

Mejoras en el Consumo de Energía de los Transductores de Corriente Basados en el Efecto Flux-Gate

Manuel Román^{1,2}, Guillermo Velasco¹, Raúl Pérez², Alfonso Conesa¹, Marc Bonell¹, Antonio Rojas³
¹Escola Universitària d'Enginyeria Tècnica Industrial de Barcelona – Consorci Escola Industrial de Barcelona
²Universitat Politècnica de Catalunya – BarcelonaTECH (UPC)
³Premo, S.A.
 manuel.roman@upc.edu

Resumen — En este trabajo se presenta una mejora en el diseño de los transductores de corriente flux-gate, con vistas a la reducción del consumo eléctrico de la electrónica de control.

Esta mejora consiste en la sustitución del amplificador lineal de compensación de flujo, que proporciona la salida de corriente de medida proporcional a la corriente principal, por un amplificador clase H, con lo cual se consigue reducir apreciablemente el consumo de energía de la electrónica sin afectar a las prestaciones del transductor en cuanto a precisión, linealidad, etc.

Palabras Clave — AC and DC current measurement, current transducer, magnetic field measurement, class H amplifier.

I. INTRODUCCIÓN

Los transductores de corriente basados en el efecto flux-gate son utilizados para la medida de corriente continua y alterna de valores elevados con una muy buena precisión y linealidad en la medida [1], [2].

La medida de la corriente se basa en el principio de compensación del flujo magnético. El flujo originado en un núcleo magnético por la corriente principal a medir se compensa mediante el flujo creado por la circulación de una corriente por un devanado de compensación arrollado en el mismo núcleo, de modo que el flujo resultante es nulo (Fig. 1).

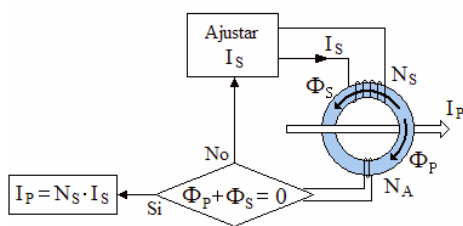


Figura 1. Principio de funcionamiento de los transductores Flux-gate en lazo cerrado

El efecto flux-gate [3], [4], [5], junto con una electrónica de

control, es el que se utiliza para detectar que el flujo resultante es nulo y que la corriente que circula por el devanado de compensación (I_S) es proporcional a la corriente principal (I_P) según la relación de espiras (N_S) entre los devanados por los que circulan ambas corrientes (Ec. 1)

$$I_P = N_S \cdot I_S \quad (1)$$

II. GENERACIÓN DE LA CORRIENTE DE COMPENSACIÓN

La condición de flujo cero en el circuito magnético en el que están implicadas la corriente principal y la corriente de compensación, se obtiene consiguiendo que sea nulo el valor medio del flujo de excitación flux-gate generado mediante un devanado auxiliar de excitación (N_A) (Figs. 1 y 2).

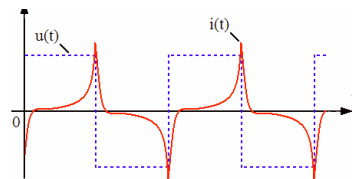


Figura 2. Corriente de excitación flux-gate con flujo nulo debido a la corriente principal. Tensión en el devanado de excitación $u(t)$.

En condiciones de corriente primaria nula el flujo de excitación flux-gate tiene valor medio nulo, y la forma de la corriente que lo origina es la que se muestra en la Fig 2. Pero cuando la corriente primaria no es nula, o hay flujo residual en el circuito magnético, el flujo de excitación se desplaza y su valor medio no es nulo, tal como se indica en la Fig. 3.

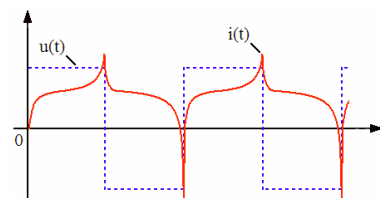


Figura 3. Corriente de excitación flux-gate con flujo no nulo debido a la corriente principal. Tensión en el devanado de excitación $u(t)$.

Cuando, con corriente principal no nula, el valor medio del flujo de excitación flux-gate es nulo, significa que son iguales y de sentido contrario el flujo debido a la corriente principal y el debido a la corriente de compensación, con lo que esta última es proporcional a la corriente principal según la relación de espiras.

