

Modelado y simulación de un motor de inducción

Alexander Flórez Martínez, Jesús Omar Vargas Flórez
Universidad de Pamplona –Norte de Santander

Fecha de Recepción: 29/01/17 – Fecha de Aceptación: 07/03/17

Resumen

La operación usual de la máquina de inducción es como motor, en cuyo caso el funcionamiento básico consiste en alimentar el enrollado del estator desde una fuente trifásica para producir un campo magnético rotatorio. Este campo magnético gira a una velocidad síncrona (ω_s) de acuerdo con la frecuencia eléctrica de alimentación e induce corrientes en el rotor mediante el mismo efecto que el transformador (inducción). En el presente artículo se estudia con detalle la máquina de inducción analizando su principio de funcionamiento, características constructivas más relevantes y modelo.

Palabras Clave: Motor de inducción, modelo matemático, campo orientado, Simulación, FEM.

Abstract

The usual operation of the induction machine is as a motor, in which case the basic operation consists in feeding the winding of the stator from a three-phase source to produce a rotating magnetic field. This magnetic field rotates at a synchronous speed (ω_s) according to the electrical frequency of supply and induces currents in the rotor by the same effect as the transformer (induction). In the present article the induction machine is studied in detail analyzing its operating principle, most relevant constructive characteristics and model.

Keywords: Induction motor, mathematical model, oriented field, simulation, FEM.

I. INTRODUCCIÓN

Los motores asíncronos o de inducción, son prácticamente motores trifásicos. Están basados en el accionamiento de una masa metálica por la acción de un campo giratorio. Están formados por dos armaduras con campos giratorios coaxiales: una es fija y otra es móvil. También se les llama, respectivamente, estator y rotor [1].

El devanado del rotor, que conduce la corriente alterna que se produce por inducción desde el devanado del estator conectado directamente, consiste de conductores de cobre o aluminio vaciados en un rotor de laminaciones de acero. Se

Instalan anillos terminales de cortocircuito en ambos extremos de la jaula de ardilla o bien en uno de los

extremos en el caso del rotor devanado [2].

Los motores de inducción de rotor devanado son menos utilizados, debido a su mayor costo, y a que requieren de más mantenimiento que los de jaula de ardilla [3].

El motor de inducción es altamente utilizado en la industria dado a su robustez, buen desempeño, bajo mantenimiento y la facilidad de operación que ha generado el desarrollo de los dispositivos semiconductores en las últimas décadas. El modelo dinámico de la máquina debe ser conocido de forma que se comprenda el comportamiento y diseño del dispositivo de control [4]. El diseño de un buen controlador debe tener en cuenta cualquier cambio posible de la planta; el modelo dinámico debe incorporar tanto la respuesta del sistema en estado estable como transitorio, el control de vector orientado o el control por campo orientado requieren del sistema con modelo dinámico [5].

Basados en la representación de dos fases de una máquina trifásica se logra un análisis simple del motor de inducción [6]. El documento inicia con la descripción del sistema en el marco estacionario [4][6] o como algunos autores lo llaman el modelo dinámico, luego se presenta la deducción del sistema en el llamado sistema de coordenadas de campo orientado del flujo de rotor o marco sincrónico del motor de inducción y una de las técnicas de control más simples del motor en lazo abierto que se fundamenta en la variación de la frecuencia del voltaje de alimentación, en la siguiente sección se presenta el modelo de simulación diseñado en el ambiente Simulink del software MATLAB y por último se presentan los resultados de la simulación del arranque basados en los parámetros reales de un motor de inducción jaula de ardilla [7][8].

II. ESTADO DEL ARTE

Campo magnético rotatorio del estator

Un estator con tres enrollados idénticos, ubicados físicamente a 120° y alimentados con voltaje trifásico equilibrado, origina un campo magnético rotatorio de magnitud constante el cual gira a una cierta velocidad (ω_s) constante [9].

En efecto, cada uno de los enrollados origina un flujo cuya magnitud varía sinusoidalmente en el tiempo y cuya dirección principal, coincide con el eje del enrollado. De este modo, se genera para cada fase una fuerza magnetomotriz en el estator (Fe) que, de acuerdo con la ley de Ampere, está dada por [10]:

$$F_e = N \cdot i_j$$

$$j: a, b, c$$

En la Figura 1, se ejemplifica este fenómeno para la fase “a”.

