

---

# **CONTROL COMPUTARIZADO DE MAQUINAS SINCRONICAS**

**OLAF BLAAK**

- Diplom Ingenieur Elektrotechnik / Nachrichtentechnik  
Aquisgrán / Alemania
- Profesor de la línea de Automatización

---

## PRESENTACION

En este artículo se presenta la aplicación de nuevos conocimientos para el control computarizado de un motor sincrónico sin usar sensores mecánicos.

En el área de la electrónica de potencia, la técnica de semiconductores hoy suministra tiristores universales, potentes y baratos. Con estos elementos se logran controles para tipos de máquinas que antes no se podían usar para aplicaciones que piden una regulación flexible.

Hasta ahora el campo de motores regulados está dominado por máquinas de corriente directa. Las máquinas de campos magnéticos giratorios, permiten rangos de control más amplios y tienen una relación peso - potencia bastante mejor. Además, los convertidores de frecuencia controlable reemplazan a los conmutadores mecánicos que siempre necesitan mantenimiento.

Sin embargo hay que tener en cuenta una desventaja: La parte del control es más complicada, aunque mecánicamente esas máquinas son más fáciles de construir. Si se requieren características dinámicas equivalentes a las de motores de corriente directa, deberá efectuarse una regulación por medio de algoritmos descritos en vez de una de tipo analógico.

Se presentan las teorías de máquinas sincrónicas y de los sistemas de control, incluyendo los resultados de un proyecto de investigación del Instituto de Maquinas Eléctricas de la Universidad Técnica de Aquisgrán, en el que tomó parte el autor.

## 1. INTRODUCCION

El principio clásico del control de una máquina sincrónica con convertidor de frecuencia controlable se muestra en la FIGURA 1.1. Un disco perforado con barras de luz y un generador tacométrico en el eje del motor, proveen la información sobre la posición de la rueda polar y el número de revoluciones, información que realimenta el control.

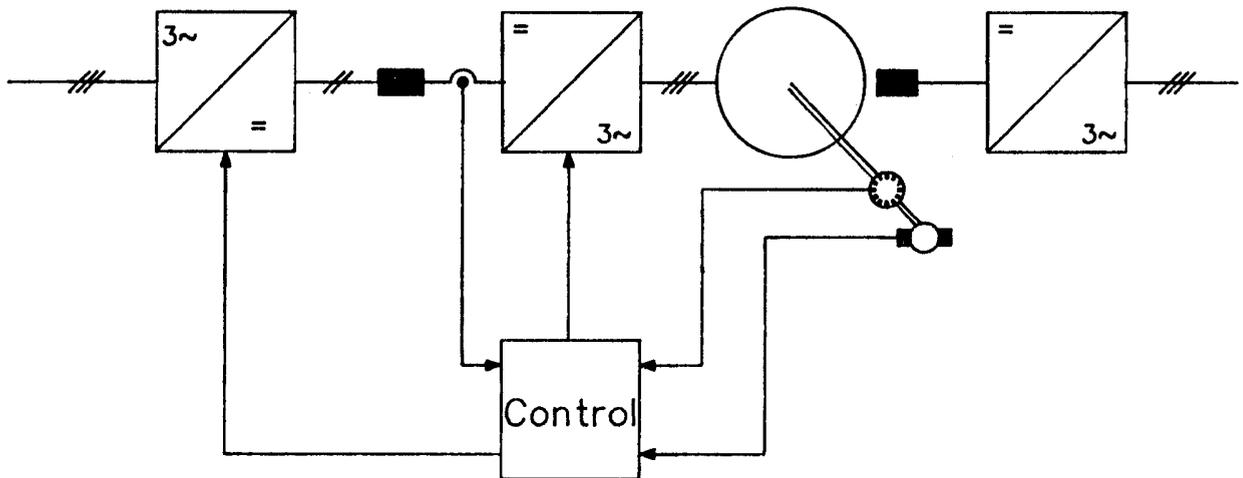


FIGURA 1.1. CONTROL CLASICO DE UN MOTOR SINCRONICO

También se puede obtener la información necesaria observando solamente las magnitudes eléctricas del motor. Además hay que estimar algunas medidas que no se pueden obtener con mediciones. Así un sistema con microprocesadores es capaz de estimar el estado de la máquina y el controlar los tiristores del convertidor de frecuencia.

Para resolver el problema de observación dado, se usa la teoría de filtros adaptivos de Kalman y

Bucy /2.1/, /2.4/. A diferencia de los principios de los filtros clásicos como paso bajo y paso alto, aquí se incluyen los parámetros estadísticos de los errores del sistema y de medición en el procesamiento de señales con ruido. Este procedimiento siempre tiene ventajas cuando los rangos de frecuencia de la señal útil y la de perturbación son iguales.

La concepción nueva de control se muestra en la FIGURA 1.2.

