

Diseño y simulación de un inversor trifásico SPWM

Omar Alejandro Sosa, Estudiante de Ingeniería en Electrónica UTN-FRC

Resumen – En el siguiente paper se aborda el tema inversor con control por modulación ancho de pulso sinusoidal, explicando y dando a conocer el funcionamiento de cada uno de los bloques que componen al inversor. Además, gráficos en función del tiempo se añaden a fines de esclarecer más aún el tema y por último se incluyen más de una simulación por software (Pspice 16.6) para distintos valores de índices de modulación.

Abstract – In the following paper issue is addressed inverter with sinusoidal pulse width modulation control, explaining and announcing the operation of each of the blocks that make up the inverter. Furthermore, versus time graphs are added late further clarify the subject, and finally more than one software simulation on Pspice 16.6 for different modulation indices values are included.

Index Terms – Inverter, sinoidal pulse width modulation,

NOMENCLATURA

SPWM	Modulación sinusoidal por ancho de pulso
CC	Corriente continua
CA	Corriente alterna
THD	Distorsión armónica total
ST	Señal triangular
SS	Señal sinusoidal
m_a	Índice de modulación de amplitud
m_f	Índice de modulación de frecuencia

I. INTRODUCCIÓN

LOS inversores en general son circuitos de potencia que permiten la conversión de un voltaje de entrada de corriente directa a un voltaje de corriente alterna con amplitud y frecuencia específica.

Los inversores se utilizan en una gran variedad de aplicaciones, desde pequeñas fuentes de alimentación para computadoras, hasta aplicaciones industriales para controlar alta potencia. Por ejemplo, los inversores se utilizan para convertir la corriente continua generada por los paneles solares fotovoltaicos en corriente alterna para utilizar la energía obtenida. Los inversores trifásicos se utilizan como actuadores de motores de inducción, ya que estos requieren convertidores de potencia que puedan proveer una alimentación sinusoidal trifásica balanceada de magnitud y frecuencia variables.

El presente artículo se organiza en 3 secciones: introducción, breve explicación del inversor monofásico y simulaciones.

Se realiza la explicación y la teoría sobre inversores monofásicos pues los inversores trifásicos no son más que una extensión de aquellos.

II. INVERSOR CON MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSOS SPWM

En circuitos de inversores, el SPWM (o simplemente PWM) es un poco más complejo que el PWM utilizado en convertidores

CC-CC, pues, como ya antes se menciona, se desea que la salida del inversor fuese sinusoidal, con magnitud y frecuencia controlables. A fin de producir una forma de onda sinusoidal de voltaje de salida en una frecuencia deseada se requieren múltiples pulsos y el funcionamiento estriba en la comparación entre una señal de tensión sinusoidal (SS) con una señal de tensión triangular (ST) como se observa en la Fig. 1.

La modulación SPWM es una técnica de modulación que hace que la distorsión armónica total (THD) se pueda disminuir en forma considerable [2]. A la SS se le llama la señal modulante y tiene la frecuencia deseada de la salida de voltaje del inversor. La ST establece la frecuencia de conmutación del inversor y por lo general se mantiene constante junto con su amplitud.

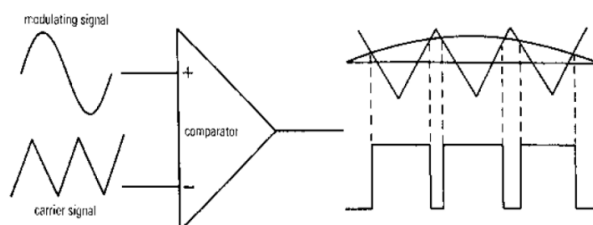


Fig. 1 Forma de onda en un inversor SPWM [2]

La modulación SPWM es sincrónica cuando ST y SS coinciden en el cruce por cero.

El voltaje de salida del inversor no será una onda sinusoidal perfecta y contendrá componentes de voltaje en frecuencias armónicas de la SS.