Figura 1. Motor de inducción de un par de polos.

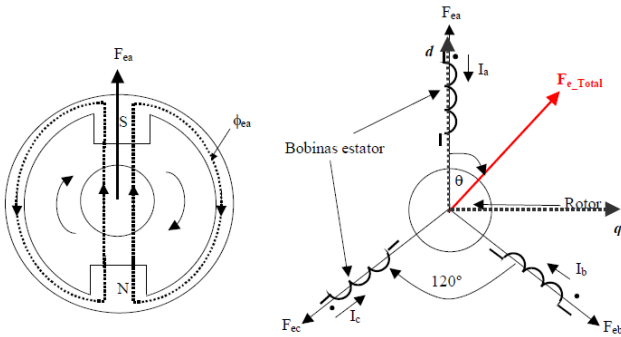
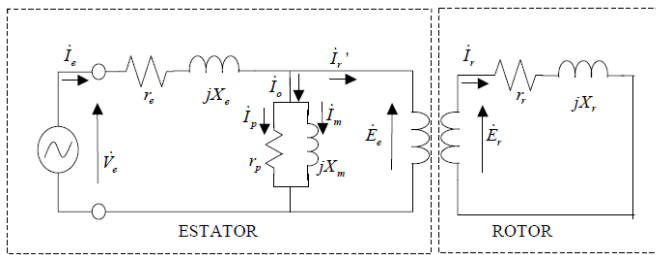


Figura 2. Circuito equivalente por fase (general).



La deducción del circuito de la figura 2, es análoga para el caso del transformador [11]:

- Las resistencias r_e y r_r representan las pérdidas en los enrollados de estator y rotor respectivamente.
- Las inductancias X_e y X_r modelan las perdidas por flujos de fuga en el estator y rotor respectivamente.
- La rama paralela en el estator representa las pérdidas en vacío tales como pérdidas en el hierro en el estator y rotor, pérdidas por roce (que son función de la velocidad) y pérdidas adicionales.

III. ECUACIONES DINÁMICAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El sistema del motor de inducción equivalente de dos fases presenta los ejes de cuadratura (q) y directo (d) tanto en el estator como en el rotor [12][13]. Para comenzar se presenta el sistema no lineal de ecuaciones diferenciales que modela el comportamiento dinámico del motor de inducción de np pares de polos.

Ecuación 1. Ecuaciones dinámicas motor inducción.

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{rd} \cos(n_p \theta) - i_{rq} \sin(n_p \theta)) \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{rd} \sin(n_p \theta) + i_{rq} \cos(n_p \theta)) \\ 0 &= R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{sd} \cos(n_p \theta) + i_{sq} \sin(n_p \theta)) \\ 0 &= R_r i_{sq} + L_r \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (-i_{sd} \sin(n_p \theta) + i_{sq} \cos(n_p \theta)) \\ j \frac{d\omega}{dt} &= n_p L_m (i_{sq} (i_{rd} \cos(n_p \theta) - i_{rq} \sin(n_p \theta)) \\ &\quad - i_{sd} (i_{rd} \sin(n_p \theta) + i_{rq} \cos(n_p \theta))) - f \omega - T_L \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned}$$

Con los flujos de fuga dados por:

Ecuación 2. Ecuaciones flujos de fuga

$$\begin{aligned} \lambda_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m (i_{rd} \cos(n_p \theta) - i_{rq} \sin(n_p \theta)) \\ \lambda_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m (i_{rd} \sin(n_p \theta) + i_{rq} \cos(n_p \theta)) \\ \lambda_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m (i_{sd} \cos(n_p \theta) + i_{sq} \sin(n_p \theta)) \\ \lambda_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m (-i_{sd} \sin(n_p \theta) + i_{sq} \cos(n_p \theta)) \end{aligned}$$

Donde R_r , R_s son las resistencias del rotor y estator respectivamente, L_s , L_r y L_m son las inductancias de estator, rotor y de acoplamiento, J es el coeficiente de amortiguamiento, f es el coeficiente de viscosidad y T_L es el torque de carga [14].

Ecuación 3. Variables de estado.