La generación de la corriente de compensación corre a cargo de la electrónica de control y es suministrada por un amplificador con la condición de que el valor medio del flujo de excitación flux-gate sea nulo.

Dado el amplio rango de trabajo de estos transductores de corriente y la elevada precisión que se puede conseguir (hasta 0,001%), es muy importante que la señal suministrada por el amplificador sea precisa, lineal y desprovista de señales parásitas, por lo que este amplificador tradicionalmente suele ser lineal clase AB.

A continuación se contemplan tres posibilidades para implementar el amplificador encargado de suministrar la corriente de compensación.

A. Amplificador lineal

Es el método habitualmente utilizado para generar la corriente de compensación, basado en la utilización de un amplificador lineal clase AB, cumple perfectamente con las altas prestaciones exigidas al transductor, pero tiene el inconveniente del bajo rendimiento asociado al mismo, de modo que la potencia consumida por la electrónica (P_i) crece linealmente con la corriente de compensación (I_S).

El circuito asociado al devanado de compensación y de medida del transductor flux-gate es un circuito L-R, en donde R es la suma de la resistencia de medida y la propia del devanado, de modo que la potencia de salida del amplificador (P_o) coincide con la consumida en esta resistencia.

Las potencias y el rendimiento (η) son los siguientes:

$$P_o = R \cdot I_S^2 \quad P_i = U_i \cdot I_S \quad \eta = R \cdot I_S / U_i \quad (2)$$

Si el valor de R se selecciona de modo que $R \cdot I_n = U_i$, siendo I_n la corriente nominal o máxima a medir, y suponiendo un amplificador ideal que pueda suministrar en su salida hasta la tensión de alimentación U_i , entonces

$$\eta = I_S / I_n \quad (3)$$

Como ya es conocido, el rendimiento del amplificador es fuertemente dependiente de la corriente suministrada, que en este caso es la corriente de compensación.

El exceso de potencia consumida respecto a la estrictamente necesaria (P_S), es la que se disipa en el amplificador de salida (P_A), de modo que

$$P_A = P_i - P_S = U_i \cdot I_S - R \cdot I_S^2 \quad (4)$$

El valor máximo de esta expresión se alcanza cuando

$$I_S = U_i / (2 \cdot R) \quad I_S = I_n / 2 \quad \eta = 50\% \quad (5)$$

B. Amplificador conmutado clase C

Un amplificador clase C es un amplificador conmutado a una frecuencia f con una señal PWM cuyos sucesivos valores medios coinciden con la señal analógica a obtener en la salida.

En la Fig. 4 se muestra la estructura de un amplificador de este tipo en montaje semipunte, formada por dos MOSFET canal N integrados en un solo encapsulado comercial.

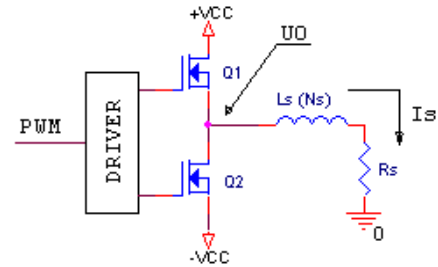


Figura 4. Estructura del amplificador clase C utilizado.

En nuestro caso, la señal analógica de salida que interesa es la corriente del devanado de compensación, y su valor medio para el amplificador de la Fig. 4 vale:

$$I_S = U_i \cdot (2 \cdot D - 1) / R \quad \text{siendo } D = T_{on} / T \quad (6)$$

La gran ventaja de este amplificador es su elevado rendimiento, que teóricamente sería del 100% si se desprecian las pérdidas en los semiconductores.

Pero, y dado que la magnitud de salida del amplificador que interesa es la corriente, existe un rizado en la misma que es debido al proceso de conmutación, cuyo valor es:

$$\Delta I_S = \frac{2 \cdot U_i}{L \cdot f} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (7)$$

Este rizado de corriente, que no aparece en un amplificador lineal, se añade al valor de la corriente de compensación e introduce un error en la medida de esta que puede llegar a ser inadmisibles si la precisión deseada del transductor es muy elevada.

El valor máximo de este rizado se produce cuando $D=0,5$

$$\Delta I_{Smax} = \frac{U_i}{2 \cdot L \cdot f} \quad (8)$$

En un transductor flux-gate comercial el valor de la L puede ser de algunos Henrios y viene determinado por el rango de medida de corriente, las características del núcleo magnético y el número de espiras del devanado de compensación, de modo que este valor no es elegible en general, siendo dependiente de

las características eléctricas y físicas del transductor.