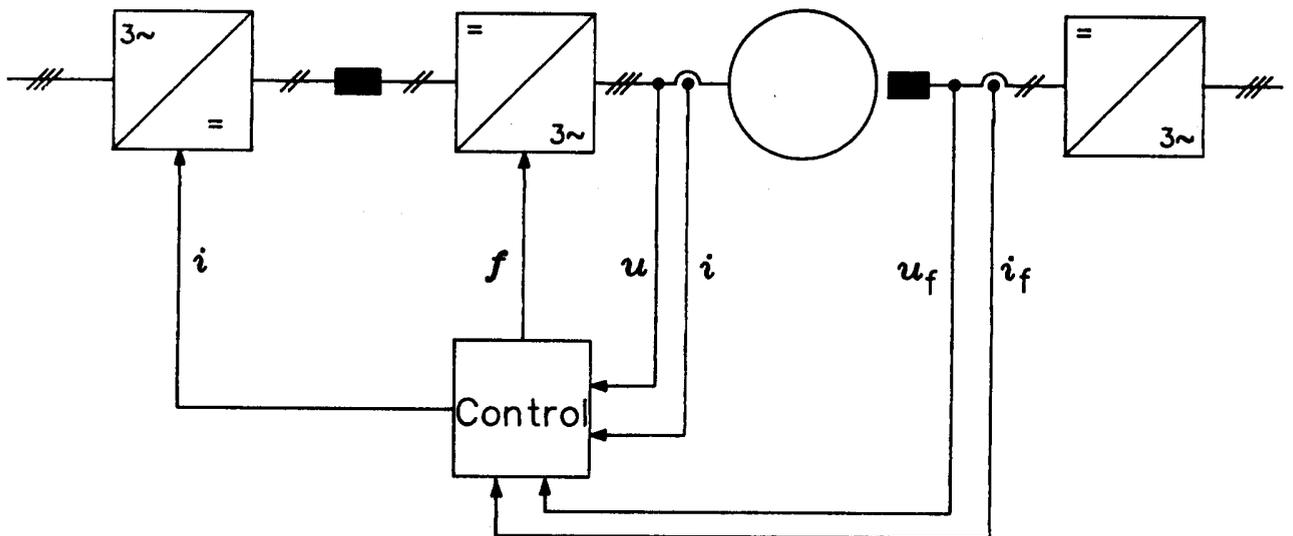


FIGURA 1.2. CONTROL NUEVO SIN SENSORES MECANICOS

## 2. MODELO MATEMATICO DE LA MAQUINA SINCRONICA

### 2.1. Condiciones

El circuito sustituido monofásico, sólo sirve para calcular máquinas en estado estacionario con voltajes exclusivamente inducido por flujos del campo giratorio y de amplitud constante. Si varían las amplitudes se encuentran voltajes inducidos adicionales.

Cuando se modelan filtros teniendo en cuenta los fenómenos dinámicos en máquinas eléctricas, se resuelve el sistema de ecuaciones diferenciales del sistema completo. Para ésto se emplea la conocida transformación del sistema real en una sistema sustituido con dos ejes, reduciendo el sistema de ecuaciones por la ley de Kirchoff en el punto estrella.

La formulación matemática del sistema físico se logra mediante tres simplificaciones:

- La forma de la inducción magnética en el entrehierro es aproximadamente senoidal.
- El voltaje inducido por ondas armónicas es tratado como voltaje de dispersión.
- La jaula de amortiguación y la corriente de Foucault en el hierro causada por fenómenos no estacionarios, están representadas por una bobina en cortocircuito.

### 2.2. Sistemas de Ecuaciones de la Máquina sin Saturación

Por la asimetría de la forma física del rotor devanado, las inductancias dependen de la posición del rotor. Varias simplificaciones se desprenden de la transformación del sistema de ecuaciones, describiendo la máquina en un sistema equivalente en dos ejes (FIGURA 2.3.).

En un sistema de coordenadas que se mueven sincrónicamente con el rotor, las inductancias no son funciones del ángulo eléctrico entre el flujo en el rotor y el flujo resultante. Además se debe introducir un sistema adicional de coordenadas que permanecen fijo con el estator para el sistema del filtro.

La transformación se desarrolla de manera que el total de las potencias y los valores de las resistencias permanecen invariables. Se usa el sentido matemático positivo para los ángulos y la velocidad angular. La potencia consumida se calcula como positiva.

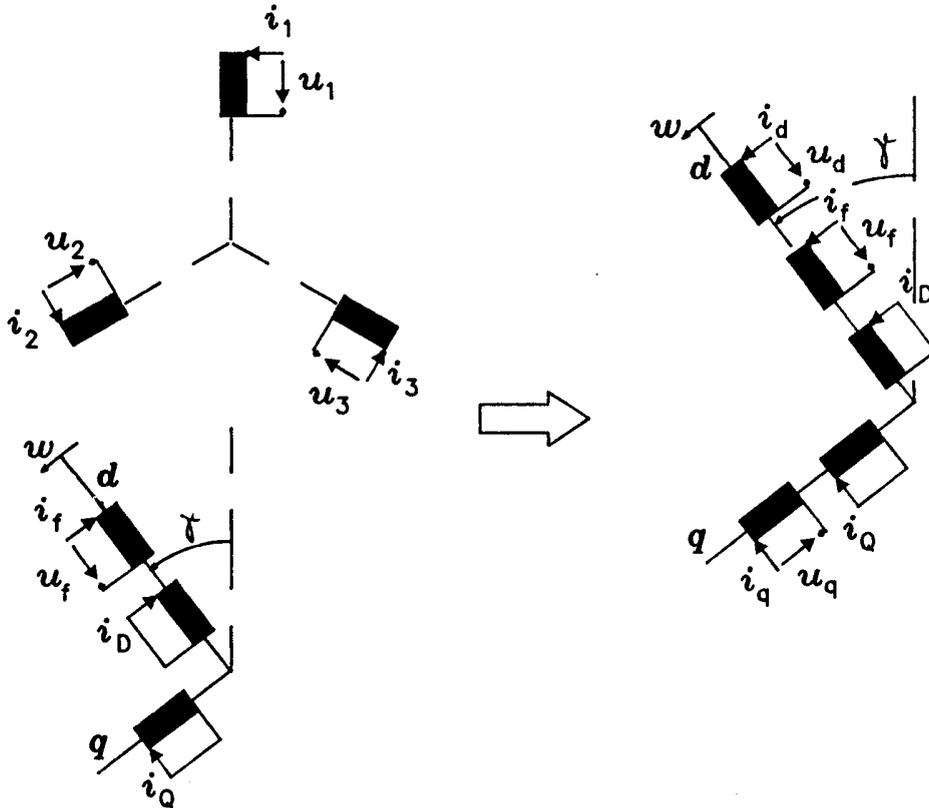


FIGURA 2.1. SISTEMA ORIGINAL Y SISTEMA EQUIVALENTE

Bajo estas condiciones resulta:

a) Para la transformación del sistema trifásico del estator en un sistema estator con dos fases. Se transforman los vectores  $u$  e  $I$  de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} s \\ d \\ q \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} s \\ d \\ q \end{bmatrix}^T = \mathbf{I}_{SS} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{I}_{SS} &= \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 & 0 \\ -\sqrt{\frac{1}{2}} & 0 & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad [2.1] \end{aligned}$$

b) Para la transformación del sistema trifásico del estator en un sistema rotor con dos fases:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} d \\ f \\ D \\ q \\ Q \end{bmatrix}^T &= \\ &= \mathbf{I}_{SR} \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ f \\ D \\ Q \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{I}_{SS} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \gamma & \cos\left(\gamma - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{4\Pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\sin \gamma & -\sin\left(\gamma - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{4\Pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [2.2] \end{aligned}$$

c) Para la transformación del sistema rotor en un sistema fijo (estator) con dos fases.

$$\begin{pmatrix} \cdot \end{pmatrix}^S = \begin{bmatrix} \cdot \end{pmatrix}_d^S, \begin{pmatrix} \cdot \end{pmatrix}_q^S \Bigg]^T = \mathbf{I}_{RS} \begin{bmatrix} \cdot \end{pmatrix}_d^R, \begin{pmatrix} \cdot \end{pmatrix}_q^R \Bigg]^T$$

$$\mathbf{I}_{RS} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad [2.3]$$

Para normalizar los valores de pico de línea nominales de tensión y corriente. Las ecuaciones de la máquina ya aparecen así:

$$u_d = r_s i_d + \frac{d\Psi_d}{d\Gamma} - \frac{d\gamma}{d\Gamma} \Psi_q \quad [2.4]$$

$$u_f = r_f i_f + \frac{d\Psi_f}{d\Gamma} \quad [2.5]$$

$$u_q = r_q i_q + \frac{d\Psi_q}{d\Gamma} + \frac{d\gamma}{d\Gamma} \Psi_d \quad [2.6]$$

$$0 = r_D i_D + \frac{d\Psi_D}{d\Gamma} \quad [2.7]$$

$$0 = r_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{d\Gamma} \quad [2.8]$$

$$\Psi_d = x_d i_d + x_{md} i_f + x_{md} i_D \quad [2.9]$$

$$\Psi_f = x_f i_f + x_{md} i_d + (x_{md} + x_{rc}) i_D \quad [2.10]$$

$$\Psi_D = x_D i_D + (x_{md} + x_{rc}) i_f + x_{md} i_d \quad [2.11]$$

$$\Psi_q = x_q i_q + x_{mq} i_Q \quad [2.12]$$

$$\Psi_Q = x_Q i_Q + x_{mq} i_q \quad [2.13]$$

La inductancia se usa para describir el acoplamiento inductivo entre la bobina de amortiguación longitudinal y la bobina de excitación.

Así llegamos a la ecuación del movimiento (sistema de una masa):

$$T_A \frac{d\Omega}{dt} = \left( (x_d i_d + x_{md} i_f) i_q - x_q i_q i_d \right) - m_L \quad [2.14]$$

con

$$\frac{d\gamma}{dt} = \Omega; \quad T_A = \left( \Theta_M - \omega_N^2 \right) \left( pM_{SN} \right)$$

### 2.3. Saturación

#### 2.3.1. Simplificaciones

Si la máquina sincrónica está funcionando como motor controlado, hay que tener en cuenta el efecto de saturación en el cálculo, para obtener informaciones más correctas sobre el estado de la máquina. En las ecuaciones del filtro de sistema, debe aparecer entonces la corriente de magnetización.

Faltan todavía reflexiones sobre cuáles de las inductancias hay que incluir. Por lo menos hay que considerar las inductancias principales de la máquina, que son influenciadas sobre todo en el eje longitudinal por la magnitud de la corriente de excitación y la reacción del rotor. En cambio las inductancias de dispersión en el caso considerado no dependen de la saturación.

#### 2.3.2. Influencia de la Saturación en los Ejes

Se define la corriente de magnetización con el elemento que determina los coeficientes de inducción  $L_{md}$  y  $L_{mq}$ . Este método no viola ninguna ley física porque existe la relación causal entre el flujo magnético  $\phi$  y la fuerza magnetomotriz  $\Theta$ . Además tiene la ventaja de que el vector se puede calcular fácilmente con los componentes del vector estado.

### 2.4. Ecuaciones de la Máquina Considerando la Saturación

El sistema de ecuaciones desarrollado en 2.2. tiene la siguiente forma:

$$\underline{u} = \underline{r}^* j + \frac{d}{dt} \Psi = \underline{r}^* j + \frac{d}{dt} (\underline{x} \cdot \underline{i}) \quad [2.15]$$

Se puede ver que no hay ningún acoplamiento entre los ejes .