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{n_p L_m}{J L_r} (i_{sq} \varphi_{rd} - i_{sd} \varphi_{rq}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} - n_p \omega \varphi_{rq} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} - n_p \omega \varphi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} \\ v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{aligned}$$

Donde:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$$

El conjunto de ecuaciones 1 es complicado para el diseño de estrategias de control por lo que se busca usar un sistema que presente las variables de estado medibles y no medibles, para el caso del motor de inducción más utilizado el jaula de ardilla no se tiene acceso a las variables del rotor. Para el caso del conjunto ecuaciones de 1, se pueden reescribir en términos de los flujos de fuga del rotor (usando algunas ecuaciones de 2) y como resultado se eliminan las expresiones de $\cos(np\theta)$ y $\sin(np\theta)$ [2]. El sistema resultante en términos de las variables de estado ϕ_{rd} , ϕ_{rq} , i_{sd} , i_{sq} , ω y θ se presenta en el conjunto de ecuaciones 3.

Ahora reorganizando para las ecuaciones de voltaje en el estator en función de las ecuaciones de los flujos de rotor tanto del eje directo como el de cuadratura a la forma de espacio de estados es descrita por 4 [2, 4].

Ecuación 4. Ecuaciones en espacio de estados

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\omega}{dt} &= \mu (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= -\eta \phi_{rd} - n_p \omega \phi_{rq} + \eta L_m i_{sd} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} &= -\eta \phi_{rq} - n_p \omega \phi_{rd} + \eta L_m i_{sq} \\ \frac{di_{sd}}{dt} &= \eta \beta \phi_{rd} + \beta n_p \omega \phi_{rq} - \gamma i_{sd} + \frac{v_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \eta \beta \phi_{rq} + \beta n_p \omega \phi_{rd} - \gamma i_{sq} + \frac{v_{sq}}{\sigma L_s} \end{aligned}$$

IV. SIMULACIÓN DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN UTILIZANDO LA HERRAMIENTA SIMULINK DE MATLAB

Para observar el comportamiento de un motor asíncrono se realizó la simulación utilizando Simulink de Matlab [15]. Se espera conocer el torque, corriente de estator y la velocidad del motor, en el dominio del tiempo. A continuación, se comparte diagrama de bloques para la configuración de los parámetros establecidos para el motor de inducción.

Figura 3. Parámetros simulación motor trifásico.

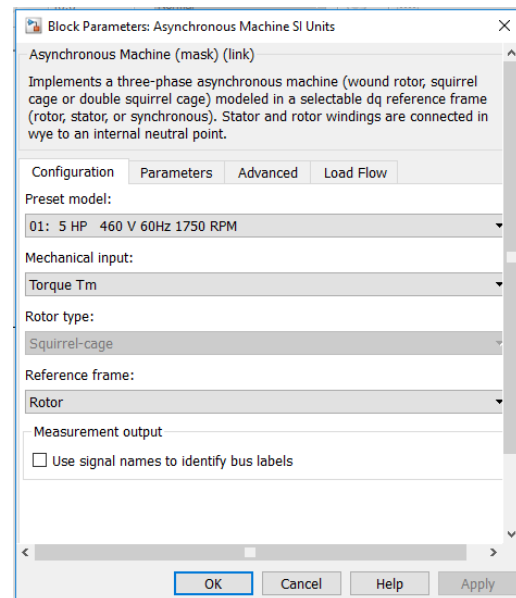


Figura 4. Parámetros de resistencia e inductancia motor trifásico. Fuente autores.