Se dan las siguientes definiciones:

*Índice de modulación de amplitud (m_a): relaciona las amplitudes pico SS y ST:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{portadora}} = \frac{\hat{V}_{sinusoidal}}{\hat{V}_{triangular}} \quad (2)$$

La amplitud de la componente de frecuencia fundamental del voltaje de salida es linealmente proporcional a m_a cuando éste índice es menor o igual a 1. Por tanto, el rango de m_a de 0 a 1 se llama rango lineal, es decir:

$$\hat{V}_1 = m_a V_{in} \quad (3)$$

Caso contrario, si $m_a > 1$, la relación anterior no es proporcional y se dice que funciona en sobremodulación pues por instantes SS será mayor que ST con el fin de aumentar aún más la amplitud del componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida. Si se sigue incrementando el índice, el modulador se satura completamente y la señal será cuadrada con el valor de:

$$\hat{V}_1 = \frac{4}{\pi} V_{in}$$

La sobremodulación básicamente lleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas en las bandas laterales en comparación con la modulación en rango lineal como se muestra en la Fig. 2

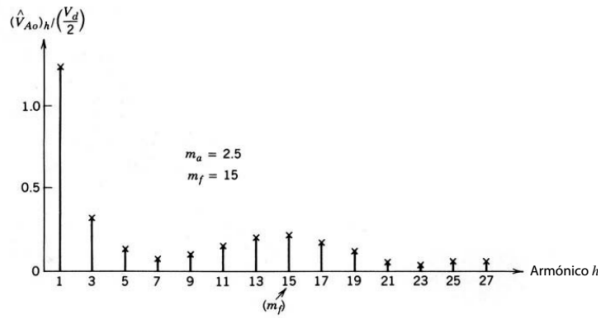


Fig. 2 Armónicos debidos a sobremodulación

En aplicaciones que requieren baja distorsión (como es el caso de las fuentes ininterrumpibles de poder) la sobremodulación se deberá evitar, aunque en motores de inducción, la sobremodulación es usada.

*Índice de modulación de frecuencia (m_f): relaciona frecuencias entre ST y SS:

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{referencia}}} = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{senoidal}}} \quad (1)$$

Los armónicos en la forma de onda del voltaje de salida del inversor aparecen como bandas laterales, centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir, alrededor de los armónicos m_f , $2m_f$, $3m_f$, etc. Este patrón general conserva su validez dentro del rango lineal del índice de amplitud.

Para una modulación síncrona (PWM síncrono) m_f debe tener un valor entero y no aparecen subarmónicos por debajo de la primera armónica. No se recomienda que la modulación sea asíncrona (m_f valor no entero) pues aparecen subarmónicos muy indeseables para la mayoría de las aplicaciones y perjudiciales para la carga. Este índice debe ser un entero impar. La elección de m_f como entero impar resulta en una simetría impar [$f(-t) = -f(t)$]. Por tanto, sólo los armónicos impares están presentes y los armónicos pares desaparecen. Esto implica que la frecuencia de forma de onda triangular varía con la frecuencia deseada del inversor (por ejemplo, si la frecuencia de salida del inversor y por tanto la frecuencia de ST es 65.42 Hz y $m_f = 15$, la frecuencia de la onda triangular debe ser exactamente $15 \times 65.42 = 981.3$ Hz). Además, cuánto mayor sea m_f se producen más armónicos.

Para una relación de modulación de frecuencia $m_f \leq 9$ (lo que siempre es el caso, salvo en potencias nominales muy altas), las amplitudes armónicas son casi independientes de m_f , aunque m_f define las frecuencias en las que ocurren.

Para la selección de la frecuencia de conmutación y la relación de modulación de frecuencia m_f . Por la relativa facilidad de filtrar voltajes armónicos a altas frecuencias, es deseable usar la frecuencia de conmutación más alta posible, con una desventaja significativa: las pérdidas por conmutación en los interruptores de inversores aumentan en forma proporcional con la frecuencia de conmutación f_s . Por tanto, en la mayoría de las aplicaciones, la frecuencia de conmutación se selecciona de manera que sea menos de 6 kHz o más de 20 kHz, a fin de estar arriba del rango audible. Si la frecuencia de conmutación óptima (según el desempeño general del sistema) resulta estar en el rango de 6 a 20 kHz, las desventajas por aumentarla a 20 kHz a menudo pesan menos que la ventaja del ruido no audible con f_s de 20 kHz o más. Por tanto, en

aplicaciones del tipo de 50 o 60 Hz, como motores de CA (donde puede requerirse una frecuencia fundamental de la salida del inversor hasta de 200 Hz), la relación de modulación de frecuencia m_f puede ser 9 o incluso menos para frecuencias de conmutación de menos de 2 kHz. Por otra parte, m_f será mayor que 100 para frecuencias de conmutación mayores a 20 kHz. Las relaciones deseables entre la señal de forma de onda triangular y la señal de voltaje de control se determinan por la magnitud de m_f . En este análisis, $m_f = 21$ se trata como el límite entre grande y pequeño, aunque su selección es hasta cierto grado arbitraria. Aquí se supone que la relación de modulación de amplitud m_a es menos que 1.

