ANALISIS DE UN SISTEMA RECUPERADOR DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO, USANDO VARIABLES qd0.

TOAPANTA, MILTON. ING.
DIAZ, KELVIN
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA.
EPN.

RESUMEN

Este documento analiza un sistema controlador de velocidad para motores de inducción, conocido como Sistema Recuperador de la Energía de Deslizamiento. Utilizando la Teoría de Ejes de Referencia, se presentan las ecuaciones que describen al sistema tanto para estado transitorio como para estado estable. El Modelo toma en consideración la impedancia de conmutación del rectificador.

ABSTRACT

This paper investigates an induction motor drive system knows as Slip Energy Recovery System. Using Reference Frame Theory, the equations that describing to system are presented, as much as to steady state performance and transient state. This model takes into consideration the conmutation impedance of rectifier.

INTRODUCCION.

La velocidad de los motores de inducción no puede ser variada continuamente sin incurrir en equipo adicional y sin eliminar grandes pérdidas de potencia.
Debido al gran avance en la tecnología de los semiconductores de potencia, su empleo con máquinas eléctricas están reduciendo las limitaciones de orden técnico y económico que existían anteriormente. Ahora es posible construir controladores de velocidad eficientes usando máquinas de inducción, cuyas características son similares y aún mejores que las conseguidas con máquinas DC, especialmente para altas potencias.

Existen tres métodos básicos con los cuales se puede variar la velocidad en motores de inducción: controlando el deslizamiento, alterando el número de polos y variando la frecuencia de la fuente de alimentación. De estos el control del deslizamiento es muy utilizado, en motores tipo jaula de ardilla un cambio del deslizamiento se logra variando el voltaje de alimentación, en motores de rotor devanado se lo hace incluyendo resistencias externas en el circuito del rotor o por medio de la aplicación de voltajes a la frecuencia de deslizamiento a los circuitos del rotor, con el fin de convertir la potencia de deslizamiento a una forma útil.

Al insertar resistencias en los circuitos del rotor se consigue regular la velocidad del motor, pero el procedimiento supone un gran derroche de energía, ya que las pérdidas en el rotor suponen cierto valor de la potencia mecánica. Por ejemplo para operación a menos de la mitad de la velocidad de sincronismo, más de la mitad de la potencia que cruza el entrehierro es disipada en los bobinados del rotor y en las resistencias externas. Dichas pérdidas pueden recuperarse en gran parte mediante un equipo estático de regulación formado básicamente por un rectificador y un inversor, a este sistema, es justamente al que se conoce como Sistema Recuperador de la Energía de Deslizamiento (SRED) y es el tema de la presente investigación.

El presente tema, tiene la intención de motivar el estudio y la investigación de sistemas en las áreas del Control Electrónico de Máquinas Eléctricas y de Conversión de Energía, ya que nuestro país va incorporando estas tecnologías a su campo industrial.

ESQUEMAS DE SREDS.

Existen dos grupos:

- **Recuperador Mecánico:** La energía de deslizamiento tomada de los anillos rozantes del motor, es convertida en energía mecánica para suplementar la salida del motor principal.

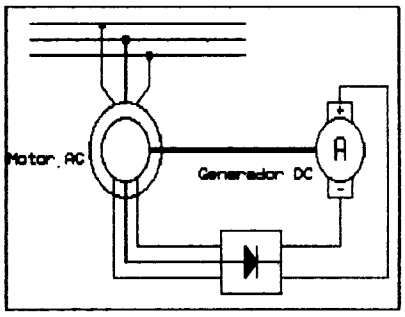


Fig. No. 1. Sistema Kramer.

- **Recuperador Eléctrico:** A la energía de deslizamiento se modifica su frecuencia y se regresa a la fuente principal.

