

Sequential FCS-MPC for Open Phase Fault Tolerant Control Applied to SynRM

Gastón Frias, Guillermo Catuogno, Marco Rivera, Patrick Wheeler and Guillermo García.

Abstract—Model predictive control is a very attractive solution for electric drives and converter control, but while classic model predictive controls give good results, the choice of weighting factors is often somewhat complex and even more so when the system it is fault tolerant. For this reason, sequential model predictive control is seen as a viable alternative for these applications. In this work a predictive control is carried out by a sequential finite control set model applied to a synchronous reluctance machine with open phase fault tolerance, the advantage is that it does not require reconfiguration of the topology. The algorithm is compared with a finite control set model predictive control classic taking into account the same inverter topology. The results show a good behavior of the proposed system, giving a correct follow-up of the references imposed before and after the failure. Results for torque, currents in quadrature, and currents in *abc* are presented using MatLab's Simulink.

Keywords—Classic Predictive Control, Fault Tolerance, Sequential Predictive Control, Synchronous Reluctance Machine.

I. INTRODUCCIÓN

El motor síncrono de reluctancia (*Synchronous Reluctance Motor*, **SynRM**) es una máquina de diseño simple y robusto que está recibiendo una gran atención debido a su bajo costo, alta eficiencia y buena densidad de par. Debido a los nuevos diseños, las SynRM se han convertido en una alternativa para el reemplazo de las máquinas de inducción (*Induction Motor*, **IM**) y las máquinas síncronas de imanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor*, **PMSM**). En comparación con los PMSM, los SynRM no requieren materiales magnéticos en sus rotores, lo que los hace más robustos y económicos. En cuanto a las IM, las SynRM no poseen devanados en el rotor lo que las hace más robustos y con menores pérdidas [1-4].

Aunque los SynRM son robustos debido a la estructura de su rotor, no se excluyen las fallas en el motor, la electrónica de potencia y/o los sensores. Las fallas eléctricas han sido muy estudiadas porque la detección de una falla no necesariamente obliga a la parada de la máquina [5]. Se ha demostrado que el sistema compuesto por una máquina conectada en estrella

y un inversor con una cuarta rama conectada al punto neutro del devanado de la máquina tiene la capacidad de hacer frente a una falla de circuito abierto en la línea del inversor o una de las fases de la máquina [1][5].

Las fallas por fase abierta son de las más comunes en los sistemas de accionamientos eléctricos, ya sea en el devanado del motor o en las llaves electrónicas del inversor, es por ello que la fase afectada se desconectará y no podrá utilizarse para la generación de par [7][8]. En tal caso, sólo se puede controlar una corriente de forma independiente, como por ejemplo, una falla en la fase *a*, donde la corriente $i_a = 0$ entonces $i_b = i_c$. Para permitir más de un flujo de corriente independiente también en funcionamiento defectuoso es conectando el punto neutro del motor al centro del enlace CC en un banco dividido por capacitores o una rama adicional en el inversor. Una rama de inversor adicional requiere dos interruptores electrónicos adicionales, lo que hace que el sistema sea más complejo y propenso a fallas. Por otro lado, con un banco de continua dividido por capacitores es sencillo de implementar debido a que no todos los inversores o variadores de frecuencia cuentan con una cuarta rama [1][5][6].

Independientemente del control tolerante a fallas, el control predictivo basado en modelo (*Model Predictive Control*, **MPC**) es una estrategia de control utilizada en el área de control de sistemas de accionamiento. El MPC utiliza un modelo del sistema para calcular el comportamiento futuro de un sistema para un conjunto de posibles trayectorias del control para un horizonte de tiempo predefinido. Una vez evaluadas las posibles trayectorias se selecciona la secuencia que minimiza una función de coste, y se aplica esta secuencia al sistema. Esta optimización se repite cada nuevo tiempo de muestreo, en donde se consideran los nuevos datos medidos. Investigaciones recientes han demostrado un buen funcionamiento del MPC en el control de accionamientos eléctricos. El MPC se implementa con respecto a un modelo matemático del motor y del inversor. El más común es el MPC de conjunto de control finito (*Finite Control Set - Model Predictive Control*, **FCS-MPC**), el cual expresa el algoritmo MPC utilizando la naturaleza discreta de los inversores [1][9-12].

Una de las ventajas de FCS-MPC es su flexibilidad para controlar diferentes tipos de variables e incluir restricciones y otros requisitos de forma sencilla [7]. Sin embargo, un inconveniente bien conocido del algoritmo MPC es que el cálculo de la acción de control necesita una gran carga de cálculo, ya que exige la solución de un problema de aprendizaje en cada tiempo de muestreo, problema que se ha visto disminuido debido al avance de los procesadores digitales [1][10-12].