Incluyendo la corriente de magnetización  $i_m$  con sus componentes  $i_{md}$  y  $i_{mq}$ :

$$i_{md} = i_d + i_f + i_D ; \quad i_{mq} = i_q + i_Q \quad [2.16]$$

da:

$$\frac{d}{dt} \Psi = \frac{d}{dt} (\underline{x} \cdot \underline{i}_m) = \underline{j}_m \frac{d\underline{x}}{dt} + \underline{x} \frac{d\underline{i}_m}{dt} \quad [2.17]$$

Suponiendo que el encadenamiento de los flujos de dispersión sea constante, resultan:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = (i_d + i_f + i_D) \frac{dx_{md}}{dt} + x_d \frac{di_d}{dt} + x_{md} \frac{di_f}{dt} + x_{md} \frac{di_D}{dt} \quad [2.18]$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = (i_q + i_Q) \frac{dx_{mq}}{dt} + x_q \frac{di_q}{dt} + x_{mq} \frac{di_Q}{dt} \quad [2.19]$$

o sea

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = x_d \frac{di_d}{dt} + x_{md} \left( \frac{di_f}{dt} + \frac{di_D}{dt} \right) + x_{mdd} \frac{di_{md}}{dt} + x_{mqd} \frac{di_{mq}}{dt} \quad [2.20]$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = x_q \frac{di_q}{dt} + x_{mq} \frac{di_Q}{dt} + x_{mqd} \frac{di_{md}}{dt} + x_{mqq} \frac{di_{mq}}{dt} \quad [2.21]$$

Con las inductancias dinámicas:

$$x_{mdd} = \frac{dx_{md}}{di_m} \frac{i_{md}^2}{i_m} , \quad x_{mqd} = \frac{dx_{md}}{di_m} \frac{i_{md} i_{mq}}{i_m} \quad [2.22]$$

$$x_{mdq} = \frac{dx_{mq}}{di_m} \frac{i_{md} i_{mq}}{i_m} , \quad x_{mqq} = \frac{dx_{mq}}{di_m} \frac{i_{mq}^2}{i_m} \quad [2.23]$$

Así las ecuaciones para las tensiones se amplifican en estos términos . La transformación del sistema rotor con dos fases en el sistema original se efectúa entonces de la siguiente manera:

$$\underline{u}^s = \underline{I}_{SR}^T \underline{r}^* \underline{I}_{SR}^s \underline{j}^s + \underline{T}_{SR} \frac{d}{dt} (\underline{x} \underline{T}_{SR}^s \underline{j}^s) \quad [2.24]$$

### 3. CONCEPCION DEL FILTRO

#### 3.1. Origen y Uso de Filtros de Sistema

Normalmente es difícil separar la señal útil y la de ruido, cuando sus gamas de frecuencia son completas o parcialmente iguales. WIENER desarrolló un filtro que permite obtener la señal útil, usando la densidad espectral de ambas señales, osea, sus funciones autocorrelativas.

En el año de 1960 KALMAN presentó con otro algoritmo de estimación. Este permite estimar un valor desconocido a partir de otro valor conocido, usando las ecuaciones dinámicas de la planta, y da al mismo tiempo, como resultado, la variación del error del valor estimado.

En la teoría del observador clásico, la reducción del error recibe su dinámica de selección de polos. En filtros estocásticos se calcula la realimentación por criterios estadísticos. Así, existe la opción de optimizar el algoritmo de estimación para una variación de mínima, o para una probabilidad de la señal útil.

Para el uso como filtro de estado, estimando la posición del rotor de una máquina sincrónica, parece lo más útil una minimización de la variación. Suponiendo una distribución normal de las densidades de distribución, son iguales el valor estimado de variación mínima y el de la posibilidad máxima.

#### 3.2. Condiciones Limitantes

La implementación del filtro en un microcomputador, pide uunas simplificaciones en el algoritmo para reducir la cantidad de cálculos. Sin embargo, no se requieren condiciones especiales para la máquina como en /2.3/.

Se puede describir cualquier proceso de una manera estadística, usando su promedio (momento de 1º orden) y sus densidades de distribución compuesta. O que no se puedan determinar con suficiente exactitud. La realización técnica tiene sus límites en la capacidad del microcomputador.

Por eso se trabaja con un vector de estado que tiene la distribución según la ley de Gauss. Para el ruido del sistema y el de la medición se estima ruido blanco (white noise), cuyo promedio desaparece.

Para transformar las ecuaciones diferenciales continuas en ecuaciones discretas, se hace una aproximación no muy fina con coeficientes constantes en el intervalo de exploración. Además se interrumpe el cálculo de las matrices discretas en el término lineal de la función exponencial de la matriz (desarrollo de serie).

Esto está permitido, porque el intervalo de exploración es mucho más corto que la constante característica mínima de la máquina.

### 3.3. Las Ecuaciones no Lineales del Filtro

Como se explicó en 3.1., se trabaja con el algoritmo para minimizar la variación de la señal útil. Significa que el error cuadrado de la estimación, o sea la diferencia entre la señal útil y la salida del filtro es mínima:

$$E(\Delta^2) \rightarrow \text{Min} \quad [3.1]$$

Esta condición se cumple siempre (2.5/, 2.6/) con el Valor Esperado Condicional

$$E(x|Y_t) = \bar{x}_{MV} \quad [3.2]$$

En el caso considerado, siempre se encuentra en el Valor Esperado Condicional el valor de la variación mínima del error.

#### 3.3.1. Transformación de las Ecuaciones Continuas en un Sistema Discreto

El sistema de ecuaciones no lineales y variables con respecto al tiempo, se puede describir en su forma continua

$$\dot{x}(t) = F(t)x(t) + G(t)u(t) \quad [3.3]$$

$$y(t) = M(t)x(t) \quad [3.4]$$

$x$  es un vector de estado tipo ( $n \times 1$ ),  $F$  es una matriz del sistema tipo ( $n \times n$ ),  $G$  es la matriz posicionadora del tipo ( $n \times p$ ),  $M$  es la matriz de medición del tipo ( $p \times n$ ) y el vector de medición tipo ( $p \times 1$ ).