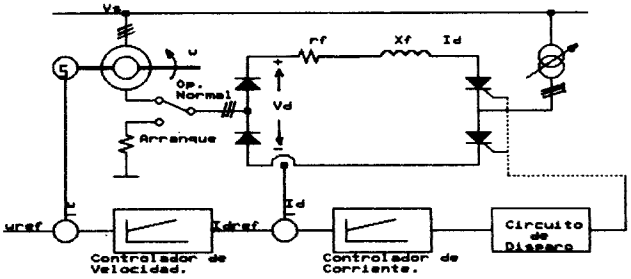


Fig. No. 2. Sistema Scherbius (Lazo Cerrado)

Los primeros trabajos sobre un SRED, fueron conocidos como Sistema Kramer (1906) y Sistema Scherbius (1906); todos se basaron en la utilización de máquinas auxiliares (conmutadores de motores ac y dc, motores sincrónicos, con conversores, transformadores con relación de transformación variable,etc). Las Fig. No. 1 y No. 2, muestran las configuraciones para estos sistemas. En los controladores modernos, rectificadores e inversores reemplazan a la mayoría de los dispositivos anteriores. En cada caso la eficiencia es razonablemente buena, siendo muy baja a velocidad base. El recuperador mecánico es simple, mientras que el eléctrico está bien adaptado para controladores de alta velocidad, inapropiado para un acoplamiento directo de una máquina dc. Ambos se pueden utilizar para controlar bombas centrífugas (usadas en sistemas de alcantarillado y drenaje) y en sistemas de ventilación de minas.

SISTEMA RECTIFICADOR - INVERSOR.

Un sistema controlador rectificador - inversor está indicado en la Fig. No. 3. La tensión del rotor, tomada en los anillos rozantes se rectifica para tener una tensión continua cuya magnitud es directamente proporcional al deslizamiento, seguidamente a través de un circuito de enlace DC, constituido por un filtro, dicha tensión continua es restituida a la red que alimenta el motor, usando un inversor.

El inversor tiene una frecuencia de salida igual a la de la red y puede trabajar con una tensión continua de entrada que va desde casi cero, cuando el motor gira a plena velocidad, hasta el valor máximo que corresponde al motor detenido. El conjunto es relativamente sencillo ya que las señales en las compuertas de los tiristores que conforman el inversor, estan dadas por los cruces por cero de la red (inversor conmutado por linea), y no necesitan de circuitos de disparo complejos.

El rectificador es trifásico, conmutado por línea, no controlado. Los parámetros del filtro son seleccionados para reducir los armónicos del voltaje aplicado al inversor (Vi). El propósito del inversor es alimentar a la máquina de inducción con voltajes de frecuencia variable.

MODELACION DEL SISTEMA.

- **Máquina de inducción:**

Las ecuaciones de voltaje de la máquina de inducción en un eje de referencia rotando sincrónicamente, esta dada por la ecuación (1), puesto que solamente se considerará condiciones balanceadas, se ha quitado las variables cero [9].

En la ecuación (1), p es el operador d/dt, w_b es la frecuencia eléctrica base de la red en rad/s, generalmente se selecciona para corresponder a la operación de la máquina, y s es el deslizamiento.
El Torque Electromagnético, positivo para acción motriz, en p.u. puede expresarse como:

$$T_e = X_M(i_{qs}^{e*} i_{dr}^{e\prime} - i_{ds}^{e*} i_{qr}^{e\prime}) \qquad (2)$$

- **Filtro:**

La ecuación de voltaje para el circuito del filtro es:

$$V_r = r_f * i_{dc} + p x_d / w_b * i_{dc} - V_i \qquad (3)$$

Donde V_r y V_i son los voltajes en el rectificador e inversor respectivamente, e