En el caso de FCS-MPC clásico es necesario incluir factores

G. Frias y G. Catuogno pertenecen al Laboratorio de Control Automático, en la Línea de Electrificación Aislada Sostenible, INTEQUI (CONICET-UNSL), Villa Mercedes, San Luis, Argentina. Contacto: rgfrias@email.unsl.edu.ar

M. Rivera trabaja en la Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Chile. Correo electrónico: marcoriv@utalca.cl

P. Wheeler trabaja en The University of Nottingham, UK. Correo electrónico: pat.wheeler@nottingham.ac.uk

G. García pertenece al Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto, Córdoba, Argentina.

de peso, donde el valor de los factores de peso depende del sistema en el que se realizará el control y los parámetros del mismo. La elección de estos factores puede llegar a ser complejo ya que no hay procedimiento para encontrar los mejores valores, es por ellos que usualmente se obtienen por ensayo y error en base al conocimiento del sistema. En caso de que se diseñe el control teniendo en cuenta algún tipo de falla, se vuelve más complicada la elección de los pesos [1][13].

Una posible solución es la evaluación secuencial de cada función de costo para no requerir de los factores de peso. Este método es llamado control predictivo basado en modelo secuencial (MPC secuencial). En general se evalúan los estados posibles en la primera función de costo y luego se seleccionan los primeros elementos del vector que minimicen esta primera función y luego estos elementos se aplican a la segunda función de costo, de la cual se obtiene el estado que proporcione el menor valor y se aplica a la planta [13].

En este trabajo se propone un FCS-MPC secuencial aplicado a una SynRM con tolerancia a fallas de fase abierta. Para evaluar el funcionamiento se realizan cambios en la referencia de par antes y después de la falla de fase abierta y se compara contra un FCS-MPC clásico, siempre teniendo en cuenta la minimización de las pérdidas por corrientes.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA TOLERANTE A FALLAS

El sistema propuesto se presenta en la Fig. 1. Está compuesto por una SynRM y un inversor trifásico con punto medio por divisor de capacitores. El control de las pérdidas y el par requiere la referencia de par y hace uso de la medición de las corrientes de fase (abc) y la posición del rotor.

El algoritmo MPC propuesto se basa en la naturaleza discreta de los convertidores de potencia, en la que sólo se cumple

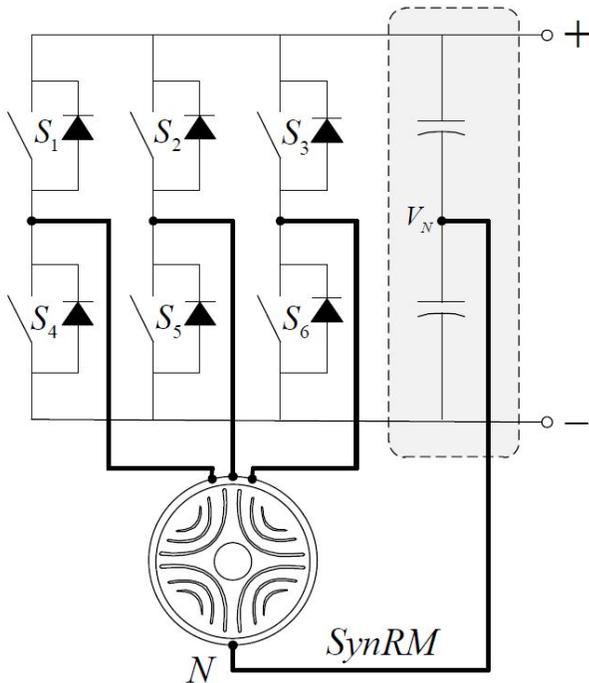


Fig. 1. Diagrama en bloques del sistema propuesto.

un conjunto de posibles estados de conmutación, que depende de las posibles combinaciones de activación/desactivación de las llaves de potencia. Además, el modelo del motor puede usarse para predecir el comportamiento de las variables para cada estado de conmutación. Para la selección del estado de conmutación apropiado que se aplicará, la predicción del valor futuro de las corrientes con el par de referencia, se calcula para cada posible estado de conmutación. Luego se evalúa de manera secuencial las dos funciones de costo de manera individual. En este caso con dos objetivos de control todos los estados de conmutación son evaluados en la primera función de costo que evalúa el seguimiento de la referencia de par. Mientras que, en la siguiente función de costo, la cual evalúa la disminución de las pérdidas, sólo el subconjunto de estados que mejor minimizan la primera función son evaluados.

