

Pérdidas en los IGBTs y Diodos Usados en Inversores PWM Sinusoidal para Accionamientos Eléctricos

Ever E. Cifuentes Noreña

*Facultad de Ingeniería Electrónica y Eléctrica, Universidad Nacional Mayor de San Marcos, Lima, Perú
Instituto Peruano de Energía Nuclear, Lima, Perú*

RESUMEN: En la evaluación de los estudios de la optimización del rendimiento de los accionamientos eléctricos, así como en la diseño de los inversores, uno de los problemas más comunes es encontrar una relación matemática que permita evaluar las pérdidas de los dispositivos de potencia. En este caso serán los IGBTs, por ser estos dispositivos de potencia los más usados, en la actualidad, en la construcción de los inversores. La evaluación de las pérdidas de los motores de inducción ya ha merecido múltiples estudios, siendo uno de los más completos el presentado por G. C.D. Sousa y otros en [1].

En el presente trabajo se modelarán las pérdidas de los IGBTs y diodos usados en los inversores PWM sinusoidales, mostrando tanto las pérdidas de conmutación así como las pérdidas de conducción, las cuales son dependientes de las características de los dispositivos de potencia antes mencionados, así como de la frecuencia de conmutación y del tipo de la carga.

potencias muy elevadas (varios MW), se utilizan GTOs como llaves de potencia controladas [2].

La figura 1 muestra un esquema general de un accionamiento eléctrico compuesto por un rectificador trifásico y un inversor basado en IGBTs.

En el presente trabajo se modelarán las pérdidas de los IGBT y en los diodos de marcha libre usados en los inversores PWM sinusoidal, mostrando tanto las pérdidas de conmutación así como las pérdidas de conducción las cuales son dependientes de las características de los IGBTs y diodos así como de la frecuencia de conmutación y del tipo de la carga.

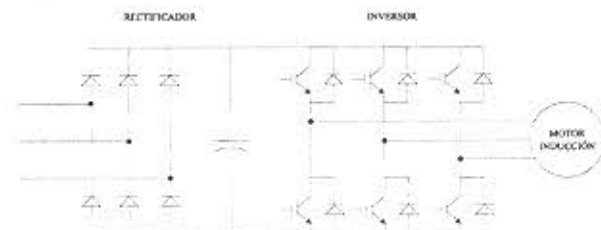


Figura 1. Esquema general del accionamiento eléctrico de un motor de inducción.

I. INTRODUCCIÓN

Un accionamiento eléctrico está formado por un convertidor de potencia y un motor, siendo este último el más común el de inducción, además de la estructura de control. Por lo tanto, un modelamiento razonable y confiable es de suma importancia en el momento del estudio, sobretodo cuando se trata de evaluar la eficiencia del sistema.

Es muy frecuente el uso de convertidores de potencia compuestos por un rectificador a diodos (trifásico, a partir de una determinada potencia) y un inversor trifásico. Para un inversor de pequeña potencia se utilizan MOSFETs, para potencias medias (desde el orden de kW a algunos MW) se utilizan IGBTs y para

II. ANÁLISIS TEORICO

PÉRDIDAS EN LOS SEMICONDUCTORES DEL INVERSOR

En este ítem son determinados los modelos de las pérdidas en el IGBT y en el diodo de marcha libre, considerando la operación de ambos semiconductores con una carga inductiva. El modelo es realizada para el caso de modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM).

Los modelos de pérdidas, para facilitar los cálculos, son basados en parámetros tales como: tiempo de subida de la corriente (rise time), tiempo de decaimiento de la corriente (fall time), tensión en estado de conducción (tiempo de saturación) tiempo y corriente de recuperación del diodo. Estos datos son generalmente indicados en los catálogos de los semiconductores. Como estos parámetros no son suficientes para una evaluación completa de las pérdidas durante la operación de conmutación algunas ecuaciones empíricas son recomendadas.