El valor de la frecuencia de conmutación sí que puede ser fijada dentro de unos límites para controlar el valor del rizado de corriente pero hay, como mínimo, dos factores a considerar:

- El incremento de las pérdidas de conmutación en los transistores con la frecuencia.
- La transmisión de ruidos a la señal de salida, de la misma frecuencia que la de conmutación, debidos a la existencia de capacidades parásitas en y entre los devanados [3].

Por lo tanto, con un amplificador conmutado clase C, se consigue un considerable ahorro de energía respecto a la solución con un amplificador lineal, pudiéndose alcanzar hasta un 50% teórico a niveles medios de corriente, pero ello es en perjuicio de la precisión en la medida conseguida, que se reduce en uno o dos órdenes de magnitud (0,1%) respecto a la obtenida con un amplificador lineal, debido a la existencia del rizado de corriente al que se ha hecho referencia.

C. Amplificador conmutado clase H

El amplificador clase H es, en su salida, un amplificador lineal pero su alimentación de potencia es variable y adaptada en cada momento al valor de la tensión de salida.

Estos amplificadores son muy utilizados en diversos campos de la electrónica, como audio, comunicaciones, etc.

La adaptación de la alimentación del amplificador lineal puede ser escalonada (multi-stage) [6] o puede ser de forma continua (envelope-tracking) [7], [8], debiendo siempre ser la tensión de alimentación del amplificador lineal superior al valor de la tensión a obtener en la salida del mismo.

En el primer caso, y dependiendo del valor de la tensión de salida, la alimentación del amplificador se conmuta a dos o tres valores para adaptarse a la tensión de salida. De este modo se reduce la diferencia entre la tensión de alimentación y la de salida del amplificador de forma escalonada, y también la potencia perdida en el amplificador, que es proporcional a esa diferencia y a la corriente de salida.

En el segundo caso, la tensión de alimentación del amplificador sigue a la forma de onda de salida pero siendo siempre superior a esta en un valor constante (u), que interesa que sea lo más bajo posible, pero sin causar distorsión en la señal de salida. De este modo, la potencia perdida en el amplificador es también directamente proporcional a su corriente de salida y a la diferencia entre la tensión alimentación y la tensión de salida del amplificador lineal, pero con la ventaja de que esta diferencia de tensión es un valor considerablemente menor, en el caso del amplificador clase H, que la que existe en un amplificador lineal convencional.

La potencia de entrada al amplificador clase H será:

$$P_A = (U_0 + u) \cdot I_S \quad (9)$$

Y el rendimiento:

$$\eta = \frac{U_0}{U_0 + u} = 1/(1 + u/U_0) \quad (10)$$

Es decir, cuanto menor es u mejor será el rendimiento obtenido y en el caso ideal, con $u=0$, el rendimiento es la unidad.

Por lo tanto, el amplificador que alimenta al devanado de compensación del transductor flux-gate, realizado con un amplificador clase H, se comporta en cuanto a precisión como un amplificador lineal y en cuanto a consumo como uno conmutado clase C.

Es por ello por lo que se propone la utilización de un amplificador clase H como amplificador de salida para alimentar la corriente de compensación en un transductor de corriente basado en el efecto flux-gate, consiguiéndose de este modo lo siguiente:

- Mantener la alta precisión propia de los transductores convencionales que utilizan un amplificador lineal para generar la corriente de compensación.
- Disminuir drásticamente el consumo de potencia eléctrica necesaria, hasta valores que pueden alcanzar el 50% teórico respecto al de un transductor flux-gate convencional.

El inconveniente que puede surgir con la utilización de un amplificador clase H es que afecte al comportamiento transitorio del transductor frente a variaciones rápidas de la corriente a medir, debido a que el ancho de banda del amplificador clase H es menor que el de un amplificador lineal convencional.

Pero esto no es inconveniente en el caso de la aplicación que nos ocupa, ya que, en un transductor de corriente basado en el efecto flux-gate, el comportamiento transitorio no es asumido por el efecto flux-gate, sino por el efecto transformador convencional.

III. IMPLEMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR CLASE H

A. Estructura de potencia

De las dos posibilidades para implementar el amplificador clase H antes apuntadas, se considera la segunda (envelope-tracking), consistente en alimentar al amplificador lineal con una tensión cuyo valor absoluto es superior a la tensión de salida en un valor constante (u). Es decir, la alimentación del amplificador (U_A) es una envolvente de la tensión de salida, de modo que las alimentaciones positivas (U_{A+}) y negativas (U_{A-}) del amplificador valen, respectivamente:

$$U_{A+} = U_0 + u \quad U_{A-} = U_0 - u \quad (11)$$

Naturalmente, la fuente de alimentación que proporciona las tensiones positiva y negativa al amplificador lineal debe ser de alto rendimiento, es decir, debe ser una fuente conmutada.

Esta fuente conmutada debe poder aportar tensión positiva y negativa con signos de corriente iguales o distintos a los de la tensión, por lo que debe poder trabajar en los cuatro cuadrantes U-I.

Aunque la estructura del convertidor de potencia que puede

cumplir con estas exigencias es un puente en H, debido a que se exige que la salida de la corriente de medida del transductor flux-gate esté referida y tenga un punto común con la alimentación de la electrónica, la estructura del convertidor utilizado consta de dos convertidores semipunte (half-bridge), uno para la alimentación positiva y otro para la negativa, tal como se muestra en la Fig. 5.

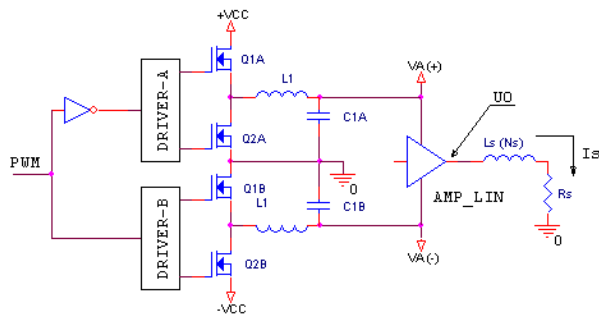


Figura 5. Estructura del convertidor de potencia clase H

B. Estructura del control del amplificador clase H

El control del convertidor que suministra la alimentación del amplificador lineal debe controlar a los dos convertidores semipunte que proporcionan las tensiones positiva y negativa.

La consigna de la tensión de salida de estos convertidores es igual a la que debe proporcionar el amplificador lineal en su salida, a la que se le suma la diferencia constante (u).

El control de estos convertidores está hecho sobre uno de ellos, y el ciclo de trabajo del mismo (D_{A+}) se obtiene tomando como consigna de tensión (U_{A+}^*) el valor absoluto de la consigna de la tensión de salida del amplificador lineal sumándole (u), según Ec. 12.

$$U_{A+}^* = |U_0^*| + u \quad (12)$$

El ciclo de trabajo (D_{A-}) del otro convertidor semipunte será el complementario, de modo que:

$$T_{ON+} = T_{OFF-} \Rightarrow D_{ON+} = (1 - D_{ON-}) \quad (13)$$

De este modo, la tensión de salida de ambos convertidores será igual y de signo contrario.

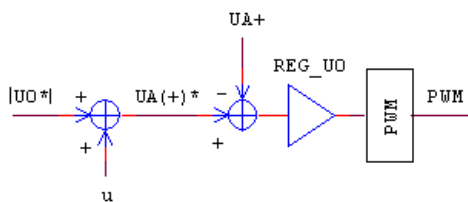


Figura 6. Diagrama de bloques del control del convertidor clase H

En la Fig. 6 se muestra un diagrama de bloques simplificado del principio de control del convertidor, y en la Fig. 7 se puede observar las formas de onda de la tensión de salida del amplificador clase H y la de alimentación del amplificador lineal obtenidas mediante simulación.

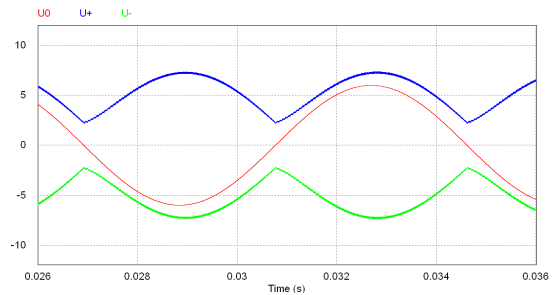


Figura 7. Alimentación amplificador lineal (U_{A+} y U_{A-}) y tensión de salida senoidal (U_0) del amplificador clase H a $f=130\text{Hz}$.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para obtener resultados experimentales se ha utilizado un transductor de corriente flux-gate DCT700A, de la firma Premo, S.A, de 700A de corriente nominal, el cual posee un amplificador conmutado clase C en el circuito de medida y compensación.