A. Parámetros de rendimiento

La salida de los inversores reales, como antes se describe, contiene armónicas. La calidad de un inversor por lo general se evalúa en términos de los siguientes parámetros de rendimiento.

1) Factor armónico de la n -ésima componente, HF_n

El factor correspondiente a la n -ésima componente armónica es una medida de la contribución armónica individual y se define como:

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$$

Donde V_1 es el valor RMS de la componente fundamental y V_n es el valor RMS de la n -ésima componente armónica.

2) Distorsión armónica total (THD)

La THD es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, y si se supone que no hay componente de continua, la THD se define como

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_{n,rms}^2}}{V_{1,rms}} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1,rms}^2}}{V_{1,rms}}$$

La THD de corriente se calcula mediante la siguiente ecuación

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} i_{n,rms}^2}}{i_{1,rms}} = \frac{\sqrt{i_{rms}^2 - i_{1,rms}^2}}{i_{1,rms}}$$

3) Factor de distorsión (DF)

El valor del factor de distorsión proporciona el contenido armónico total pero no indica el nivel de cada uno de sus componentes. Si en la salida de los inversores se utiliza un filtro, las armónicas de orden más alto se atenuarán con mayor eficacia. Por lo tanto, resulta importante conocer tanto la frecuencia como la magnitud de cada componente. El factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir, divididos por n^2). Por lo tanto, el valor DF es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas sin necesidad de especificar valores de un filtro de carga de segundo orden y se define como:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

El factor de distorsión de la componente armónica individual (o de orden n) se define como:

$$DF = \frac{V_n}{V_1 n^2}$$

4) Armónica de menor orden, LOH

La armónica de menor orden es aquella componente cuya frecuencia es más cercana a la fundamental y cuya amplitud es mayor o igual que el 3% de la componente fundamental.

B. Conmutación

Para que se produzca un cambio en la polaridad de la tensión en la carga es necesario hacer conmutar los dispositivos de manera secuencial y existen diferentes estrategias de control en inversores trifásicos, a saber:

- Modulación 120°
- Modulación 180°
- Modulación constante de ancho de pulso
- Modulación SPWM (o simplemente PWM)

Tanto la primera como la segunda técnica realiza la conmutación con el desfase en los tiempos de disparo de cada tiristor. La conmutación se realiza variando el ancho de pulso por modulación sinusoidal, que consiste en disparar los dispositivos de potencia o llaves electrónicas de acuerdo a la comparación de una onda portadora (señal triangular de frecuencia y amplitud fijas) con respecto a una onda modulante (señal sinusoidal de frecuencia y amplitud variables) y como resultado de esta comparación obtener las señales de compuerta que van a controlar los conmutadores.

III. INVERSORES TRIFÁSICOS

Es posible alimentar una carga trifásica por medio de tres inversores monofásicos separados, donde cada inversor produzca una salida desplazada por 120° (de la frecuencia fundamental) entre sí. Aunque este arreglo puede ser preferible en ciertas circunstancias, requiere ya sea un transformador de salida trifásico o accesos separados a cada una de las tres fases de la carga. Por lo general, en la práctica no está disponible este tipo de acceso ya que, además, requiere 12 interruptores.

El circuito de un inversor trifásico más frecuente consiste en tres terminales, una para cada fase, como se muestra en la Fig. 3. Por lo general, la carga se conecta en estrella, a fin de eliminar las armónicas múltiplos de tres ($n=3, 6, 9, \dots$) que aparecen en las tensiones de salida. Por tanto, la salida de cada fase, por ejemplo, v_{AN} (respecto del bus de CC negativa), depende únicamente del voltaje de directa V_d y del estado del interruptor; el voltaje de salida es independiente de la corriente de la carga de salida, pues uno de los dos interruptores en una pata siempre está encendido en algún instante. Por tanto, el voltaje de salida del inversor es independiente del sentido de la corriente de carga.