La solución del sistema se encuentra por medio de la matriz de transición ( $t, t_0$ )

$$x(t) = \Phi(t, t_0)x + \int_{t_0}^t \Phi(t, \Gamma)G(\Gamma)u(\Gamma)d\Gamma \quad [3.5]$$

Según 2.1/ para  $\Phi(t+T, t) = \Phi(T)$  resulta como solución la función exponencial de matrices:

$$\Phi(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{F^n T^n}{n!} = \exp(FT) \quad [3.6]$$

bajo las condiciones para que el sistema sea lineal e invariable con respecto al tiempo. Aquí también está permitido esto, porque el intervalo de exploración es mucho más corto que la constante característica mínima de la máquina. La constante típica más pequeña de una máquina sincrónica tiene de 20mseg hasta 50 mseg. Con un tiempo de exploración entre 1 mseg y 2 mseg se cumple esta condición.

Como se menciona en 3.2, se interrumpe el desarrollo de las matrices discretas con el término lineal de la función exponencial de la matriz, por las mismas razones.

Con

$$u(\Gamma) = u(t_k) \quad \text{para } t_k + T > \Gamma > t_k \quad [3.7]$$

se puede calcular  $A(t_k)$ , siendo la representación discreta de la matriz del sistema  $F$  y también  $B(t_k)$ , siendo el equivalente discreto de la matriz posicionadora  $G$ .

$$A(t_k) = I + E(t = t_k)T \quad [3.9]$$

$$B(t_k) = \int_{t_k}^{t_k+T} \Phi(t+T, \Gamma)G(\Gamma)d\Gamma = G(t_k)T \quad [3.10]$$

La matriz de medición queda sin transformación así:

$$C(t_k) = M(t = t_k) \quad [3.11]$$

Resultan las ecuaciones que describen el sistema discreto con la sustitución  $tk =: K$

$$\underline{x}(k+1) = \underline{A}(k) \underline{x}(k) + \underline{B}(k) \underline{u}(k) =: f\{\underline{x}(k), \underline{u}(k); k+1, k\} \quad [3.12]$$

$$\underline{y}(k+1) = \underline{C}(k+1) \underline{x}(k+1) =: h\{\underline{x}(k+1); k+1\} \quad [3.13]$$

Las simplificaciones hechas en el desarrollo de estas ecuaciones, se manifiestan como perturbaciones que crean errores en la estimación. Hay que incluir las perturbaciones en el modelo como ruido del sistema y de la medición. Se toman los ruidos como secuencias de ruido blanco (Gauß)  $\underline{sr}(t_k)$  y  $\underline{mr}(t_k)$  con las matrices de covariación  $\underline{SR}(t_k)$  y  $\underline{MR}(t_k)$ .

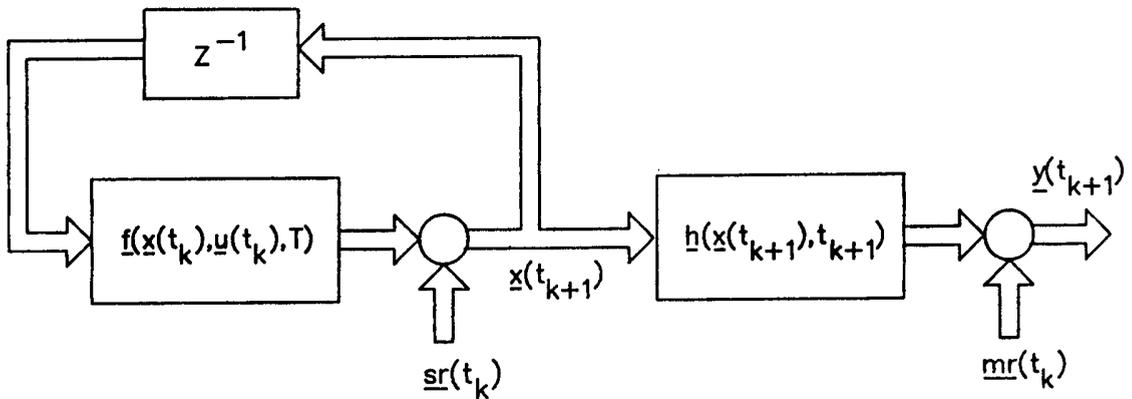


FIGURA 3.1. MODELO DISCRETO DEL PROCESO

Resultan las ecuaciones del filtro  
a) ecuaciones de predicción así:

$$\hat{\underline{x}}(t_k | t_{k-1}) = f(\hat{\underline{x}}(t_{k-1}), t_k; T) \quad [3.14]$$

$$P(t_k | t_{k-1}) = \underline{E}K(t_{k-1})P(t_{k-1} | t_{k-1}) \underline{E}K^T(t_{k-1}) + \underline{SR} \quad [3.15]$$

b) ecuación del filtro

$$\hat{\underline{x}}(t_k | t_k) = \hat{\underline{x}}(t_k | t_{k-1}) + K(t_k) \left( \underline{y}(t_k) - \underline{C}(t_k | t_{k-1}) \hat{\underline{x}}(t_k | t_{k-1}) \right) \quad [3.16]$$

con

$$K(t_k) = \frac{P(t_k | t_{k-1}) \underline{C}K^T(t_k | t_{k-1})}{\underline{C}K(t_k | t_{k-1})P(t_{k-1} | t_{k-1}) \underline{C}K^T(t_k | t_{k-1}) + \underline{MR}} \quad [3.17]$$

$$P(t_k | t_k) = \left( I - K(t_k) \underline{C}K(t_k | t_{k-1}) \right) P(t_k | t_{k-1}) \quad [3.18]$$