En este transductor se ha incorporado una nueva electrónica de control con un amplificador clase H en sustitución del clase C.

Al mismo tiempo, y para poder apreciar las diferencias con un transductor con amplificador lineal, se ha hecho trabajar al mismo amplificador clase H sin la función tracking, es decir, solo como amplificador lineal.

Todo ello ha permitido experimentar con tres transductores con los mismos circuitos magnéticos y la misma electrónica para medida según el principio flux-gate, pero con tres variantes de la etapa de amplificación de salida que suministra la corriente de medida y compensación: amplificador lineal, amplificador clase C y amplificador clase H.

En las figuras siguientes se muestran los resultados experimentales obtenidos en cuanto a consumo de energía del transductor.

A. Comportamiento del amplificador clase H

En la Fig. 8 se muestra el funcionamiento del amplificador clase H a una frecuencia de la señal de salida de 130Hz y con una diferencia de tensión de tracking (u) del orden de 1V.

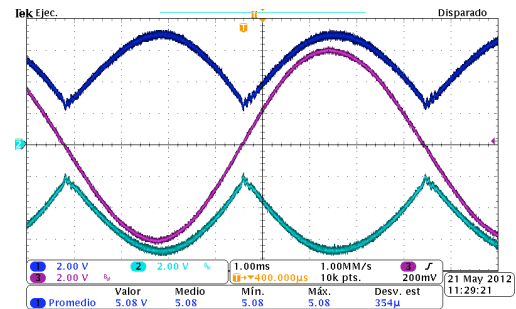


Figura 8. Alimentación amplificador lineal (U_{A+} y U_{A-}) y tensión de salida senoidal (U_0) del amplificador clase H a $f=130\text{Hz}$.

En esa misma figura, y en comparación con la Fig. 7, se puede apreciar que el resultado experimental coincide con el obtenido en simulación

B. Consumo de energía del transductor.

Se han hecho medidas del consumo de energía en la entrada de la alimentación (VCC) de $\pm 15V$ del transductor, incluyendo el consumo propio de la electrónica de control, y se han obtenido los resultados que se muestran en la Fig. 9.

Como se observa, la característica de potencia del amplificador lineal es proporcional a la corriente principal a medir, con un offset a corriente cero debido al consumo propio de la electrónica de control.

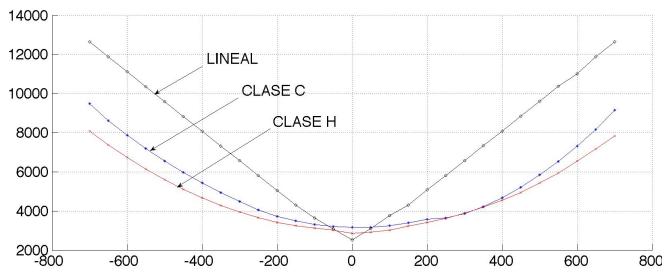


Figura 9. Comparación del consumo de energía del amplificador lineal, clase C y clase H. Escala vertical Vatios, escala horizontal Amperios

En el caso del amplificador conmutado clase C, la evolución de la característica de potencia es cuadrática y proporcional a la resistencia del circuito de compensación, formada por la suma de la resistencia de medida (R_S) y la del propio devanado (R_L), cuya suma vale R , y al cuadrado del valor eficaz de la corriente que lo atraviesa ($R \cdot I_S^2$).

Existe un offset a corriente principal nula, que es debido al consumo propio de la electrónica y que en este caso es algo superior al del amplificador lineal.

En lo referente a consumo, el amplificador clase H se comporta como uno clase C y su característica de potencia es similar.

En la Fig. 10 se muestra el ahorro de energía de los amplificadores clase C y clase H en relación con el amplificador lineal, pudiéndose observar que este ahorro llega casi al máximo teórico del 50%, concorde con la Ec. 5.