Como se puede visualizar en la Fig. 1 en el sistema propuesto no se realiza una reconfiguración del sistema una vez ocurrida la falla. En el algoritmo se realiza una detección de falla por medio de un detector externo y así no tener en cuenta los valores de tensión de la fase abierta.

A. Máquina Síncrona de Reluctancia

Una SynRM ideal (se desprecian las pérdidas en el hierro y la saturación) puede ser representada mediante las siguientes ecuaciones:

$$v_d = Ri_d + L_d(di_d/dt) - e_d \quad (1)$$

$$v_q = Ri_q + L_q(di_q/dt) + e_q \quad (2)$$

donde v_d, v_q son las tensiones en $dq0$, R es la resistencia en el estator, i_d, i_q son las corrientes de estator en $dq0$, L_d, L_q son las inductancias del estator en $dq0$ y e_d, e_q es la fuerza contra-electromotriz.

El par electromagnético está dado por:

$$T_e = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (3)$$

donde p es el número de pares de polos.

Para llevar a cabo el control propuesto, se deben predecir las corrientes en $dq0$ para el siguiente paso de muestra (t_{k+1}). Sin embargo, como se va a introducir una compensación por retraso debido al microcontrolador [7], la predicción se hace dos pasos por delante para (t_{k+2}).

Considerando la estrategia de compensación, la predicción se hará para i_{dq0} primero en t_{k+1} y luego, en t_{k+2} usando la discretización de Euler hacia adelante de (1) y (2):

$$i_{dq0(k+1)} = i_{dq0(k)} + \frac{T_a}{L_{dq0}} [v_{dq0(k)} - Ri_{dq0(k)} - e_{dq0(k)}] \quad (4)$$

$$i_{dq0(k+2)} = i_{dq0(k+1)} + \frac{T_a}{L_{dq0}} [v_{dq0(k+1)} - Ri_{dq0(k+1)} - e_{dq0(k+1)}] \quad (5)$$

$$T_e(k+2) = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d(k+2)i_q(k+2) \quad (6)$$

donde T_a es el tiempo de muestreo.

B. Inversor

Para el diseño de control, se supone que el convertidor tiene interruptores ideales (sin tiempo muerto y sin caída de tensión). Por lo tanto, los estados de conmutación del convertidor se pueden modelar como:

$$S_a = \begin{cases} 1, & \text{si } S_1 \text{ está activada y } S_4 \text{ está apagada} \\ 0, & \text{si } S_1 \text{ está apagada y } S_4 \text{ está activada} \end{cases} \quad (7)$$

$$S_b = \begin{cases} 1, & \text{si } S_2 \text{ está activada y } S_5 \text{ está apagada} \\ 0, & \text{si } S_2 \text{ está apagada y } S_5 \text{ está activada} \end{cases} \quad (8)$$

$$S_c = \begin{cases} 1, & \text{si } S_3 \text{ está activada y } S_6 \text{ está apagada} \\ 0, & \text{si } S_3 \text{ está apagada y } S_6 \text{ está activada} \end{cases} \quad (9)$$

Considerando todas las combinaciones posibles de S_a , S_b y S_c se obtienen ocho estados de conmutación. Los ocho posibles estados de conmutación se asumirán posteriormente como ocho posibles vectores de voltaje de fase, como se puede ver en la Tabla I.

Tabla I
ESTADOS DE CONMUTACIÓN Y VECTORES DE TENSIÓN EN EL INVERSOR.

	S_a	S_b	S_c	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
V_1	0	0	0	$-\sqrt{d}c/2$	$-\sqrt{d}c/2$	$-\sqrt{d}c/2$
V_2	1	0	0	$\sqrt{d}c/2$	$-\sqrt{d}c/2$	$-\sqrt{d}c/2$
V_3	1	1	0	$\sqrt{d}c/2$	$\sqrt{d}c/2$	$-\sqrt{d}c/2$
V_4	0	1	0	$-\sqrt{d}c/2$	$\sqrt{d}c/2$	$-\sqrt{d}c/2$
V_5	0	1	1	$-\sqrt{d}c/2$	$\sqrt{d}c/2$	$\sqrt{d}c/2$
V_6	0	0	1	$-\sqrt{d}c/2$	$-\sqrt{d}c/2$	$\sqrt{d}c/2$
V_7	1	0	1	$\sqrt{d}c/2$	$-\sqrt{d}c/2$	$\sqrt{d}c/2$
V_8	1	1	1	$\sqrt{d}c/2$	$\sqrt{d}c/2$	$\sqrt{d}c/2$