Las pérdidas, tal como se mencionó anteriormente, en los semiconductores de potencia del inversor se clasifican en:

- Pérdidas de Conducción
- Pérdidas de Conmutación

Las pérdidas de conmutación son subdivididas en: pérdidas de conmutación durante la entrada en conducción (E_{on}) y pérdida de conmutación durante el bloqueo (E_{off}).

Una de las contribuciones más apropiadas son las de Casanellas y otros [3], los cuales proponen una serie de fórmulas aproximadas para estimar las pérdidas en el inversor con IGBTs para el tipo de modulación PWM sinusoidal, tal como se muestra en la figura 2

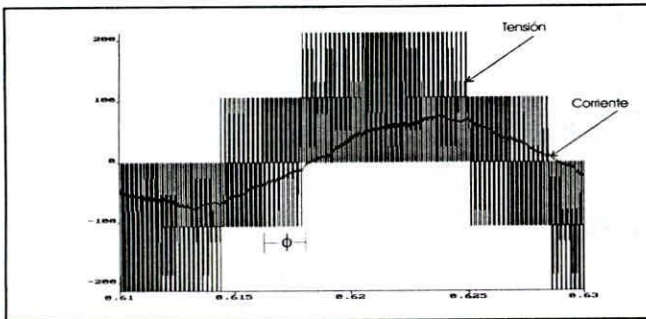


Figura 2 Corriente y tensión en el inversor SPWM.

A. PERDIDAS EN LOS IGBTs

Estas pérdidas del IGBT están representadas en la Figura 3, donde se muestra la forma de onda V_{CE} e i_c del componente [4].

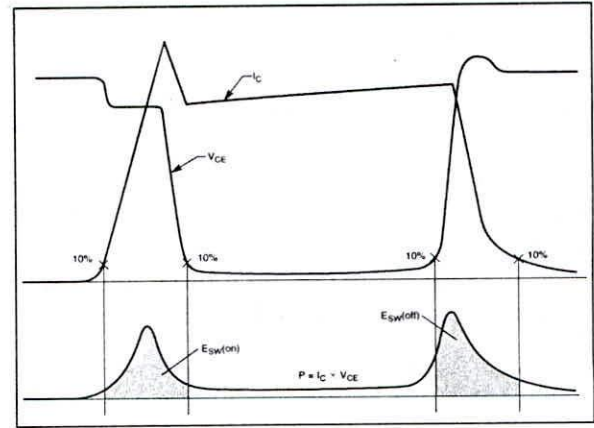


Fig. 3 Representación de las pérdidas en el IGBT

1) PERDIDAS EN CONDUCCIÓN

La curva típica de tensión-corriente del IGBT es mostrada en la Figura 4. Para simplificar, la curva es aproximada por una línea recta:

$$V_{CE} = \frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} \cdot I_{CM} + V_{CEO} \quad (1)$$

En la ecuación 1, I_{CN} es la corriente nominal de colector del IGBT del $T_j = 25^\circ$, I_{CM} es el máximo valor de la corriente en la carga, V_{CEN} es a tensión de saturación nominal del IGBT, V_{CEO} es la tensión de umbral.

Para una función de modulación sinusoidal:

$$F(\alpha + \phi) = \text{sen}(\alpha + \phi) \quad (2)$$

donde: ϕ es el ángulo de desfase entre la corriente y la tensión (Ver la Figura 2)

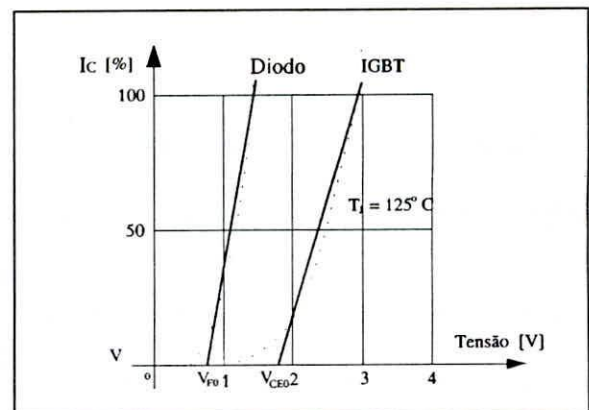


Figura 4 Tensión de conducción del IGBT y del diodo.