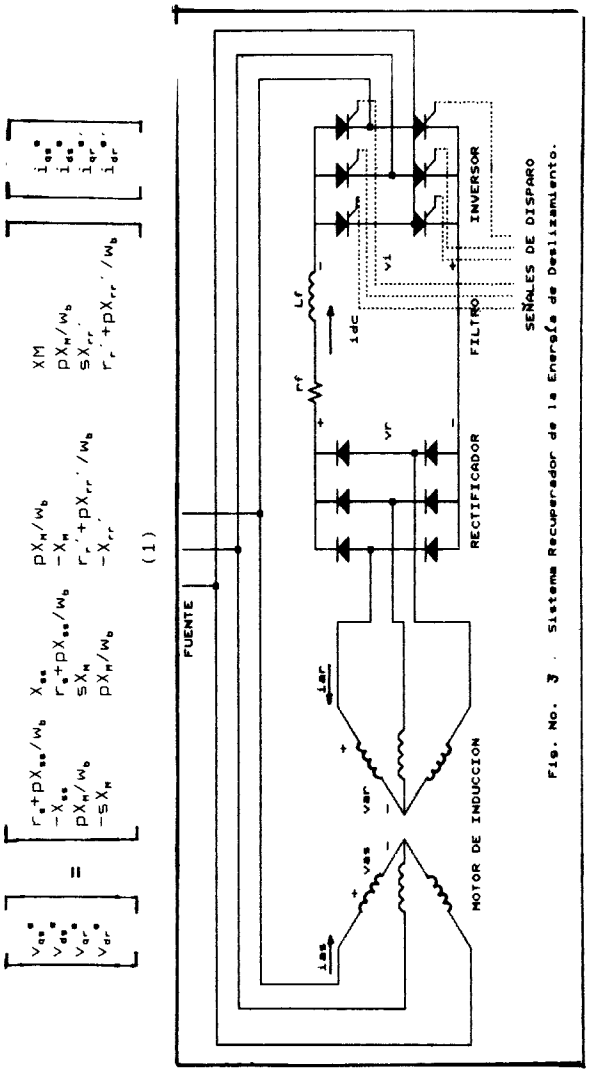


Fig. No. 3. Sistema Recuperador de la Energía de Deslizamiento.

i_{dc} es la corriente dc.

- **Conversores:**

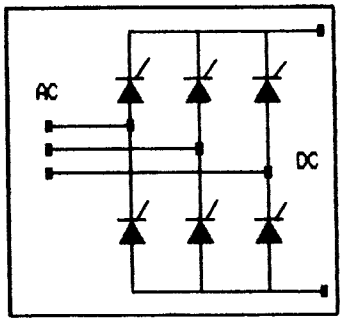


Fig. No. 4. Conversor AC-DC, controlado, tipo puente.

Despreciando la inductancia de conmutación, el voltaje medio de salida de un conversor ac/dc no controlado tipo puente (Fig. No. 4), con voltajes ac balanceados puede expresarse como:

$$Vd = Vdo*Cos\alpha \qquad (4)$$

Donde: α, es el ángulo de retardo; Vd es el voltaje medio de salida para un cierto ángulo α, el cual es V_r en la Fig. No. 3 para el rectificador y V_i para el inversor; Vdo, es el voltaje medio para α=0. Además α es cero para el puente rectificador.

El voltaje Vdo viene expresado por:

$$Vdo = 3\sqrt{3}/\pi*V_p \qquad (5)$$

Donde V_p es el valor pico de los voltajes de fase AC, que son los voltajes del rotor para el rectificador y los voltajes de fuente para el inversor.

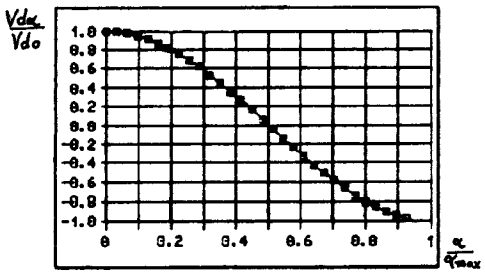


Fig. No. 5. Característica Vdα versus α, para el conversor AC-DC no controlado.

La característica para este conversor puede apreciarse en el gráfico de la Fig. No.5; el cual muestra el voltaje medio normalizado de salida Vd/Vdo versus el ángulo normalizado de activación de los tiristores α/α_{ss}. Si el voltaje máximo de la fuente de corriente alterna es V_{ss}, α_{ss} es el máximo ángulo de activado de los tiristores.
El ángulo α en general puede variar de 0° a 240°, así:
Si α=0° Vd=Vdo,
Si α=90° Vd=0,
Si α=180° Vd=-Vdo.
En el SRED, el voltaje V_i del inversor debe ser negativo, por lo tanto α debe estar comprendido entre [90,180] grados [1].