C. Algoritmo

En este trabajo se evalúan dos funciones de costo de forma secuencial para encontrar el siguiente estado de conmutación. Para la primera función de costo, se evalúan todos los estados posibles del inversor (8 estados). Luego, se eligen los N estados que minimizan la primera función de costo para evaluar la segunda función. Finalmente, se aplica el estado que minimiza la segunda función de costo. N es un parámetro del FCS-MPC secuencial, que representa el número de estados de conmutación que se evaluarán en la segunda función de costo y varía entre 1 y 8 debido a los estados posibles. Entre mayor es N , se le da más importancia a la segunda función de costo, en caso contrario, entre menor es N se le da mayor importancia a la primera función de costo. Esto nos dice que el valor N define cuál de los objetivos de control tiene la mayor prioridad. Es por ello que el valor de N debe seleccionarse de acuerdo al desempeño esperado para la aplicación. En la Fig. 2 se muestra un ejemplo gráfico de lo explicado en esta sección.

El objetivo de control es primero evaluar la función de costo que minimiza el error de par y luego minimizar las pérdidas debido a las corrientes. Las descripciones del algoritmo FCS-MPC secuencial se muestra en la Tabla II.

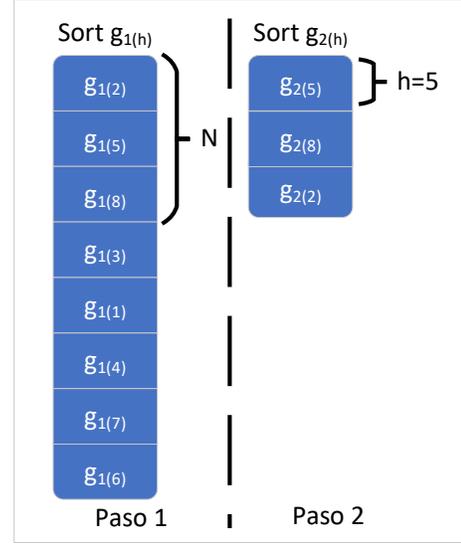


Fig. 2. Ejemplo gráfico del algoritmo secuencial utilizando $N=3$.

Tabla II
ALGORITMO UTILIZADO.

función FCS-MPC secuencial
para g_1 iniciar función for $h=1:8$
predecir corrientes
evaluar función de costo g_1
fin de función for
ordenar g_1 en orden ascendente
seleccionar primeros N vectores
para g_2 iniciar función for $h=1:N$
evaluar función de costo g_2
fin de función for
minimizar g_2
aplicar elemento que minimiza g_2
fin función FCS-MPC secuencial

D. Funciones de costo

Como objetivo principal en el FCS-MPC secuencial se busca seguir la referencia de par con el menor error posible, para lo cual se hace seguimiento de las referencias de par y de las corrientes en cuadratura i_d e i_q . Por otro lado, como segundo objetivo se busca que las pérdidas sean lo menor posible, es decir, se eligen los primeros N elementos del vector de la primera función de costo que minimizan el error en el par, luego con esos N elementos se evalúa la segunda función de costo y se elige el elemento que minimice las pérdidas. Por lo tanto, las funciones de costos para esta propuesta estarán compuestas por los siguientes componentes:

$$g_1 = |T_e^* - T_{e(k+2)}| + |i_d^* - i_{d(k+2)}| + |i_q^* - i_{q(k+2)}| \quad (10)$$

$$g_2 = (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) \quad (11)$$

Para el control clásico se realizaron varias pruebas en cuanto al valor de los pesos y se optó por la siguiente función de costo, la cual minimizaba principalmente el error de par y luego las pérdidas:

$$g = |T_e^* - T_{e(k+2)}| + |i_d^* - i_{d(k+2)}| + |i_q^* - i_{q(k+2)}| + \lambda(i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) \quad (12)$$

con $\lambda = 0.0003$ y $\lambda = 0.003$.

III. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para evaluar el comportamiento de control del enfoque propuesto, se han realizado varias pruebas utilizando la simulación del sistema de accionamiento considerado, descrito en la sección II. La prueba consiste en tres escalones de par, el primero de 0 a 5 Nm para iniciar la prueba, luego un escalón de 5 a 7 Nm a los 0.1s y por último, un escalón de 7 a 10 Nm en 0.3s. Por otro lado, a los 0.2s se simula una falla de fase abierta en la fase a del sistema, la cual se realiza tanto en el software para el algoritmo de control como en la planta. Los parámetros del sistema simulado se muestran en la Tabla III.

Tabla III
PARÁMETROS DE LA SIMULACIÓN.