El índice de modulación esta dado por : $0 < M < 1$

Sea: $\tau = 1/f_c =$ periodo de la onda portadora

$\delta\tau =$ tiempo de conducción de la corriente en el IGBT durante el tiempo τ

$(1-\delta)\tau =$ tiempo de conducción de la corriente en el diodo de marcha libre.

Y donde la razón cíclica δ de los pulsos de la tensión, referida para el ángulo α esta definida como:

$$\delta = \frac{1}{2} [1 + M \cdot F(\alpha + \phi)] \quad (3)$$

La perdida de energía en un IGBT durante un periodo τ es:

$$E_{conIGBT} = V_{CE} \cdot i_C \cdot \delta \cdot \tau \quad (4)$$

Como la corriente que circula a través del IGBT y del diodo de marcha libre tiene una envolvente sinusoidal, en consecuencia:

$$i_c = I_{CM} \cdot \text{sen}(\alpha) \quad (5)$$

Posteriormente aplicando la teoría de valores medios instantáneos, pues la energía media en el periodo τ es considerada como diferencial. Por lo tanto, la energía media en un IGBT será igual a la integral de la diferencial de la energía durante medio periodo de la forma de onda sinusoidal y además como:

$$P_{condIGBT} = \frac{1}{T} \cdot \int dE_{conIGBT} \quad (6)$$

Remplazando las ecuaciones (1)-(5) en (6) obtenemos que la potencia disipada en conducción por el IGBT esta dada por la siguiente expresión:

$$P_{condIGBT} = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} \cdot I_{CM}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \cdot \cos(\phi) \right) \cdot V_{CEO} \cdot I_{CM} \quad (7)$$

2) PERDIDAS DE CONMUTACIÓN

Las perdidas de conmutación pueden ser clasificadas como:

a) Perdidas de entrada en conducción "turn on"

Las perdidas de conmutación durante el ingreso a la conducción del IGBT ocurre por la presencia simultanea de la corriente de colector (i_c) y de la tensión colector-emisor. Con carga inductiva la

operación de conmutación durante la entrada en conducción ocurre sobre la tensión constante de los terminales del inversor V_{CC} tal como es mostrado en la Figura 5. Para simplificar el análisis, en este caso no es considerado el tiempo de decaimiento de la tensión.

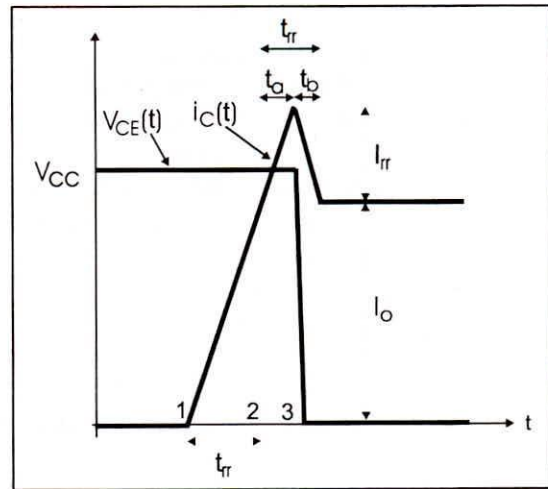


Fig 5 Forma de Onda ideal de tensión y de corriente durante la entrada a conducción del IGBT

La perdida de energía durante medio periodo de la forma de onda senoidal es igual a:

$$E_{onIGBT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi_r} E_{on12} \cdot d\alpha + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi_r} E_{on23} \cdot d\alpha \quad (8)$$

donde:

$$E_{on12} = \int_0^{t_r} V_{CC} \cdot \frac{i_C}{t_r} \cdot t \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot i_C \cdot t_r \quad (9)$$

El tiempo de subida t_r en función de tiempo de subida nominal es la siguiente:

$$t_r = t_{rN} \cdot \frac{i_C}{I_{CN}} \quad (10)$$

Sustituyendo la Ecuación (5) y (10) en la Ecuación (9), resulta la siguiente ecuación:

$$E_{on12} = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot t_{rN} \cdot \frac{I_{CM}^2 \cdot \text{sen}^2 \alpha}{I_{CN}} \quad (11)$$

Posteriormente, el análisis es realizado para el intervalo de tiempo t_a .