Ecuaciones del Sistema:

Considerando los voltajes del rotor sinusoidales, despreciando la conmutación en el rectificador y si el eje q es posicionado, de tal manera, que siempre coincida con el valor máximo (pico) positivo de V_{ar} (V_{qr}) entonces:

$$V_{qr}^{e\prime} = V_{qr} \qquad (6)$$

$$V_{dr}^{e\prime} = 0 \qquad (7)$$

El voltaje medio del rectificador es:

$$V_r' = 3\sqrt{3}/\pi*V_{qr} \qquad (8)$$

Sustituyendo (6) en (8) se tiene:

$$V_r' = 3\sqrt{3}/\pi*V_{qr}^{e\prime} \qquad (9)$$

Puesto que el eje q está siempre posicionado en el valor pico de V_{qr}', entonces $i_{dr}^{e\prime}$ siempre es cero. Si las pérdidas en el rectificador son despreciadas, entonces la potencia en el lado ac del rectificadores igual a la potencia del lado dc. En por unidad:

$$3/2*V_{qr}^{e\prime}*i_{qr}^{e\prime} = -V_r'*i_{dc}' \qquad (10)$$

Donde, como se indicó anteriormente y de aquí en adelante, las variables primadas están referidas a los bobinados del estator mediante la relación de espiras apropiada. De (9) y (10):

$$i_{dc}' = -\pi/2\sqrt{3}*i_{qr}^{e\prime} \qquad (11)$$

Sustituyendo (9) y (11) en (3) se tiene:

$$V_{qr}^{e\prime} = -\pi^2/18*r_f'*i_{qr}^{e\prime} - \pi^2/18*x_f'/w_b*p*i_{qr}^{e\prime} - \pi/3\sqrt{3}*V_i \qquad (12)$$

Si despreciamos los efectos de la conmutación en el inversor, entonces de (4):

$$V_i = 3\sqrt{3}/\pi*V_{ss}*Cos\alpha \qquad (13)$$

V_{ss}, es el valor pico de los voltajes de fase del estator.
Claramente, si un transformador es conectado entre la fuente y el inversor, su relación de espiras deberá ser tomada en cuenta.
Sustituyendo (13) en (12) se tiene:

$$V_{qr}^{e\prime} = -R_f'*i_{qr}^{e\prime} - X_f'/w_b*p*i_{qr}^{e\prime} - V_{ss}*\cos\alpha \qquad (14)$$

Donde R_f' y X_f' están definidas por:

$$R_f' = \pi^2/18*r_f' \qquad (15)$$

$$X_f' = \pi^2/18*x_f'/w_b \qquad (16)$$

Retomando la ecuación matricial (1) y sustituyendo en ella (14) para $V_{qr}^{e\prime}$, asignando a la vez V_{dr}^{e} e $i_{dr}^{e\prime}$, ambos iguales a cero, obtenemos la ecuación (17).

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{e} \\ v_{ds}^{e} \\ -V_{ss}*Cos\alpha \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s+X_{ss}p/w_b & X_{ss} & X_M p/w_b \\ -X_{ss} & r_s+X_{ss}p/w_b & -X_M \\ X_M p/w_b & sX_M & r_r'+R_f'+(X_{rr}'+X_f')p/w_b \\ -sX_M & X_M p/w_b & -sX_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{e} \\ i_{ds}^{e} \\ i_{qr}^{e\prime} \\ \end{bmatrix} \qquad (17)$$

Con $i_{dr}^{*\prime}$ igual a cero, el torque electromagnético en p.u. es:

$$T_e = -X_M * i_{ds}^* * i_{qr}^{*\prime} \qquad (18)$$

V_{qs}^* y V_{ds}^* están relacionados a V_{ss} como:

$$V_{ss}^2 = V_{qs}^{*2} + V_{ds}^{*2} \qquad (19)$$

El torque se relaciona con la velocidad del rotor por:

$$T_e = 2*H*p*w_r/w_b + T_L \qquad (20)$$

Donde H es la constante de inercia en segundos y T_L es el torque de carga en p.u.

- **Ecuación de Estado Estable.**

Si en las ecuaciones anteriores el tiempo t, no es una variable explícita, el sistema es estacionario, es decir las ecuaciones obtenidas nos describen el estado estable. Para operación de estado estable balanceada, despreciando armónicos, p=0 en la ec. (17), se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^* \\ V_{ds}^* \\ -V_{ss}*\cos\alpha \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & X_{ss} & 0 \\ -X_{ss} & r_s & -X_M \\ 0 & sX_M & r_r'+R_f' \\ -sX_M & 0 & -sX_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs}^* \\ I_{ds}^* \\ I_{qr}^{*\prime} \\ \end{bmatrix} \qquad (21)$$