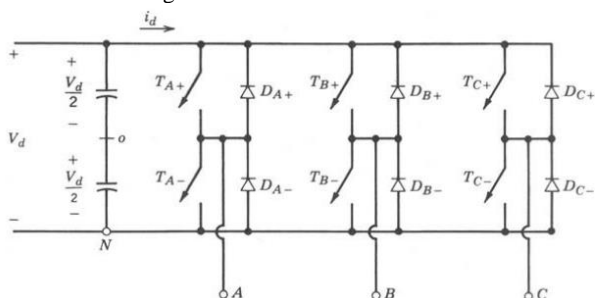


Fig. 3 Modelo de inversor trifásico [1]

El objetivo en inversores trifásicos modulados por el ancho de pulsos es formar y controlar los voltajes de salida trifásicos en magnitud y frecuencia por medio de un voltaje de entrada esencialmente constante V_d . A fin de obtener voltajes de salida trifásicos equilibrados en un inversor trifásico de PWM, se compara la misma forma de onda de voltaje triangular con

tres voltajes de control sinusoidales que están 120° fuera de fase, como se muestra en la Fig. 4.

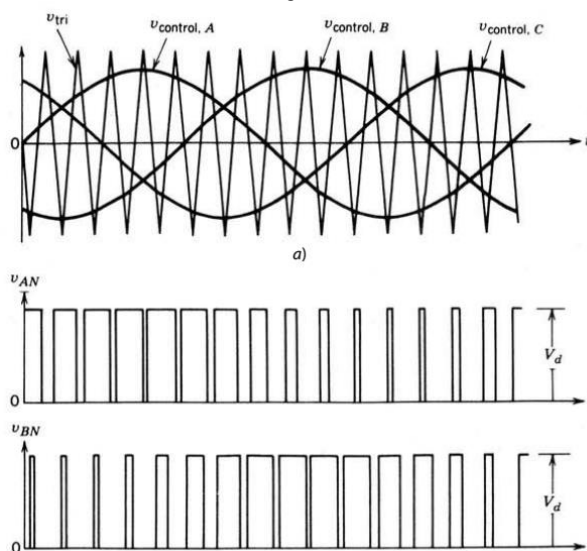


Fig. 4 Formas de onda de un inversor SPWM trifásico. Arriba, las 3 señales de control SS y ST. Abajo, las señales de los tiristores respecto a masa

IV. SIMULACIÓN

Se lleva a cabo 3 simulaciones de un inversor trifásico SPWM práctico a fin de corroborar lo antes definido. La carga necesariamente debe contener una componente inductiva. La parte inductiva ayuda a filtrar las altas frecuencias y así definir mejor la amplitud de la frecuencia fundamental. Y en caso de carga inductiva, cuanto mayor la frecuencia de salida, mayor es el desfase entre la corriente y la tensión de fase.

A. Circuito y explicación

Los pares de tiristores S1-S4, S3-S6, S5-S2 son modulados en forma independiente y cada pareja de tiristores requiere una onda sinusoidal de referencia separada (SS).

Las tres ondas sinusoidales de referencia tienen que estar en fase con la señal de portadora y los cruces por cero de cada una de estas señales de referencia tienen que coincidir con el cruce por cero de la portadora para lograr sincronismo.

Como también se puede observar en la Fig. 5, la señal de excitación V_{G1} para el transistor S1 surge de la comparación entre la modulante con fase 0° y la onda triangular, dando un pulso positivo toda vez que sus valores instantáneos sean mayores o más positivos que la triangular.

Para el transistor S4 ubicado en la misma rama de S1, la señal V_{G4} debe ser idéntica y desfasada 180° de V_{G1} invertida. Luego resulta ser la misma señal de V_{G1} invertida.

Los dos transistores de una misma rama nunca conducen en forma simultánea y además, para asegurar que no exista superposición de conducción, durante cada conmutación existe un tiempo muerto de no conducción (mayor al tiempo de apagado de los transistores).

Se puede ver que la suma de todos los pulsos de cada señal de excitación totaliza un semiperiodo, es decir que, con el sistema de control adoptado, el inversor responde el tipo 0-180°, por lo tanto, cada transistor conducirá durante un tiempo total de un semiperiodo y en consecuencia siempre habrá tres elementos

del inversor en conducción.