La perdida de energía en este intervalo es:

$$E_{on23} = \int_0^{t_a} \left(i_C + \frac{I_{rr}}{t_a} \cdot t \right) \cdot V_{CC} \cdot dt = V_{CC} \cdot t_a \cdot \left(i_C + \frac{1}{2} \cdot I_{rr} \right) \quad (12)$$

El valor del tiempo de la primera etapa de recuperación puede ser determinado a través de la ecuación (13)

$$t_a \cong \frac{2}{3} \cdot t_{rr} \quad (13)$$

El tiempo de recuperación inversa del diodo en función del tiempo de recuperación especificado en el catálogo es igual a:

$$t_{rr} \cong \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_C}{I_{CN}} \right) \cdot t_{rrN} \quad (14)$$

substituyendo las ecuaciones (5) (13) y (14) en la ecuación (12) se tiene:

$$E_{on23} = \frac{2}{3} \cdot V_{CC} \cdot t_{rrN} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{I_{CM} \cdot \text{sen}\alpha}{I_{CN}} \right) \cdot \left(0,35 \cdot I_{rrN} + 0,15 \cdot \frac{I_{CM} \cdot \text{sen}\alpha}{I_{CN}} \cdot I_{rrN} + I_{CM} \cdot \text{sen}\alpha \right) \quad (15)$$

Evaluando la Ecuación (8) con los resultados de las Ecuaciones (11) y (15) tenemos:

$$P_{onIGBT} = \frac{1}{8} \cdot V_{CC} \cdot t_{rrN} \cdot \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} \cdot f_S + \frac{2}{3} \cdot V_{CC} \cdot \left[\left(0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right)^2 \right) \cdot Q_{rrN} + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) \cdot I_{CM} \cdot t_{rrN} \right] \cdot f_S \quad (16)$$

donde: Q_{rrN} es la carga de recuperación inversa nominal del diodo, f_S es la frecuencia de conmutación y t_{rrN} es el tiempo de recuperación inversa nominal del diodo.

b) Pérdidas de bloqueo "turn-off"

Durante la operación de bloqueo, la aproximación lineal de la forma de onda de corriente no es la más conveniente. Sin embargo para simplificar los cálculos que ocurren debido a la complejidad de la modulación PWM sinusoidal es asumida esta consideración. En la Figura 6 son mostradas las formas de onda de la tensión y de la corriente respectivamente.

Tenemos que:

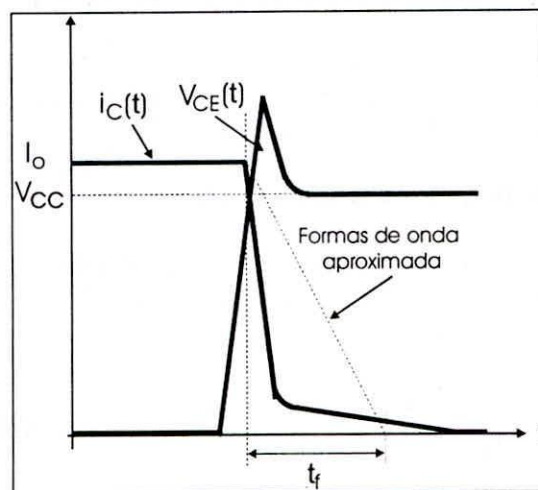


Fig 6 Formas de ondas de la Tensión y de la corriente, linealizadas durante el Bloqueo del IGBT

$$t_r \cong \left(\frac{2}{3} + \frac{1}{3} \cdot \frac{i_C}{I_{CN}} \right) \cdot t_{fN} \quad (17)$$

Donde t_{fN} es el tiempo de decaimiento de la corriente de colector indicada en el catálogo.

