Wambacq, S. Donnay, M. G. E. Engels and I. Bolsens, "Analysis and experimental verification of digital substrate noise generation for Epi-Type Substrates", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 7, July 2000.
- [Hei100] M. V. Heijningen, M. Badaroglu, S. Donnay, M. Engels, and I. Bolsens, "High-level simulation of substrate noise generation including power supply noise coupling", *Design Automation Conference 2000*, Proceedings 2000. 37th:446–451, June 5-9, 2000.
- [Hei02] M. V. Heijningen, M. Badaroglu, S. Donnay, G. G. E. Gielen, and H. J. De Man, "Substrate noise generation in complex digital systems: Efficient modelling and simulation methodology and experimental verification", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.37, no. 8:1065–1072, Oct. 2002.

- [Her99] F. Herzel and B. Razavi, "A Study of Oscillator Jitter Due to Supply and Substrate Noise", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 46, no. 1: 56-62, Jan. 1999.
- [Hey02] P. Heydari, "Analysis of dll jitter due to substrate noise", *Circuits and Systems, 2002. MWSCAS-2002. The 2002 45th Midwest Symposium on*, vol.1, no. 4-7:I: 348-51, Aug. 2002.
- [Jia99] L. Jianhua, Z. Li and H. Tenhunen, "Substrate Noise Analysis for RF CMOS Mixers Based on State Equation Technique", *Third International Workshop on Design of Mixed-Mode Integrated Circuits and Applications*, pp. 94-97, Jul. 26-28, 1999.
- [Jia01] Y.-M. Jiang and K.-T. Cheng, "Vector Generation for Power Supply Noise Estimation and Verification of Deep Submicron Designs", *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 9, no. 2: 329-340, Apr. 2001.
- [Kou02] A. Koukab, K. Banerjee, and M. Declercq, "Analysis and optimization of substrate noise coupling in single-chip RF transceiver design", *IEEE/ACM International Conference on Computer Aided Design, 2002. ICCAD 2002*, pages 309-316, Nov. 14 2002.
- [Kun99] K. S. Kundert, "Introduction to RF Simulation and Its Application", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 9: 1298-1319, Sep. 1999.
- [Lar97] P. Larsson, "dl/dt noise in CMOS integrated circuits", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 12, pp. 113-129, 1997.
- [Lar98] P. Larsson, "Resonance and damping in CMOS circuits with on-chip decoupling capacitance," *IEEE Tr. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 45, No. 8, 1998, pp. 849-858.
- [Lar01] P. Larsson, "Measurement and analysis of pll jitter caused by digital switching noise", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.36, no. 7:1113-1119, Jul. 2001.
- [Lee00] T. H. Lee and A. Hajimiri, "Oscillator Phase Noise: A Tutorial", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 35, no. 3:326-336, Mar. 2000.
- [Le100] D. Leenaerts and P. de Vendre, "Influence of Substrate Noise on RF performance", *Proceedings of the IEEE European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC 2000)*, Sep. 2000.
- [Le298] C.-H. Lee, J. Cornish, K. McCleallan and J. Choma, "Design of low jitter PLL for clock generator with supply noise insensitive VCO", *Proceedings of the IEEE: International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS'98*.
- [Naj91] F. N. Najm, I. N. Hajj and P. Yang, "An Extension of Probabilistic Simulation for Reliability Analysis of CMOS VLSI Circuits", *IEEE Transactions on Computer-Aided Design*, vol. 10, no. 11:1372-1381, Nov. 1991.
- [Ma94] R. Marculescu, D. Marculescu and M. Pedram, "Switching activity analysis considering spatiotemporal correlations", *IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design*, vol. 6, no. 10: 294-299, Nov. 1994.
- [Mar03] F. Martorell, D. Mateo, and X. Aragonès, "Modeling and evaluation of substrate noise induced by interconnects.", *Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition*, pages 524-529, March 3-7 2003.
- [Mar01] F. Martorell, "Aportació a la modelació i anàlisi de l'acoblament a través del substrat en circuits integrats CMOS", PFC Thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, pp. 67-96, 2001.
- [Men00] M. A. Méndez, "Desarrollo de una Herramienta CAD para la predicción del ruido de Conmutación", Tesis de grado de Maestría en Ciencias, INAOE, México, 2000.
- [Nag00] M. Nagata, J. Nagai, T. Morie, and A. Iwata, "Measurements and analyses of substrate noise waveform in mixed-signal ic environment", *IEEE Transaction on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol.19, no. 6:671-, Jun. 2000.
- [Nik98] A. M. Niknejad and R. G. Meyer, "Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for si rf ic's", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.33, no. 10:1470-1481, Oct. 1998.
- [Os03] J. Osorio, L. Elvira and F. Martorell, "Substrate Noise Macro-Modeling of Digital Cores", *Proc. of the XVIII Design of Circuits and Integrated Systems Conference*, Nov. 19-21, 2003.
- [Pun98] A. L. Pun, T. Yeung, J. Lau, F. J. R. Clement, and D. K. Su, "Substrate noise coupling through planar spiral inductors", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.33, no. 6:877-884, Jun. 1998.
- [Phi00] J. Phillips and K. Kundert, "Noise in Mixers, Oscillators, Samplers, and Logic An Introduction to Cyclostationary Noise", *IEEE 2000 Custom Integrated Circuits Conference*, 2000.
- [Sen91] R. Senthinathan and J. L. Prince, "Simultaneous switching ground noise calculation for packaged", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 26, no. 11, November 1991.
- [Sha97] D. K. Shaeffer and T. H. Lee, "A 1.5-V, 1.5 GHz CMOS Low Noise Amplifiers", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 5, May. 1997.
- [Soe03] C. Soens, C. Crunelle, P. Wambacq, G. Vandersteen, D. Listen, S. Donnay, Y. Rolain, M. Kuijk, and A. Barel, "RF performance degradation due to coupling of digital switching noise in lightly doped substrates", *Mixed-Signal Design, 2003. Southwest Symposium on, 23-25 Feb.*, pages 127-132, Feb. 2003.
- [Su93] D. K. Su, M. J. Loinanz, S. Masui, and B. A. Wooley, "Experimental verification and modeling techniques for substrate noise in mixed-signal integrated circuits", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.28, no. 4:420-430, Apr. 1993.