Nótese que se ha modificado la notación, ahora se utiliza letras mayúsculas para indicar cantidades de estado estable.
Las ecuaciones para el torque electromagnético y el voltaje de fase pico del estator V_{ss}, solo se modifican por la notación en mayúsculas.

$$T_e = -X_M * I_{ds}^* * I_{qr}^{*\prime} \qquad (22)$$

$$V_{ss}^2 = V_{qs}^{*2} + V_{ds}^{*2} \qquad (23)$$

ECUACIONES EXPRESADAS EN TERMINOS DE LOS PARAMETROS DE LA MAQUINA, DEL FILTRO, DEL ANGULO DE RETRASO DE FASE α Y V_{ss}.

El procedimiento utilizado es el siguiente: De las dos últimas filas de (21), podemos expresar I_{qs}^* e I_{ds}^* en función de los parámetros de la máquina, V_{ss}, α, e $I_{qr}^{*\prime}$, así:

$$I_{ds}^* = \frac{-V_{ss}*\cos\alpha - (r_r'+R_f')*I_{qr}^{*\prime}}{sX_M} \qquad (24)$$

$$I_{qs}^* = \frac{-sX_{rr}' I_{qr}^{*\prime}}{sX_M} \qquad (25)$$

Con las expresiones anteriores podemos dejar expresados V_{qs}^* y V_{ds}^* en términos de $I_{qr}^{*\prime}$ y por lo tanto en términos de los parámetros de la máquina, de los del filtro, de V_{ss} y α, obteniéndose las ecuaciones (26) y (27).

Utlizando la ec. (23) y reemplazando los valores de V_{qs}^* y V_{ds}^*, podemos hallar $I_{qr}^{*\prime}$.

La ecuación para el torque electromagnético queda ahora en función de los parámetros conocidos.

$$V_{qs}^* = \frac{-V_{ss}\cos\alpha X_{ss}}{sX_M} + \frac{[sr_s X_{rr}' + (r_r'+R_f')]I_{qr}^{*\prime}}{sX_M} \qquad (26)$$

$$V_{ds}^* = \frac{-r_s V_{ss}\cos\alpha}{sX_M} + \frac{[sX_{ss}X_{rr}' - r_s(r_r'+R_f') - sX_M^2]I_{qr}^{*\prime}}{sX_M} \qquad (27)$$

EFECTOS DE LA CONMUTACION EN EL RECTIFICADOR.

La conmutación está relacionada con la transferencia de la corriente directa de una rama con interruptor estático a otra, en una secuencia cíclica. En un SRED práctico, una transferencia instántanea no puede ocurrir, debido a la presencia de la impedancia de pérdidas en cada fase de la máquina.
Normalmente el circuito equivalente de la maquina de inducción de estado estable, incluido el rectificador es el de la Fig. No. 6.

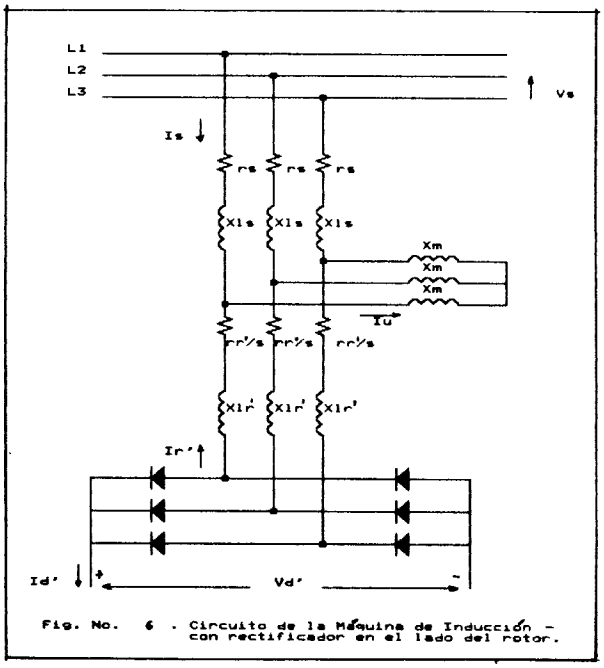


Fig. No. 6 . Circuito de la Máquina de Inducción - con rectificador en el lado del rotor.