Las seis señales de excitación son idénticas y desfasadas 60° entre sí, siguiendo la secuencia de encendido convencional: S1, S2, S3, S4, S5, S6.

Dado que cada 60° existe un cruce por cero de la SS, la cantidad de cruces necesarios de la onda triangular es como mínimo de 6 veces, es decir que son necesarios como mínimo 3 ciclos completos de onda triangular por cada periodo de la SS.

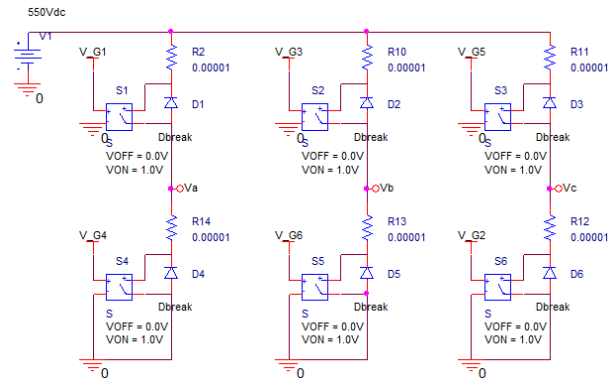


Fig. 5 Circuito de inversor trifásico

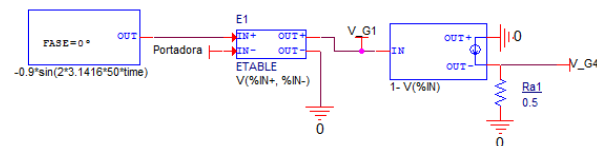


Fig. 6 Circuito de control de disparo de tiristores

Cuyos índices son:

$$mf = \frac{1050}{50} = 21$$

$$ma = \text{variable de } 0,3 ; 0,6 \text{ y } 0,9$$

B. Resultados y salidas

A los fines prácticos no se incluyen las impresiones de PSpice de las señales ST y SS debido a que son solo señales de entrada; son simples generadores de ondas.

1) Tensión SPWM

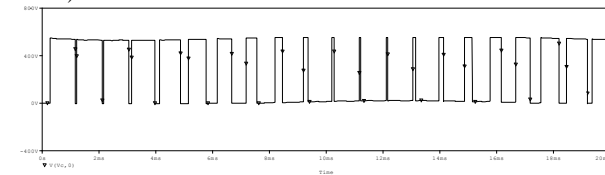


Fig. 7 Tensión PWM resultante de la comparación de ST y SS para una sola fase

2) Tensión de fase, de línea y corriente de línea

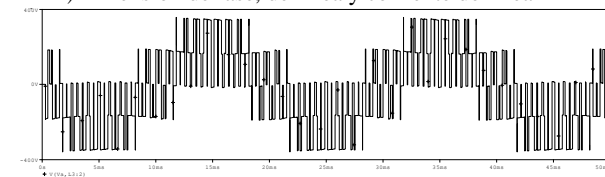


Fig. 8 Tensión de fase Van

En la figura anterior se observa la salida para una fase. A los fines de esclarecer la imagen solo se incluye una sola fase,

pero claro que las fases serán iguales en tensión y frecuencia, aunque desplazadas 120° entre ellas.

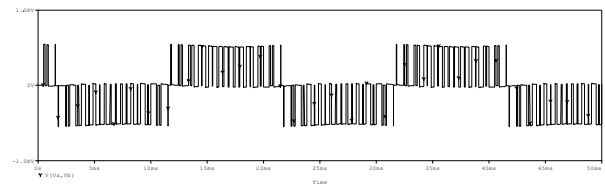


Fig. 9 Tensión de línea Vab

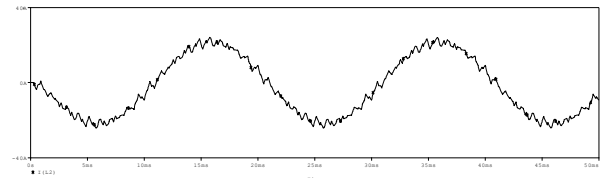


Fig. 10 Corriente de fase ia

3) Análisis de Fourier

Para el análisis de forma de onda de tensión de Fourier y de THD se elige la frecuencia de conmutación $f_{ST}=1050\text{Hz}$ para observar la variación en el rango lineal ($ma < 1$) entre el índice de amplitud y la distorsión armónica total.