- [Sum01] L. Sumanen and K. Halonen, "A single-amplifier 6-bit CMOS pipeline A/D converter for WDCMA receivers", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. I-584-587, 2001.
- [Sye99] L. J. Svensson and S. Mattisson, "Harmonic content of digital cmos switching waveforms", *Mixed-Signal Design, 1999. SSMSD '99. 1999 Southwest Symposium on*, pages 128–133, 11-13 April 1999.
- [Tan98] A. Tanabe, M. Soda, Y. Tamura, K. Yoshida, A. Fukurawa, "A single-chip 24 Gb/s CMOS optical receiver IC with low substrate cross-talk preamplifier", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 2:2148-2153, 1998.
- [Ter99] M. T. Terrovitis and R. G. Meyer, "Noise in Current-Commutating CMOS Mixers", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 6, Jun. 1999.
- [Ver98] N. K. Verghese and D. J. Allstot, "Computer-aided design considerations for mixed-signal coupling in RF integrated circuits", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.33, no. 3:314–323, Mar. 1998.
- [Wel98] R.J. Welch and A.T. Yang, "Substrate Noise Coupling Analysis and Simulation for an Industrial Phase-Locked Loop", *Proceedings of the IEEE: International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS'98*.
- [Xu01] M. Xu, D. K. Su, D.K. Shaeffer, T. Lee and B. A. Wooley, "Measuring and modeling the effects of substrate noise on the LNA for a CMOS GPS receiver", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 3, Mar. 2001.
- [Zha00] S. Zhao, K. Roy and C. Koh, "Frequency domain analysis of switching noise on power supply network", *ICCAD-2000. IEEE/ACM International Conference on Computer Aided Design*, vol. 5, no. 9:487-492, Nov. 2000.
- [Zei02] P. v. Zeijl, J. Th. Eikenbroek, P. Vervoort, S. Setty, J. Tangenberg, G. Shipton, E. Kooistra, C. Keekstra, D. Belot, K. Visser, E. Bosman and S. Blaakmeer, "A Bluetooth Radio in 0.18- μm CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12: 1679-1687, Dec. 2002.
- [Zin00] Y. Zinzus, E. Lauwers, G. Gielen and W. Sansen, "Evaluation of the Substrate Noise Effect on Analog Circuits in Mixed-Signal Design", *2000 Southwest Symposium on Mixed-Signal Design, 2000. SSMSD*, pp. 131-134, Feb. 27-29, 2000.
- [Zin02] Y. Zinzus, G. Gielen, and W. Sansen, "Analyzing the impact of substrate noise embedded analog-to-digital converters", *Circuits and Systems for Communications, 2002. Proceedings. ICCSC '02. 1st IEEE International Conference on*, pages 82–85, Jun. 2002.