Las variables primadas, están referidas al estator. El circuito equivalente por fase, para la máquina de inducción es el indicado por la Fig. No 7.

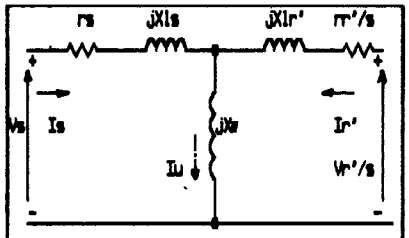


Fig. No. 7. Circuito equivalente por fase para estado estable de la máquina de Inducción.

El circuito de la Fig. No. 7, es equivalente al circuito, indicado en la Fig. No. 8., tomado de la Ref. [4].

En dicho circuito se indica una fuente de alimentación de valor, $V_s*e^{j2\alpha_o}$, en serie a la impedancia de conmutación (reactancia más resistencia) referida al estator.

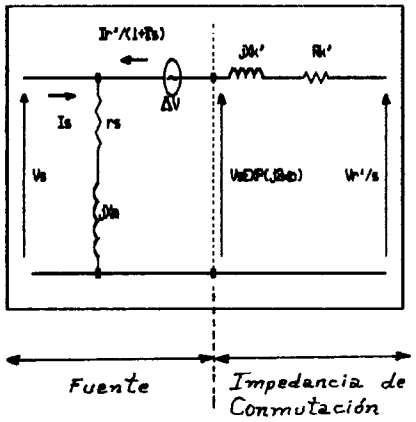


Fig. No. 8. Circuito equivalente por fase de la máquina de inducción que considera la impedancia de conmutación.

Γ_s : es conocido como coeficiente de dispersión del estator y viene dado por:

$$\Gamma_s = X_{ls}/X_m \qquad (28)$$

α_o : es el desfasaje respecto a la fuente original y se expresa por:

$$\alpha_o = \tfrac{1}{2}*\mathrm{arctg}(r_s/X_{ls}) \qquad (29)$$

X_k': es la reactancia de conmutación referida al estator.

$$X_k' = (1+\Gamma_s)*[X_{ls} + (1+\Gamma_s)*X_{lr}'] \qquad (30)$$

$$R_k' = r_s + (1 + \Gamma_s)^2*r_r'/2 \qquad (31)$$

Ahora podemos obtener un circuito equivalente final para la máquina y el conversor como el indicado en la Fig. No. 9.

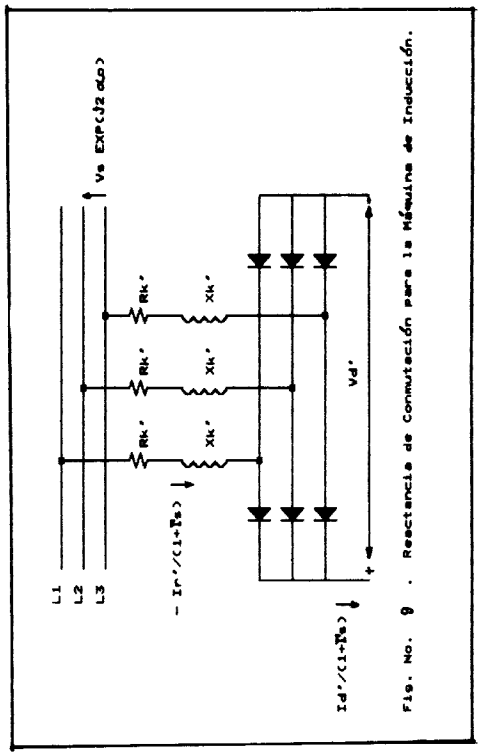


Fig. No. 9. Reactancia de Conmutación para la Máquina de Inducción.

Fig. No. 9. Circuito equivalente trifásico para la maquina de inducción y el rectificador.