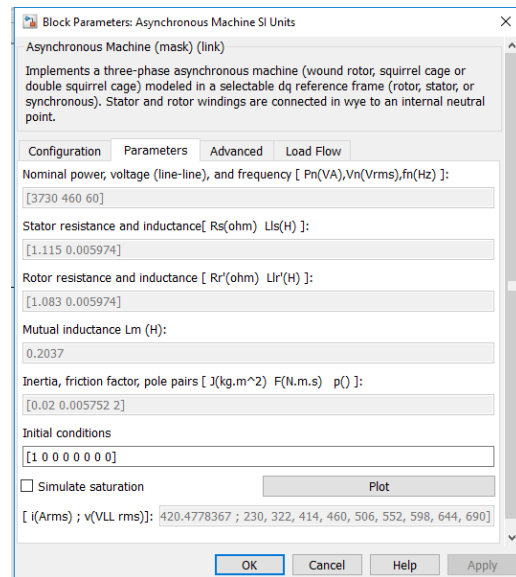
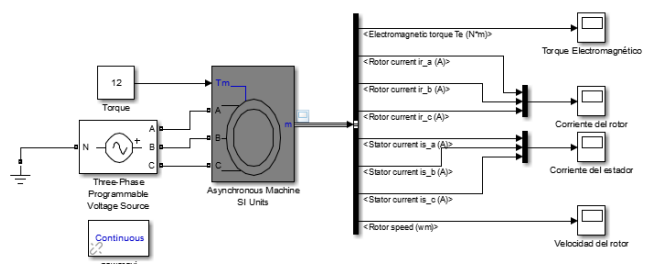


Figura 5. Esquemático motor trifásico en Simulink. Fuente autores.



La mayoría de las máquinas rotatorias eléctricas presentan un estado transitorio en su arranque, en este estado las corrientes del devanado de estator se elevan por encima de la corriente nominal de 10 veces, traduciendo este aumento en un mayor torque electromagnético en el eje del rotor, dicho torque permitirá vencer la inercia propia de la máquina.

Arranque en vacío

El arranque en vacío consiste básicamente en alimentar el estator con la tensión de la placa y no acoplar ninguna carga al eje del rotor. El comportamiento de un motor asíncrono trifásico se suele representar mediante las curvas características, que son la representación gráfica de las relaciones entre los diversos parámetros de la máquina. La figura 6, muestra el torque en función del tiempo, el cual se acerca a la carga en este caso cero, aproximadamente a los 0.3s después del arranque.

Figura 6. Torque arranque en vacío motor de inducción.

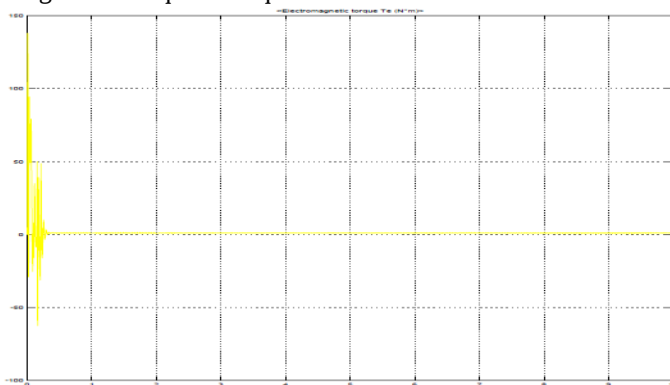
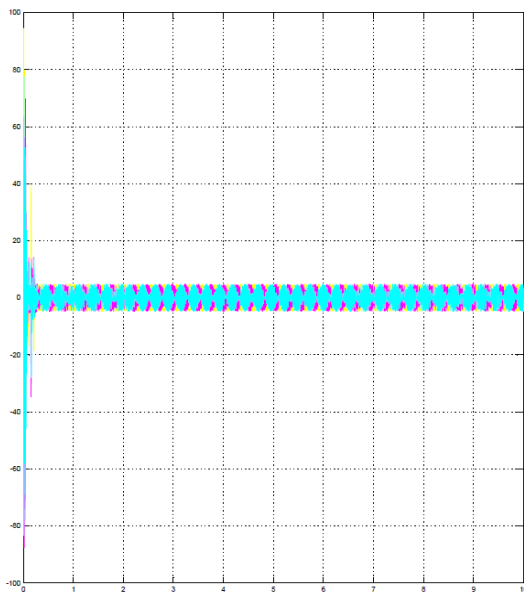


Figura 7. Corriente estator motor inducción en vacío.



El torque se relaciona directamente con la corriente aplicada en los devanados del estator, tal como se ve en el gráfico 7, en el instante del arranque la corriente toma un valor de

84.4A, esto representa aproximadamente 18 veces más la corriente del motor una vez que se estabiliza el sistema 4.75A.

Arranque con carga

Figura 8. Torque arranque plena carga motor de inducción.