### 3.4. Ecuaciones del Filtro de la Máquina

Al comparar las ecuaciones desarrolladas en 3.3.1. se calcula primero  $\underline{E}$  y  $\underline{G}$  después  $\underline{A}(tk)$ ,  $\underline{B}(tk)$  y  $\underline{C}(tk)$ . Así se consiguen todos los vectores y matrices del filtro del sistema, como muestra la FIGURA 3.2

### 4. Estructura del Microcomputador

En la sección 3 se desarrolló el algoritmo que permite determinar el estado interno de una máquina sincrónica, midiendo solo las magnitudes eléctricas en la entrada de la máquina. Este algoritmo se implementa en un microcomputador (FIGURA 4.1) basado en un procesador MC 68020 de Motorola que se comunica vía VME-BUS con un sistema SIGNAL-PROCESSOR tipo TMS 3200. El TMS 3200 de Texas Instruments sirve para acelerar las multiplicaciones en las operaciones matemáticas con matrices y vectores.

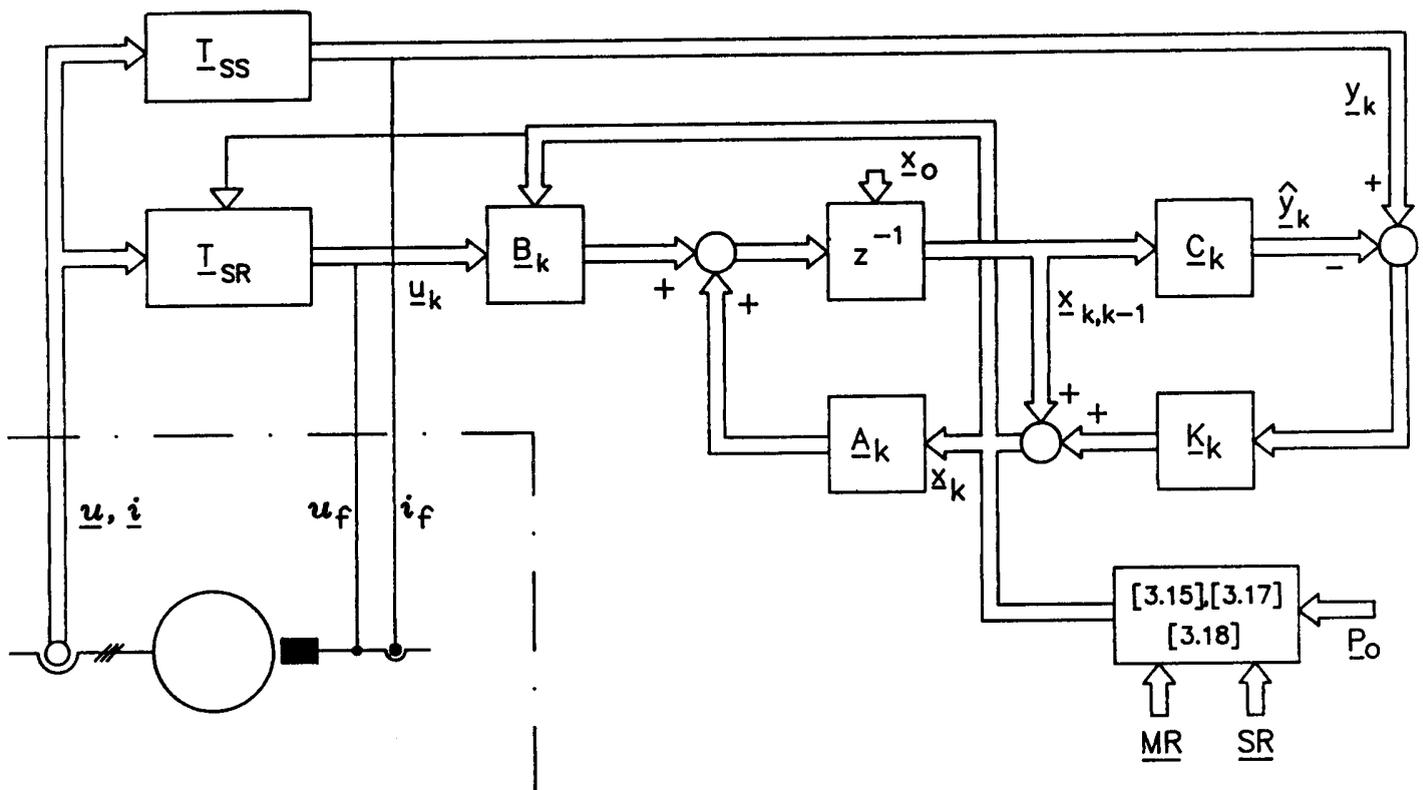


FIGURA 3.2 ALGORITMO DEL FILTRO DEL SISTEMA.