Simulación 1: $ma=0,9$

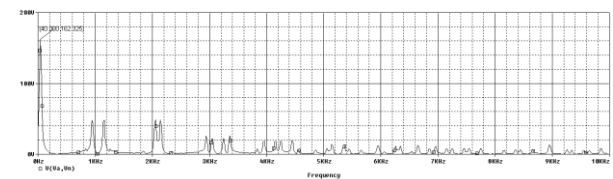


Fig. 11 Fourier de tensión de fase para $ma=0,9$

Simulación 2: $ma=0,6$

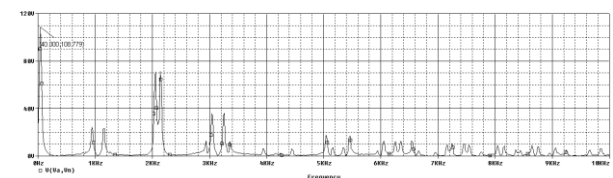


Fig. 12 Fourier de tensión de fase para $ma=0,6$

Simulación 3: $ma=0,3$

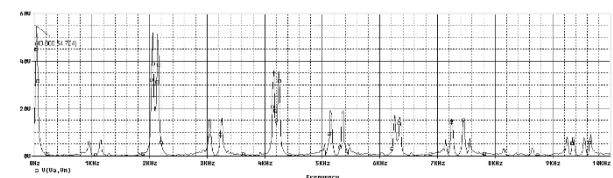


Fig. 13 Fourier de tensión de fase para $ma=0,3$

IV. CONCLUSIONES

Este trabajo brinda una primera introducción y pequeña guía al tema de inversores CC-CA lo cual es cuestión de tener

presente a la hora del diseño. Se define los parámetros de los inversores monofásicos para extenderlo hacia los inversores trifásicos. Las simulaciones brindan un claro ejemplo del tema.

La modulación SPWM tiene como ventaja el control de la amplitud y la reducción de los armónicos en tensión de salida. Estas ventajas se corresponden sin embargo con un circuito de control un tanto complejo. Mediante la simulación se puede apreciar las formas de onda de la modulación SPWM como de las tensiones de salida presentes en la carga. Con el análisis de Fourier se podría apreciar que el número de armónicos disminuye con un alto índice de modulación (dentro del rango lineal).

La técnica SPWM aplicada a los inversores presenta diversas ventajas, visto que la señal de salida presenta una componente fundamental, en la frecuencia de la señal modulante, y las demás componentes están en la frecuencia de la portadora, lo que facilita mucho el filtrado de la señal de salida, reduciendo así la THD.

Además, se debe mantener un índice de modulación entero, de lo contrario la señal de salida presentará sub armónicas.

Se recomienda ampliar el tema bajo la bibliografía utilizada.

Electrónica Digital de 4° y 5° año de su ex colegio secundario técnico, I.P.P. San Roque. Es miembro activo de I.E.E.E. Subsección Córdoba y de la Asociación Vocacional de Estudiantes e Ingenieros Tecnológicos(AVEIT). Sus intereses son:

Electrónica de Potencia, Bioelectrónica, Comunicaciones e IoT, energías renovables y rendimiento de la energía eléctrica.

e-mail: 57970@electronica.frc.utn.edu.ar

e-mail: alejandrososaguelfi@gmail.com

BIBLIOGRAFÍA

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Electrónica de Potencia: convertidores, aplicaciones y diseño*, John Wiley & Sons, 3ª Edición, Méjico, 2009.
- [2] Ramón C. Oros, *Fuentes conmutadas, inversores, UPS y regulación de motores*, Departamento de Electrónica, Córdoba, 2011

DATOS BIOGRÁFICOS



Omar Alejandro Sosa, Nacido en Córdoba el 10/10/1991. Técnico Universitario en Electrónica y estudiante de Ingeniería Electrónica, Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba, Argentina. En marzo de 2016 gana una beca de estudio y viaja en agosto del mismo año a Alemania durante seis meses a perfeccionar sus estudios y trabajar en un centro de investigación en la Universidad Técnica de Ilmenau, Thüringen. Ha desarrollado su práctica profesional supervisada en la Cámara de Industrias Informáticas, Electrónicas y de Comunicaciones del Centro de Argentina(CIIECCA). Al término de la misma fue profesor teórico suplente en las cátedras Electrónica Analógica y