El voltaje Vd considerando condiciones no ideales esta dado por:

$$Vd = Vd_i - VR_k - VX_k - 2V_c \qquad (32)$$

Donde:

Vd_i = Voltaje medio ideal en vacio del conversor.
VR_k = Caida de voltaje en las resistencias óhmicas.
VX_k = Caida de voltaje debida a X_k.
V_c = Caida directa en el elemento semiconductor.
Vd_i es el voltaje medio ideal en vacio y está dado por la ec. (9). VR_k, es la caida de voltaje en R_k, fuera del periodo de conmutación, y es constante debido a que estamos considerando que Id es completamente alisada, Los valores momentaneos para VR_k, durante la conmutación, son aproximados al valor fuera de dicho periodo. Esta caida de voltaje puede expresarse en términos de la corriente Id nominal (Id_N) y R_k o simplemente en términos de las pérdidas en el Cobre P_{cu}.

$$VR_k = Id_N*R_k = P_{cu}/Id_N \qquad (33)$$

VX_k, es la caida de voltaje debida a la reactancia de conmutación, y se conoce también como caida de tensión debida a la conmutación. Para el caso del rectificador, está dada por:

$$VX_k = 3/\pi*\ X_k*Id_N \qquad (34)$$

V_c, es la caida de tensión en los diodos y generalmente es algo superior a la tensión

de codo (umbral), que es de 0.6 Voltios para los diodos de silicio. En el caso del rectificador trifásico tipo puente, son dos los diodos que están conduciendo a la vez, por lo tanto la caida es doble. V_c es un dato dado por el fabricante del semiconductor; en el caso de diodos de potencia es usual utilizar la ecuación siguiente,

$$V_c = 1 - 0.05 * Id_N \qquad (35)$$

que se obtiene de considerar, la caida directa en el diodo como una fuente de 1 Voltio, en serie a una resistencia de 0.05 Ω.
Como resultado de esto el valor de Vd, es:

$$Vd = 3\sqrt{3}/\pi * V_s - R_k * Id_N - 3/\pi * X_k Id_N - 2(1-0.05 Id_N) \qquad (36)$$

ECUACIONES DEL SRED INCLUYENDO LA IMPEDANCIA DE CONMUTACION DEL RECTIFICADOR.

El voltaje Vd, que es V_r en el caso del SRED, incluida la conmutación en el rectificador está dada por la ec. (36).
Si consideramos los diodos como elementos ideales y refiriéndo variables y parámetros al estator se tiene:

$$V_r' = 3\sqrt{3}/\pi * V_{qr}^{e\prime} - (R_k' + 3/\pi * X_k')Id_N' \qquad (37)$$

Donde el primer término corresponde al valor ideal de V_r', dado por la ec. (9) y el segundo término corresponde a la caida de tensión debida a la reactancia de conmutación.
Conforme al circuito indicado en la Fig. No. 9, se tiene que:

$$Id_N' = Id'/(1+\Gamma_s) \qquad (38)$$

$$\text{Como, } Id' = i_{dc} \qquad (39)$$

$$\text{Entonces, } Id_N' = i_{dc}'/(1+\Gamma_s) \qquad (40)$$

Reemplazando la ec. (11) en (40), se tiene que:

$$Id_N' = -[\pi/2\sqrt{3}(1+\Gamma_s)] * i_{qr}^{e\prime} \qquad (41)$$

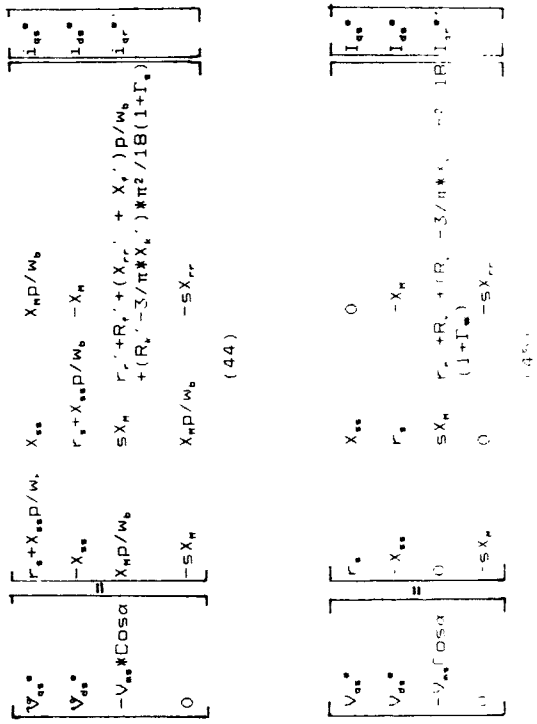
Reemplazando Vr' por la ec. (3), Vi por la ec. (13), IdN' por la ec. (40) y despejando Vqre', se tiene:

$$V_{qr}^{e\prime} = (\pi/3\sqrt{3}) * \{r_f' + X_f' p/w_b + [R_k - (3/\pi) * X_k']/(1+\Gamma_s)\} idc' - V_{ss}\cos\alpha \qquad (42)$$