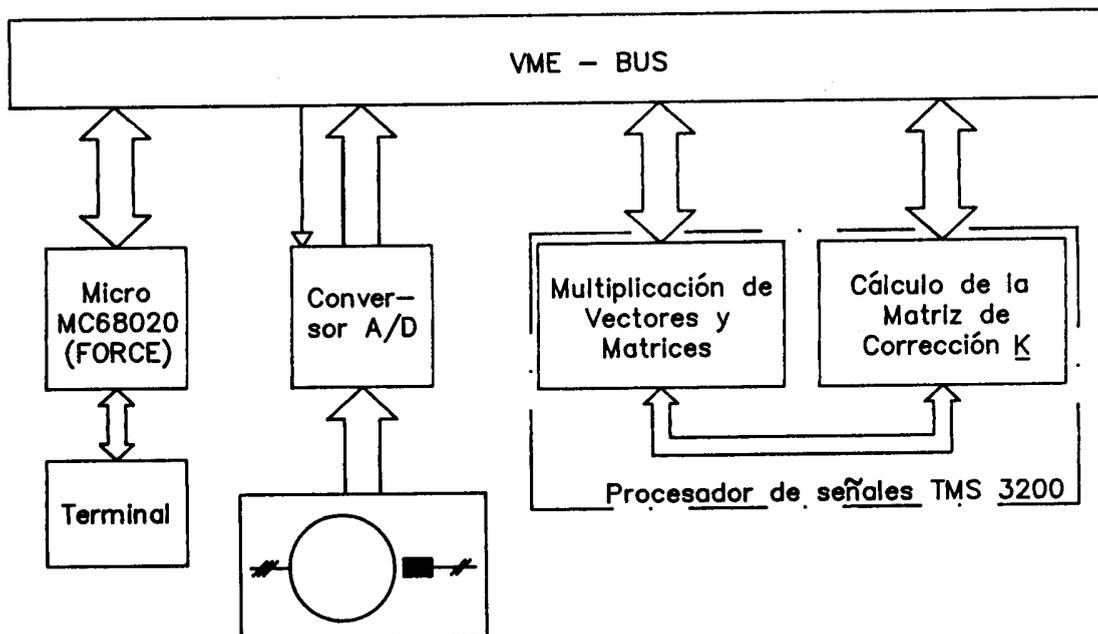


FIGURA 4.1 ESTRUCTURA DEL MICROCOMPUTADOR

## 5. RESULTADOS

Las curvas obtenidas muestran que el filtro, después de un período de "aprendizaje", es capaz de estimar bien el ángulo entre el flujo en el rotor y el

flujo resultante. En el estado estacionario de la máquina el error varía entre  $-10^\circ$  y  $+10^\circ$  con alta frecuencia (FIGURA 5.1.) Así se confirman las simplificaciones hechas en el desarrollo del filtro.

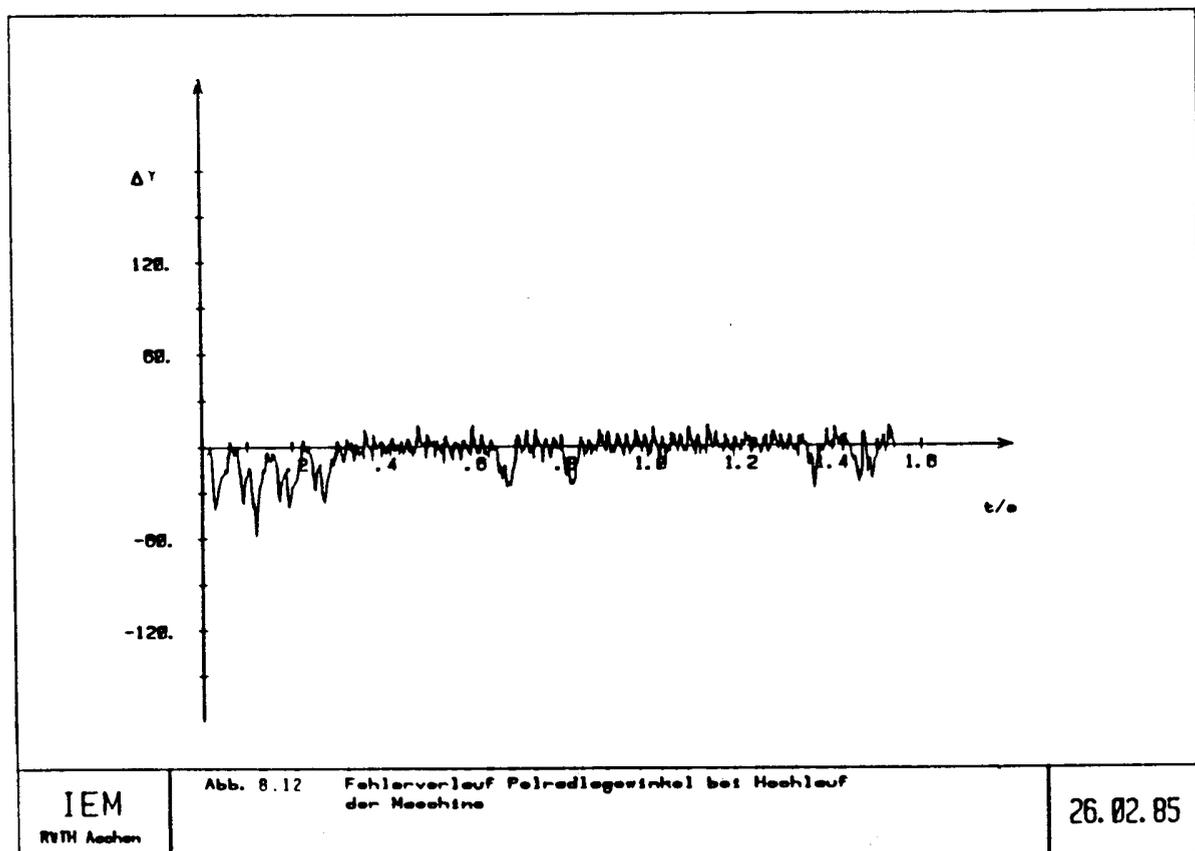


FIGURA 5.1. ERROR DE LA ESTIMACION DEL ANGULO

### RESUMEN

Este artículo presenta un nuevo sistema de control para máquinas sincrónicas. La implementación de un filtro del sistema no lineal en un microcomputador, permite la adquisición de los datos necesarios sin dispositivos mecánicos para la medición.

El modelo matemático de la máquina fue desarrollado con el objetivo de minimizar la cantidad de cálculos sin violar ninguna ley física. Así fue posible implementar el algoritmo discreto en un microcomputador común de 16 bit con coprocesador de señales. Los resultados muestran que el sistema de filtro es capaz de estimar bien el estado de la máquina. Para el desarrollo futuro queda por investigar si la estimaciónse mejoraría variando el intervalo de exploración simultáneamente con el control de los tiristores.