Parámetro	Valor	Unidad
T_a	1/20000	1/Hz
R	0.33	Ω
$L_d + L$	0.155 + 0.02	Hy
$L_q + L$	0.015 + 0.02	Hy
V_{dc}	577	V
p	2	-
N	2	-

Por otro lado, se realizaron dos pruebas para el FSC-MPC clásico debido a que para $\lambda = 0.003$ el control prioriza un orden más las pérdidas debido a las corrientes en $abc0$ que para $\lambda = 0.0003$ dando oscilaciones inaceptables en el par. El valor de $\lambda = 0.003$ fue elegido de manera que los valores de las pérdidas sean muy similares a las pérdidas del sistema con el control FSC-MPC secuencial en condiciones sin falla. Por último, el valor de $\lambda = 0.0003$ fue elegido de manera que el sistema siguiera la referencia de par, teniendo menor influencia las pérdidas.

A. FSC-MPC clásico

Para el algoritmo FCS-MPC clásico 1 con $\lambda = 0.0003$ se obtuvieron las curvas de las Fig. 3, la Fig. 4 y la Fig. 5, en las cuales se puede observar el par en naranja y el par de referencia en azul, las corrientes i_d en naranja e i_q en azul y las corrientes en $abc0$ de las cuales se destacan la corriente en i_a en azul y en violeta la corriente de secuencia cero, respectivamente.

De este ensayo se puede observar que cuando el peso de la función de costo de las pérdidas no es importante, el control de par posee un buen desempeño, incluso durante la falla, pero

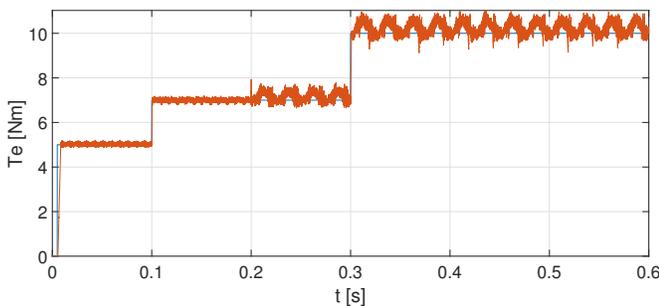


Fig. 3. Par en función del tiempo para el FSC-MPC clásico 1.

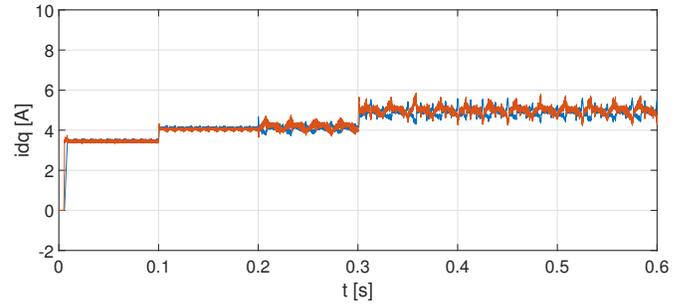


Fig. 4. Corrientes en dq en función del tiempo para el FSC-MPC clásico 1.

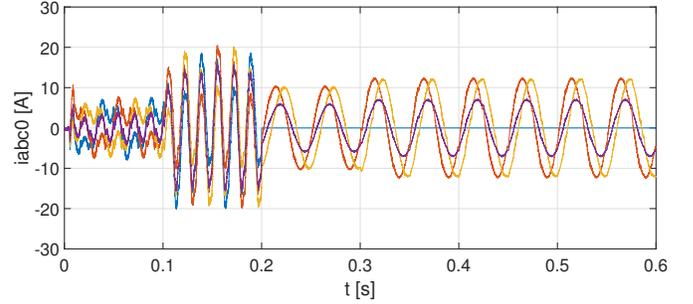


Fig. 5. Corrientes en abc0 en función del tiempo para FSC-MPC clásico 1.

se producen grandes pérdidas en la condición sana, al no estar limitadas, circulando grandes corrientes de neutro en forma de potencia reactiva.

Para el algoritmo FCS-MPC clásico 2 con $\lambda = 0.003$ se obtuvieron las curvas de las Fig. 6, la Fig. 7 y la Fig. 8, en las cuales se puede observar el par en naranja y el par de referencia en azul, las corrientes i_d en naranja e i_q en azul y las corrientes en $abc0$ de las cuales se destacan la corriente en i_a en azul y en violeta la corriente de secuencia cero, respectivamente.

Por el contrario al ensayo anterior, si se limitan las pérdidas para su correcto funcionamiento en condición sana, dándole mayor importancia al peso de la función de costo (λ), cuando ocurre una falla, esta limitación impide el crecimiento de la corriente de secuencia cero provocando grandes pulsaciones en el par.