Sustituyendo idc' por la ec. (11) en (41) se tiene:

$$V_{qr}^{e\prime} = [-R_f' - X_f' p/w_b - (R_k' - 3X_k'/\pi) * (\pi^2/18(1+\Gamma_s))] i_{qr}^{e\prime} - V_{ss}\cos\alpha \qquad (43)$$

Siendo V_{ss} el valor pico de los voltajes de fase del estator.
Además R_f' y X_f' están definidas como en las ecuaciones (15) y (16).
Volviendo a la ecuación matricial (17), sustituyendo en ella (43) se tiene:



(44)

El torque electromagnético queda similar al de la ecuación (18). Para la obtención de la ecuación matricial de estado estable, incluyendo la conmutación, solo es necesario hacer p=0 en la ec. (44), obteniéndose la ecuación (45).

CONCLUSIONES.

Se ha presentado información relativa al funcionamiento y esquemas utilizados para el controlador, luego se presenta la modelación del sistema, primero y por facilidad sin incluir el proceso de conmutación en el rectifirador y luego incluyéndolo con el fin de ver las diferencias entre las ecuaciones.
Basados en la Teoria de Ejes de Referencia, se ha desarrollado las ecuaciones que sirven para el análisis de un Sistema Recuperador de la Energia de Deslizamiento. Con el fin de tener un modelo que se ajuste a un sistema práctico se incluye el proceso de conmutación en el rectificador. Se presentan las ecuaciones tanto para estado estable como para estado transitorio, las cuales se pueden poner en función de las concatenaciones de flujo, con fines de simulación .

BIBLIOGRAFIA.

[1] S. B DEWAN, G.R. SLEMON, A. STRAUGHEN, "Power Semiconductor Drives", Toronto, Canadá,1984.

[2] P. C. KRAUSE, "Analysis of Electric

Machinery", Mc. Graw-Hill Book Ca. Inc., New York, 1986.

[3] W. LEONHARD, "Control of Electrical Drives", Electrical Energy Systems and Engineering Series, Springer-Verlag, New York, 1985.

[4] MEYER Manfred, "Elecktrische Antriebstechnick", Springer-Verlag, Berlin, 1985.

[5] MOLTGEN Gottfried, "Line Conmutated Thyristor Converters", Siemens Aktiengesellschaft-Pitman Publishing, Londres, 1972.

[6] M. G. SAY, "Alternating Current Machines", Fourth edition, Pitman Publishing Limited, Londres, 1977.

[7] SCHONFEL Rolf, HABIGER Ernst, Automatisierte Elektroantriebe, 2 Durchgeseheme Auflage", VEB Verlag Technik, Berlin, 1981.

[8] E. AKPINAR, P. PILLAY, "Modeling and Performance on Slip Energy Recovery Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, No. 1, March 1990, pp. 203-210.

[9] P. C. KRAUSE, O. WASYNEZUK, M. S. HILDEDRANDT, "Reference Frame Analysis of a Slip Energy Recovery System", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, No. 2, June 1988, pp. 404-408.

BIOGRAFIAS.

TOAPANTA OYOS MILTON

Obtuvo el título de Ingeniero Eléctrico en la Escuela Politécnica Nacional, en Noviembre de 1977. Ha desempeñado diversos cargos dentro y fuera de la Institución, actualmente desempeña el cargo de Jefe del Departamento de Sistemas Eléctricos de Potencia y de Profesor Principal en el Area de Máquinas Eléctricas de la Facultad de Ingenieria Eléctrica.

KELVIN BOLIVAR DIAZ SANCHEZ, nació en Cuenca el 20 de Octubre de 1962, sus estudios secundarios los realizó en el Colegio Nacional Paltas (Prov. de Loja), los estudios superiores los realizó en la Facultad de Ingeniería Eléctrica, especialización Electrónica y Control de la Escuela Politécnica Nacional. Actualmente se encuentra desarrollando el presente tema como tesis de grado.