LIBROS

- [Ara999] X. Aragonès, J. L. González and A. Rubio, *Analysis and Solutions for Switching Noise Coupling in Mixed-Signal ICs*, Kluwer Academic Publishers, pp. 222, 1999.
- [Gar90] W. A. Gardner, *Introduction to Random Processes with Applications to Signals & Systems*, second ed., McGraw-Hill Co., 1990.
- [Isa76] D. L. Isaacson and R. W. Madsen, *Markov Chains and Applications*, USA: John Wiley & Sons, 1976.
- [Kal97] N. Kalouptsidis, *Signal Processing Systems, Theory and Design*, First ed, John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [Kem60] J. G. Kemeny and J. L. Snell, *Finite Markov Chains*, New York: D. Van Nostrand Company, Inc., 1960.
- [Lee98] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, USA: Cambridge University Press, Inc., 1998.
- [Leo94] A. Leon-Garcia, *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*, second ed., Addison-Wesley Co., 1994.
- [Mar00] S. L. Marple, *Digital Spectral Analysis with Applications*, Prentice Hall, Inc.
- [Pap87] A. Papoulis, *The Fourier Integral and its Applications*, McGraw-Hill Co., 1987.
- [Raz98] B. Razavi, *RF Microelectronics*, USA: Prentice-Hall, 1998.
- [Ste94] W. J. Stewart, *Introduction to the Numerical Solution of Markov Chains*, USA: Princeton University Press, 1994.
- [Tay94] F. J. Taylor G. Zelniker. *Advanced Digital Signal Processing*. Marcel Dekker, USA:, 1994.
- [Wil02] G. Williams, *Álgebra Lineal*, México, D.F.: Mc Graw Hill Interamericana, 2002. pp 95-101,283-287.
- [Zel94] G. Zelniker, F. J. Taylor, *Advanced Digital Signal Processing*, Marcel Dekker, Inc., 1994.

PÁGINAS WEB

- [Cad] www.cadence.com

PUBLICACIONES Y REPORTES INTERNOS

- [Men103] M.A. Méndez, J.L. González, and A. Rubio, “An Approach to the Statistical Characterization of the Switching Noise”, *Proc. of the XVIII Design of Circuits and Integrated Systems Conference*, Nov. 19-21, 2003.
- [Men203] M.A. Méndez, J. González, D. Mateo and A. Rubio, “A Statistical-Based Analysis of the Spectral Content of Power Supply Noise in RF Mixed-Signal CMOS Integrated Circuits”, *Internal Report*, 2003.