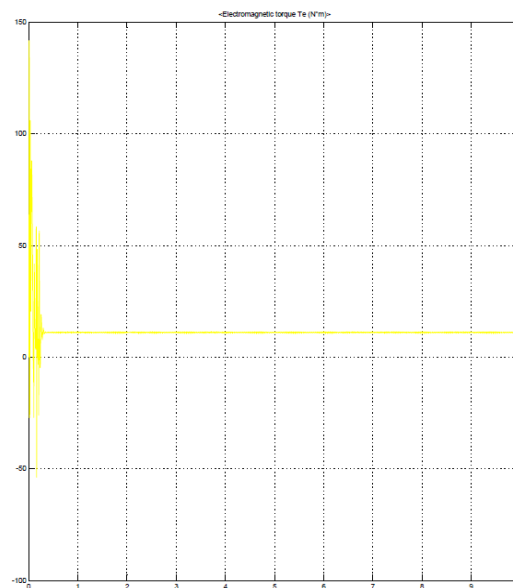
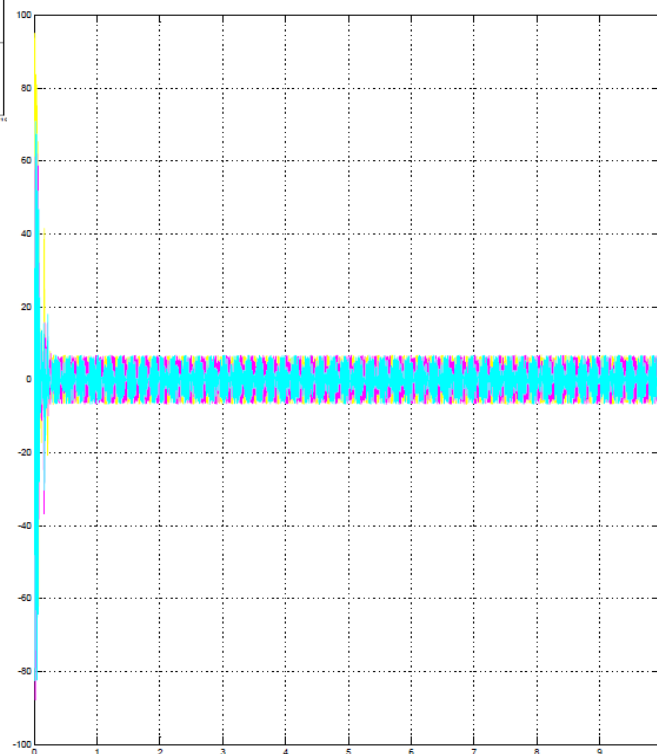


Figura 9. Corriente estator motor inducción plena carga.



El presente caso, simula una carga conectada en el eje con un valor de 10N-m. En el gráfico de torque en función del tiempo se confirma que el motor tarda más en alcanzar la estabilidad, para este caso se logra a los 0.4s, tal como se

muestra en el gráfico 8. Lo mismo sucede con la corriente en el estator, el motor tarda un poco más de tiempo en estabilizarse, gráfico 9, y lo hace aproximadamente en 6.7 A.

V. CONCLUSIONES

Como resultado de las simulaciones realizadas para el motor de inducción, se puede determinar que la mayoría de las máquinas rotatorias eléctricas presentan un estado transitorio en su arranque, en este estado las corrientes del devanado de estator presentan un aumento en la corriente nominal de aproximadamente más de 10 veces, lo suficiente para permitir un aumento en torque electromagnético al eje del rotor, dicho torque permitirá vencer la inercia propia de la máquina.

Como resultado de la simulación del motor de inducción para un arranque en vacío básicamente se alimenta el estator con la tensión de la placa y no acoplar ninguna carga al eje del rotor. En el gráfico 6 se muestra el torque en función del tiempo, el cual se acerca a la carga en este caso cero, aproximadamente a los 0.3s después del arranque.

Para el caso del motor de inducción con carga, la simulación se realiza con un valor de 10N-m como resultado se puede visualizar el gráfico 8, torque en función del tiempo, se confirma que el motor tarda más en alcanzar la estabilidad, para este caso se logra a los 0.4s, igualmente la corriente en el estator, el motor tarda un poco más de tiempo en estabilizarse, y lo hace aproximadamente en 6.7 A.