La pérdida de energía durante el bloqueo es igual a:

$$E_{offIGBT} = \int_0^{t_f} V_{CC} \cdot \left(i_C + \frac{i_C}{t_f} \cdot t \right) \cdot V_{CC} \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot i_C \cdot t_f \quad (18)$$

Luego substituyendo a la ecuación (5) y (17) en la ecuación (18), se tiene:

$$E_{offIGBT} = V_{CC} \cdot I_{CM} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot \text{sen}\alpha + \frac{1}{6} \cdot \text{sen}^2\alpha \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) \quad (19)$$

Por lo tanto, la pérdida de potencia durante el bloque es igual a:

$$P_{offIGBT} = V_{CC} \cdot I_{CM} \cdot t_{fN} \cdot f_S \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) \quad (20)$$

donde: t_{fN} es el tiempo de bajada del IGBT, y las demás variables ya fueron definidas anteriormente.

La pérdida de potencia media total en un IGBT, $P_{totIGBT(av)}$ es igual a la suma de las pérdidas de conducción y de conmutación tal como es indicado a continuación:

$$P_{totIGBT(av)} = (P_{onIGBT} + P_{offIGBT} + P_{conIGBT}) \quad (21)$$

B PERDIDAS EN LOS DIODOS DE MARCHA LIBRE

Las pérdidas en los diodos de marcha libre son debidas a la conducción y a la conmutación.

1) PERDIDAS EN CONDUCCIÓN

La tensión sobre el diodo en estado de conducción puede ser expresada conforme la Figura 4 de la siguiente manera:

$$v_F = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{FN}} \cdot i_F + V_{FO} \quad (22)$$

La pérdida de energía en el diodo es igual a:

$$E_{conD} = v_F \cdot i_F \cdot (1 - \delta) \cdot \tau \quad (23)$$

Luego, substituyendo la ecuación (3) en la ecuación (23), se tiene que:

$$E_{conD} = v_F \cdot i_F \cdot \frac{1}{2} [1 - M \cdot F(\alpha + \phi)] \cdot \tau \quad (24)$$

La corriente que fluye por el diodo también tiene la característica sinusoidal como es indicada a continuación:

$$i_F = i_C = I_{CM} \cdot \text{sen} \alpha \quad (25)$$

Posteriormente, substituyendo las ecuaciones (22) y (25) en la ecuación (24), se obtiene la siguiente ecuación (26):

$$E_{conD} = \frac{1}{2} \cdot I_{CM} \left(\frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{FN}} \cdot I_{CM} \cdot \text{sen}^2 \alpha + V_{FO} \cdot \text{sen} \alpha \right) [1 - M \cdot F(\alpha + \phi)] \cdot \tau$$

La pérdida de energía en un periodo τ es considerada como un diferencial de energía.

$$dE_{conD} = \frac{T}{2\pi} \cdot \frac{E_{conD}}{\tau} \cdot d\alpha$$

$$P_{conD} = \frac{1}{T} \cdot \int dE_{conD} \quad (27)$$

Integrando la Ecuación (27), para el caso de modulación sinusoidal (ec. (2)) tenemos la expresión de pérdida de conducción del diodo.

$$P_{conD} = \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \right) \cdot \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{CN}} \cdot I_{CM}^2 + \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \cdot \cos(\phi) \right) \cdot V_{FO} \cdot I_{CM} \quad (28)$$

donde: V_{FN} es la caída de tensión nominal sobre el diodo y V_{FO} es la tensión umbral del diodo, como se ilustra en la Fig. 4

2) PÉRDIDAS DE CONMUTACION

La pérdida de conmutación del diodo ocurre durante el bloqueo por causa de la recuperación inversa. Cuando alcanza su capacidad de bloqueo, que sucede en el valor pico de la corriente inversa, la misma comienza a decrecer hasta anularse. Este decaimiento de la corriente ocurre con una tensión continua V_{CC} en los bornes del inversor.