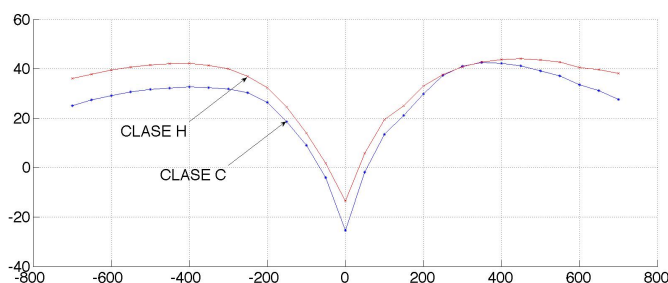


Figura 10. Ahorro de energía en % del amplificador clase H y clase C respecto al lineal. Escala vertical %, escala horizontal Amperios

Las diferencias de consumos, y las asimetrías entre corrientes positivas y negativas observadas entre los amplificadores clase H y G, que se muestran en las Figs. 9 y 10, deben ser atribuidas a las particularidades de la implementación de la electrónica de control de cada amplificador, y no a los propios amplificadores cuyos rendimientos deben ser similares.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado una mejora en cuanto al consumo de energía de la electrónica de control de transductores de corriente basados en el efecto flux-gate.

Debido a que la mayor parte del consumo de energía se produce en el amplificador de salida que alimenta al devanado de compensación de flujo, se ha centrado el interés en esta etapa de salida que posee todo transductor flux-gate.

Se ha considerado el amplificador lineal como modelo óptimo teniendo en cuenta la precisión, linealidad y ausencia de ruido en la señal resultante de medida de corriente.

Para optimizar el consumo de energía de la electrónica de control se ha propuesto utilizar un amplificador conmutado clase C y un amplificador lineal clase H.

Tanto las consideraciones teóricas como las experiencias realizadas han demostrado que ambos tipos de amplificadores mejoran considerablemente el consumo de energía en casi un 50% en algunas circunstancias.

No obstante, el amplificador conmutado clase C posee el inconveniente de que aporta un rizado añadido a la señal de la corriente de medida que, en los casos de necesidades de alta precisión, puede ser un inconveniente.

Por todo ello se considera y demuestra experimentalmente que, de entre las tres opciones presentadas, la más ventajosa, aunque con algo más de complejidad en el diseño, es la basada en la utilización de un amplificador clase H como etapa de salida del circuito de compensación y medida de corriente.

Se puede afirmar que esta opción tiene las ventajas del bajo consumo asociado a un amplificador clase C, pero manteniendo todas las demás prestaciones en cuanto a linealidad, precisión, etc. propias de un amplificador lineal.

Este equipo ha sido desarrollado en el marco del convenio de colaboración suscrito entre la Escola Universitària d'Enginyeria Tècnica Industrial de Barcelona (EUETIB-UPC) y el Grupo Premo S.A.

VI. BIBLIOGRAFÍA

- [1] PREMO Group, Catalog: DCT 700A Transducers (2014).
- [2] LEM International SA, Catalog: High Precision Current Transducers (2014).
- [3] M. Román, G. Velasco, A. Conesa and F. Jeréz, 'Low consumption Flux-gate transducer for AC and DC high-current measurement', IEEE Sensors Journal, Vol 11, Jun 2010, pp. 280-287.
- [4] C. Xiao, L. Zhao, T. Asada, W. G. Odendaal and J. D. van Wyk, 'An overview of integratable current sensor technologies', Conference Record of the Industry Applications Conference Vol. 2, 38th IAS annual meeting, Salt Lake City (UT), USA, Oct.12-16 2003, pp. 1251-1258.
- [5] P. Ripka, 'Advances in fluxgate sensors', Sens. Actuators A Vol. 106 (2003) pp. 8-14.
- [6] D.Kang, D. Kim, J. Kim, Y. Cho, B. Park, CH. Zhao, B. Kim, "Envelope-Tracking two-stage power amplifiers". 6th Microwave Integrated Circuits Conference, (2011), pp. 644-647.
- [7] D. Kimball, J.J. Yan, P. Theilmann, M. Hassan, P. Asbeck L. Larson, "Efficient and wideband envelope amplifiers for envelope tracking and polar transmitters", Topical conference on power amplifiers for wireless and radio applications, PAWR 2013, pp. 13-15.
- [8] J. Jeong, D.F. Kimball, M. Kwak, Ch. Hsia, PDraxler, P. M. Asbeck, "Wideband envelope tracking power amplifier with reduced bandwidth power supply waveform", Microwave symposium digest, 2009, MTT'09, pp. 1381-1384.