De ambos ensayos con el control clásico es posible observar que durante la operación sin falla, la corriente de secuencia cero no es nula provocando pérdidas en la máquina.

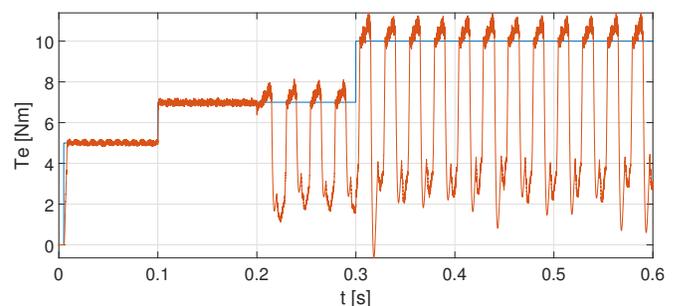


Fig. 6. Par en función del tiempo para el FSC-MPC clásico 2.

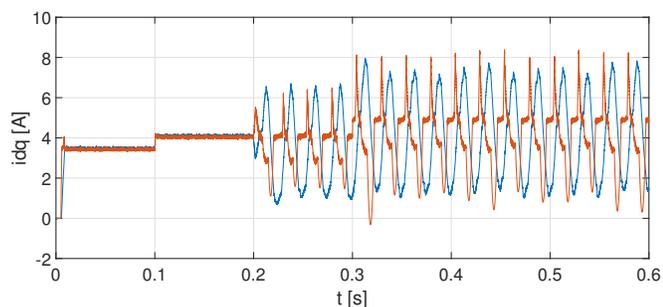


Fig. 7. Corrientes en dq en función del tiempo para el FSC-MPC clásico 2.

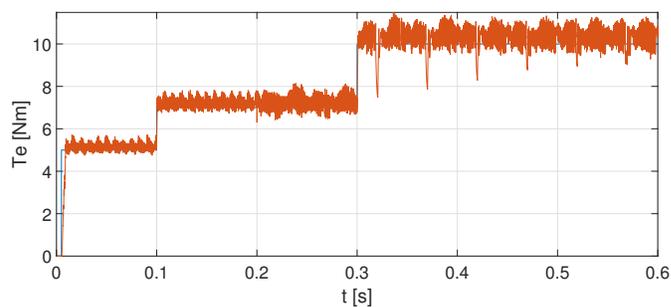


Fig. 9. Par en función del tiempo para el FSC-MPC secuencial.

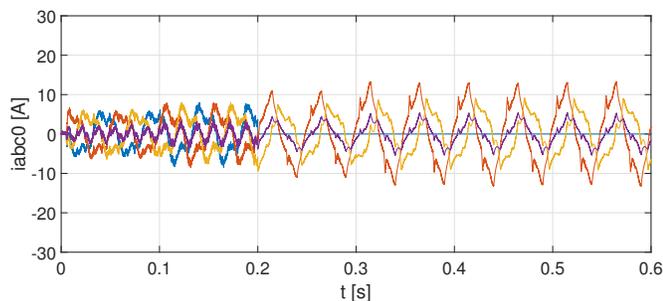


Fig. 8. Corrientes en $abc0$ en función del tiempo para el FSC-MPC clásico 2.

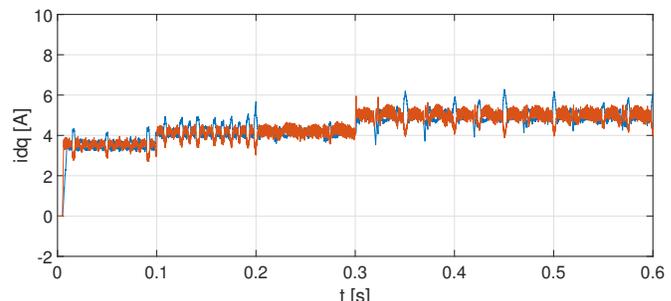


Fig. 10. Corrientes en dq en función del tiempo para el FSC-MPC secuencial.

B. FSC-MPC secuencial

En esta prueba de simulación se realizó un análisis del orden de evaluación de las funciones de costo (g_1 el seguimiento de par y g_2 minimizando las pérdidas y g_1 minimizando las pérdidas y g_2 el seguimiento de par) y los posibles valores del parámetro de control N . Este parámetro se eligió para obtener un buen desempeño del controlador FSC-MPC secuencial respecto a ambos objetivos de control. Los mejores resultados para ambas restricciones se obtuvieron evaluando primero el seguimiento del par y luego la minimización en el valor de las pérdidas y con un $N = 2$ (esto representa una alta prioridad en el seguimiento en la referencia del par), obteniendo resultados inaceptables para valores de N mayores a 2.