VI. REFERENCIAS

- [1] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, United States, 2001.
- [2] J. Chiasson, *Modeling and High Performance Control of Electric Machines*, IEEE Press Series on Power Engineering, Wiley-Interscience, New York, 2005.
- [3] A. E. Fitzgerald, Jr. C. Kingsley, S. D. Umans, *Electric Machinery*, 6th edition, United States, 2003.
- [4] M. Montanari, S. Peresada, A. Tilli, A Speedsensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation, *Automatica*, 42, pp. 1637-1650, 2006
- [5] J. Chiasson, A new approach to dynamic feedback linearization control of an induction motor, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 43, No. 3, pp. 391-397, March 1998.
- [6] G. Espinosa-Pérez, R. Ortega, An Output Feedback Globally Stable Controller for Induction Motors, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 40, No. 1, pp. 138-143, January 1995.
- [7] F. Blaschke, "The principle of Field Orientation as applied to the new Transvector-Closed Loop Control Systems for Rotating Field Machines", Siemens

- [8] D. Hanselman and B. Littlefield, "Mastering MATLAB 5: A comprehensive tutorial and reference," 1997.
- [9] S. Nakamura, R. García, and R. Gutiérrez, "Análisis numérico y visualización gráfica con MATLAB," 1997.
- [10] R. del Río, "Gráficas con Matlab," *la aritmética al análisis Hist. y Desarro.*, 2004.
- [11] J. Walkenbach, "Excel 2007. Programación con VBA," 2007.
- [12] D. B. Solé, "Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC," 1999.
- [13] L. R. Rugel and E. Q. Maya, "Diseño e implementación de un entrenador de instrumentación industrial, con aplicaciones en los procesos de temperatura, presión y nivel," 2014.
- [14] C. Smith, A. Corripio, and S. Basurto, "Control automático de procesos: teoría y práctica," 1991.
- [15] F. Enríquez, E. Sifuentes, G. Bravo, and A. Castro, "Sistema Embebido para Validar el Funcionamiento de la Tarjeta de Adquisición de Datos USB-6009 de National Instruments," *Inf. tecnológica*, 2016.

BIOGRAFÍA



Jesús Omar Vargas Flórez, Ingeniero Electrónico de la Universidad Pontificia Bolivariana Seccional Bucaramanga y Especialista en Automatización Industrial de la Universidad Santo Tomas de Bucaramanga, con Formación de

Alto Nivel en Gestión Estratégica de la Innovación, Diplomado en Instrumentación, Automatización y Control Virtual, Diplomado en Herramientas Computacionales para Ingeniería, Certificaciones con D-Link Technology Institute como DPC (D-Link Partner Certification) D-Support for Wireless y DAC (D-Link Advanced Certification) para las nuevas Tendencias en Tecnologías de Conectividad y Movilidad en redes de datos. Más de 5 años de experiencia como docente, 8 años de experiencia en sector industria enfocado al desarrollo de proyectos en el área de electrónica, telecomunicaciones y automatización de procesos. Actualmente se desempeña como Gerente de la empresa Grupo SIATEC Ltda, además está vinculado como docente e Investigador en la Universidad Nacional Abierta y a Distancia – UNAD, y adelanta estudios para optar por el título de Magister en Controles Industriales con la Universidad de Pamplona.



Alexander Flórez Martínez,
Ingeniero en Instrumentación
y Control Electrónico de la
Universidad Distrital
Francisco José de Caldas
Bucaramanga, Especialista en
Automatización Industrial de

la Universidad Santo Tomas de Bucaramanga, Diplomado en Instrumentación, Automatización y Control Virtual UPB, Diplomado en herramientas Computacionales para Ingeniería, certificación especializada en administración de energía para entornos TI Schneider Electric, certificación especializada en sistemas de RACK's y PDU'S Schneider Electric, Certificado movilidad (Wireless) DAC Dlink Advanced Certification, 5 años de experiencia como docente, 8 años de experiencia en sector industria enfocado al desarrollo de proyectos en el área de: electrónica, telecomunicaciones, automatización de procesos. Actualmente director de proyectos de la empresa Grupo SIATEC Ltda y como docente e Investigador en la Universidad Nacional Abierta y a Distancia – UNAD, y adelanta estudios para optar por el título de Magister en Controles Industriales con la Universidad de Pamplona.