La ecuación de la variación de la corriente es la siguiente:

$$i_D(t) = (i_F + I_{rr}) - \frac{I_{rr}}{t_b} \cdot t \quad (29)$$

El valor de la energía es igual a:

$$E_{comD} = \int_0^{t_b} \left[(i_F + I_{rr}) - \frac{I_{rr}}{t_b} \cdot t \right] \cdot V_{CC} \cdot dt = V_{CC} \cdot t \cdot \left(i_C + \frac{1}{2} \cdot I_{rr} \right) \quad (30)$$

El valor del intervalo de tiempo de la segunda parte de la recuperación es igual a:

$$t_b \cong \frac{1}{3} \cdot t_{rr} \quad (31)$$

El tiempo de recuperación inversa en función de cualquier valor de corriente es expresado por:

$$t_b \cong \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_F}{I_{FN}} \right) \cdot t_{rrN} \quad (32)$$

Substituyendo las Ecuaciones (31) y (32) en la ecuación (30), se tiene:

$$E_{comD} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} \cdot t_{rrN} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_F}{I_{FN}} \right) \cdot \left(0,35 I_{rrN} + 0,15 \cdot \frac{i_F}{I_{FN}} \cdot I_{rrN} + i_F \right) \quad (33)$$

Sustituyendo la ecuación en la ecuación , se tiene la siguiente ecuación:

$$E_{comD} = \frac{1}{3} \cdot V_{CC} \cdot t_{rrN} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{I_{CM} \cdot \text{sen}\alpha}{I_{FN}} \right) \cdot \left(0,35 I_{rrN} + 0,15 \cdot \frac{I_{CM} \cdot \text{sen}\alpha}{I_{FN}} \cdot I_{rrN} + I_{CM} \cdot \text{sen}\alpha \right) \quad (34)$$

Evaluando la Ecuación (34), se obtiene la expresión de pérdida de potencia de conmutación:

$$P_{comD} = \frac{1}{3} V_{CC} \left[\left(0,28 + \frac{0,38 I_{CM}}{\pi I_{FN}} + 0,015 \left(\frac{I_{CM}}{I_{FN}} \right)^2 \right) \cdot Q_{rrN} + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \frac{I_{CM}}{I_{FN}} \right) \cdot I_{CM} \cdot t_{rrN} \right] \cdot f_S \quad (35)$$

Por lo tanto, en concordancia del esquema utilizado, en un inversor trifásico se tiene que las pérdidas totales son:

$$P_{totais} = 6 \cdot (P_{IGBT} + P_{DIODO}) \quad (36)$$

REFERENCIAS

- [1] G.C.D. Sousa, B.K. Bose, J. Cleland, "Loss Modeling of Converter Induction Machine System for Variable Speed Drive", *Proceedings of the IECON'92, International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, vol. 1, pp. 114-120, 1992.
- [2] E. E. Cifuentes Noreña, "Otimização do Rendimento de Acionamento do Motor de Indução Universidade Federal do Espírito Santo, 1999.
- [3] F. Cassanellas, "Losses in PWM inverter using IGBTs", *IEE Proc. Electronic Power Applications*, vol 141, N° 5, pp 235-239, September 1994.
- [4] Powerex Inc. Application Note "General Considerations for IGBT and Intelligent Power Modules".
- [5] R. P. T. Bascope e A. J. Perin, *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*, Sagra Luzzatto, 1997.

CEPREDIM



SE TERMINÓ DE IMPRIMIR
EN EL MES DE FEBRERO DE 2007,
EN LOS TALLERES GRÁFICOS DEL
CENTRO DE PRODUCCIÓN EDITORIAL E IMPRENTA DE
LA UNIVERSIDAD NACIONAL MAYOR DE SAN MARCOS
JR. PARURO 119. LIMA 1.
TELÉFONO: 619-7000 ANEXOS: 6011, 6015 / FAX: 6009
E-MAIL: VENTAS.CEPREDIM@UNMSM.EDU.PE
TIRAJE: 240 EJEMPLARES