Para el algoritmo FSC-MPC secuencial se obtuvieron las curvas de las Fig. 9, la Fig. 10 y la Fig. 11, en las cuales se puede observar el par en naranja y el par de referencia en azul, las corrientes i_d en naranja e i_q en azul y las corrientes en $abc0$ de las cuales se destacan la corriente en i_a en azul que a los 0.2s se hace cero debido a la falla de fase abierta y en violeta la corriente de secuencia cero que crece al producirse la falla, respectivamente.

De este ensayo se puede observar que cuando el FSC-MPC secuencial posee un buen desempeño en el control de par, incluso durante la falla, además reduciendo las pérdidas en condición sana, ya que el algoritmo minimiza la circulación de la corriente de secuencia cero.

Las pérdidas totales en la simulación se muestran en la Tabla IV, en la cual se puede observar que el FSC-MPC clásico 1 tuvo menor pérdida debido al valor de λ en la función de costo pero da un comportamiento inaceptable en el par, luego en el FSC-MPC secuencial las pérdidas fueron menores que

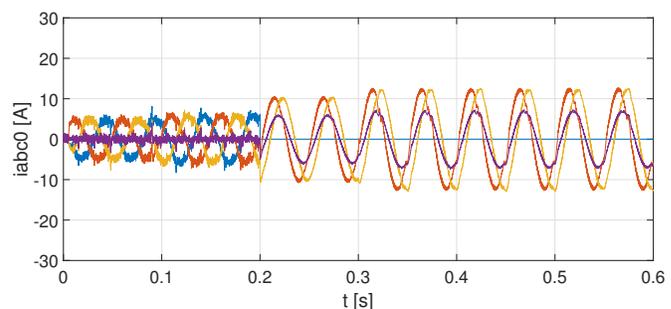


Fig. 11. Corrientes en $abc0$ en función del tiempo para el FSC-MPC secuencial.

en el caso de FSC-MPC clásico 2, si bien en la prueba para elegir el mejor valor de λ los valores de ambos controles fueron similares para la máquina sana, el FSC-MPC secuencial tuvo un mejor comportamiento una vez que en el sistema se presenta la falla de fase abierta en la fase a .

Tabla IV
PÉRDIDAS POR CORRIENTES DE FASE.

Prueba	Pérdidas
FSC-MPC secuencial	21.11W
FSC-MPC clásico 1	30.96W
FSC-MPC clásico 2	13.57W

En la Fig. 12 se muestran las corrientes de secuencia cero, en azul la del FSC-MPC secuencial, en naranja la del FSC-MPC clásico 1 y en amarillo la del FSC-MPC clásico 2. En ella se puede observar que para el FSC-MPC secuencial la corriente de neutro es menor que ambos FSC-MPC clásicos cuando la máquina se encuentra en condición sin falla, lo cual

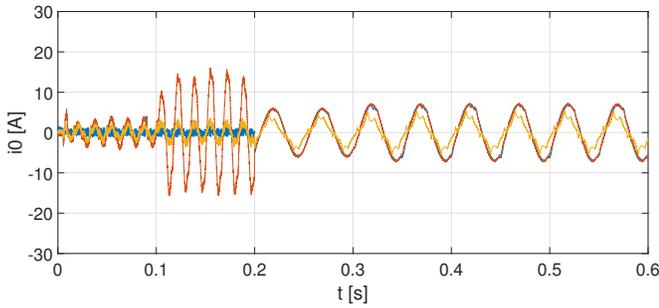


Fig. 12. Corrientes i_0 en función del tiempo para los tres FSC-MPC.

es una ventaja ya que la máquina funciona su mayor parte del tiempo en esta condición. Si bien la corriente de neutro en el FSC-MPC secuencial es mayor que la del FSC-MPC clásico 2, éste último tiene un seguimiento inaceptable en la referencia del par.

En la Tabla V se muestran el par medio antes de la falla (PMAF) y post falla (PMPF) y el porcentaje de error antes ($\% \Delta e_{AF}$) y después de la falla ($\% \Delta e_{PF}$), todos ellos con una referencia de par de $7Nm$. De la tabla se puede observar el buen seguimiento de la referencia de par del FSC-MPC secuencial antes y después de la falla, si bien no lo hace de manera tan óptima como el FSC-MPC clásico 1, este tiene menores pérdidas. Por otro lado, el FSC-MPC clásico 2 tiene un buen seguimiento de la referencia de par antes de la falla pero un seguimiento inaceptable después de la falla.

Tabla V
PMAF Y PMPF, $\% \Delta e_{AF}$ Y $\% \Delta e_{PF}$.