### APENDICE A SIMBOLOS

- A Matriz del sistema
- B Matriz posicionadora
- C Matriz de Medición
- E Valor Esperado
- F Matriz del sistema en el dominio continuo
- G Matriz posicionadora en el dominio continuo
- I Corriente efectiva
- K Matriz de corrección para el vector de estado
- L Inductancia
- M Matriz de medición en el dominio continuo
- MR Matriz de covariación de mr
- P Matriz de covariación del vector de estado
- R Resistencia óhmica
- SR Matriz de covariación de sr
- U Tensión efectiva
- f - Función del sistema no lineal

## APENDICE B BIBLIOGRAFIA

	- Frecuencia
h	Función de medición no lineal
i	- Corriente normalizada - Corriente momentánea
k	Índice por el instante
m	Momento eléctrico
mr	Secuencia de ruido blanco cuyo promedio desaparece
n	- Número de revoluciones - Dimensión del vector del sistema
p	- Densidad de distribución - Dimensión del vector medidor
r	Resistencia normalizada
sr	Secuencia de ruido blanco cuyo promedio desaparece
t	Tiempo
u	- Tensión normalizada - Tensión momentánea - Vector de ajuste
x	- Vector de estado - Reactancias normalizadas: - ( ) <sub>md</sub> Reactancia principal en el eje longitudinal - ( ) <sub>mq</sub> Reactancia principal en el eje transversal - ( ) <sub>f</sub> Reactancia de dispersión del estator - ( ) <sub>rc</sub> Reactancia de acoplamiento en el rotor
y	Vector de medición
⊕	Fuerza magnetomotriz
γ	Angulo eléctrico entre el flujo en el rotor y el flujo resultante
Δ	Diferencia entre el valor real y el valor estimado
Γ	Variable representando el tiempo
∅	Matriz de transición - Encadenamiento de los flujos - Angulo de carga
Ω	Velocidad angular normalizada
ω	Frecuencia circular (2πf)
( ) <sub>D</sub>	Devanado amortiguador longitudinal
( ) <sub>N</sub>	Valor nominal
( ) <sub>O</sub>	Devanado amortiguador transversal
( ) <sub>R</sub>	Relacionado con el rotor
( ) <sub>S</sub>	Relacionado con el estator
( ) <sub>T</sub>	Matriz o vector traspuesta
( ) <sub>d</sub>	Relacionado con el eje longitudinal
( ) <sub>f</sub>	Relacionado con el devanado de excitación
( ) <sub>s</sub>	Relacionado con el estator
( ) <sub>1,2,3</sub>	Devenados del estator
( ) <sup>*</sup>	Magnitud transformación
(-)	Valor promedio
(^)	Valor esperado

### 1. Máquina

- /1.1/ W.D. Moritz  
Einflüsse der Einsensättigung für dynamische Betriebszustände in nichtstationären Betriebsfällen  
Dissertation RWTH Aachen, 1971
- /1.2/ B. Oswald  
Zustandsdarstellung der gesättigten Synchronmaschine mit den Magnetisierungsströmen in d, q - Koordinaten als Zustandsvariable  
Elektrie 34 (1980) Heft 8
- /1.3/ U. Kirberg  
Bestimmung der Polradlage einer als Stromrichtermotor verwendeten Schenkelpolsynchronmaschine bei ausschließlicher Messung von Maschinenklemmgrößen unter Einsatz eines Mikrorechners  
Dissertation RWTH Aachen, 1985
- /1.4/ Ph. K. Sattler  
Elektrische Maschinen I, II  
Vorlesung an der RWTH Aachen

### 2. Filtros

- /2.1/ K. Brammer, G. Siffing  
Stochastische Grundlagen des Kalman-Bucy-Filters  
R, Oldenbourg Verlag, München/Wien, 1975
- /2.2/ O. Föllinger, H. Sartorius  
Anwendungen der Kalman-Filtertechnik  
R, Oldenbourg Verlag, München/Wien, 1975
- /2.3/ B. Gallwitz, F. Hillenbrand, Ch. Landgraf  
A Proposal for Avoiding the Direct Measurement of Speed and Angular Position of the Synchronous Machine  
IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives,  
Lausanne, 1983

- 
- |       |  |        |   |
|-------|--|--------|---|
| /2.4/ | A.H. Jazwinski<br>Adaptive Filtering<br>Interim Report, Analytical Mechanics Associates, March<br>1967 (NASA -CR -84794) | /2.8/  | H. Meyr<br>Regelungstechnik I, II und Optimale Filter<br>Vorlesungen an der RWTH Aachen.  |
| /2.5/ | A.H. Jazwinski<br>Stochastic Process and Filtering Theory<br>Academic Press, New York and London,<br>1970                | /2.9/  | R. Ueda, H. Takata, S.Takata<br>Estimation of transient State of a Synchronous Machine<br>via a Quadratic Observer<br>Electrical Engineering in Japan, vol. 96,<br>No. 1. 1976  |
| /2.6/ | V. Krebs<br>Nichtlineare Filterung<br>R. Oldenbourg Verlag, Munchen/Wien,<br>1980  | /2.10/ | R. Ueda, H. Takata, S.Takata<br>Estimation of transient State of Multi-Machine Power<br>System by Extended Linera Observer<br>IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.<br>PAS-96, No. 2, March/April 1977 |
| /2.7/ | H.D. Lüke<br>Signalverarbeitung<br>Springer Verlag Berlin, Heidelberg, New York, 1983                                    |        |   |