Prueba	PMAF	PMPF	$\% \Delta e_{AF}$	$\% \Delta e_{PF}$
FSC-MPC secuencial	7.21Nm	7.23Nm	15.57%	24.57 %
FSC-MPC clásico 1	6.99Nm	7.16Nm	5.71 %	16.14 %
FSC-MPC clásico 2	6.98Nm	4.77Nm	6.57 %	100.14 %

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó un FCS-MPC secuencial para control tolerante a fallas de fase abierta en motor de reluctancia síncrono y se lo comparó con FSC-MPC clásico. En el control se priorizó el seguimiento de la referencia de par y luego minimizar el valor de las pérdidas debido a las corrientes en $abc0$.

Los resultados de simulación muestran que para el FCS-MPC clásico, existe una relación de compromiso entre obtener un buen seguimiento del par sin que las pérdidas sean excesivas cuando no hay falla, ajuste que depende de los pesos de las funciones de costo. Mientras que, el FSC-MPC secuencial tiene un mejor comportamiento en el par con o sin falla reduciendo las pérdidas de la máquina, además la propuesta tiene la ventaja de no utilizar pesos en su función de costo, siendo más sencillo su ajuste. Se concluye de los resultados que, los resultados muestran que con la técnica FSC-MPC clásico es complejo obtener un balance entre los objetivos de control de manera que cumpla satisfactoriamente con todas las restricciones, lo que si se logró más fácilmente con la técnica FSC-MPC secuencial.

Por último, los resultados de simulación muestran un buen comportamiento del sistema tolerante a fallas sin ser necesario reconfigurar la topología. El algoritmo propuesto se adapta al funcionamiento de la máquina, ya sea en funcionamiento sano o bajo falla de fase abierta mediante un detector de falla externo.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecemos al: Consejo Nacional de Investigación Científica y Técnica (CONICET), la Universidad Nacional de San Luis (UNSL) y la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC). Proyecto PICT 2018-01720. Este trabajo fue financiado por el Gobierno de Chile a través del proyecto CONICYT/FONDECYT/1191028 y FONDAP SERC 15110019.

REFERENCES

- [1] A. Kiselev, G. R. Catuogno, A. Kuznetsov and R. Leidhold, "Finite Control Set MPC for Open-Phase Fault Tolerant Control of Synchronous Reluctance Motor", 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2020.
- [2] N. Aros, V. Mora and C. Alarcón, "Model predictive control for synchronous reluctance motor drive", 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017.
- [3] I. Jlassi and A. J. Marques Cardoso, "Model Predictive Current Control of Synchronous Reluctance Motors, Including Saturation and Iron Losses", 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2018.
- [4] A. Veysinejad, S. Rahmati and M. T. Bina, "Predictive Direct Torque Control with Reduced Number of Predictions for a Three-level Inverter Driven Permanent Magnet Synchronous Motor", 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2019.
- [5] B. Wang, J. Wang, B. Sen, A. Griffo, Z. Sun and E. Chong, "A Fault-Tolerant Machine Drive Based on Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Machine", in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 2, pp. 1349-1359, March-April 2018.
- [6] Dinyu Qin, Xiaogang Luo and T. A. Lipo, "Reluctance motor control for fault-tolerant capability", 1997 IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, 1997.
- [7] Z. Shi, X. Sun, Y. Liu and W. Zhou, "Fault-Tolerant Model Predictive Current Control of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Hub Motor Considering Current Constraints," 2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2020.
- [8] G. Feng, C. Lai, W. Li, Y. Han, N. Kar, "Computation-Efficient Solution to Open-Phase Fault Tolerant Control of Dual Three-Phase Interior PMSMs With Maximized Torque and Minimized Ripple", Power Electronics IEEE Transactions, 2021.
- [9] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva and A. Flores, "Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 1323-1325, Feb. 2012.
- [10] Xuan Wu, Hui Wang, Xiaofang Yuan, Shoudao Huang, Derong Luo, "Design and Implementation of Recursive Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", Mathematical Problems in Engineering, vol. 2015, Article ID 431734, 10 pages, 2015.
- [11] X. Yuan, S. Zhang and C. Zhang, "Nonparametric Predictive Current Control for PMSM", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 9, pp. 9332-9341, Sept. 2020.
- [12] C. A. Silva and J. I. Yuz, "On sampled-data models for model predictive control", IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010.
- [13] D. Murillo-Yarce, M. Rivera, C. Restrepo, J. Muñoz, C. Baier, R. Rodríguez, P. Wheeler, P. Zanchetta, G. Mirzaeva, "Common-Mode Voltage Reduction in a VSI Inverter Applying Sequential Predictive Control", 2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA), 2021.